

NAELTON OLIVEIRA DE SOUZA

**ESTUDO, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE ELEMENTOS MAGNÉTICOS
COM CONSTRUÇÃO PLANAR PARA APLICAÇÃO EM CONVERSOR CC-CC
FLYBACK**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, no Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira

JOINVILLE – SC
2018

Oliveira de Souza, Naelton

ESTUDO, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE ELEMENTOS
MAGNÉTICOS COM CONSTRUÇÃO PLANAR PARA APLICAÇÃO EM
CONVERTOR CC-CC FLYBACK. / Naelton Oliveira de
Souza. - Joinville , 2018.

242 p.

Orientador: Sérgio Vidal Garcia Oliveira
Dissertação (Mestrado) - Universidade do Estado de
Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas,
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,
Joinville, 2018.

1. Transformador planar. 2. Flyback dois
interruptores. 3. Análise por elementos finitos. 4.
Resistência CA. 5. indutância de dispersão. I. Vidal
Garcia Oliveira, Sérgio. II. Universidade do Estado
de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação. III.
Título.

**Estudo, Projeto e Implementação de Elementos Magnéticos com Construção
Planar para Aplicação em Conversor CC-CC Flyback**

por

Naelton Oliveira de Souza

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de

MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Área de concentração em “Sistemas Eletroeletrônicos”
e aprovada em sua forma final pelo

CURSO DE MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DO CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA
UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA.

Banca Examinadora:


Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
CCT/UDESC (Orientador/Presidente)


Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerd
CCT/UDESC


Prof. Dr. Romeu Hausmann
FURB

Joinville,SC, 27 de setembro de 2018.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por me dar força, saúde e por minha família, o principal motivo para eu seguir sempre em frente, enfrentando os desafios que a vida me ofereceu.

A minha amada esposa Claudete, que sempre esteve ao meu lado me apoiando, compreendendo os momentos de ausência por causa do meu trabalho. Ao meu filho José Augusto, ao me proporcionar valiosos ensinamentos sobre a vida.

Aos meus pais e irmãos, que sempre me apoiaram apesar da distância. Ao meu pai Neveton de Souza em especial, que me apoiou desde muito cedo, reafirmando sempre que a educação e a busca por conhecimento são essenciais para uma vida plena. Sendo também o maior exemplo que se pode deixar aos que nos sucedem nessa jornada.

Ao professor Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira, pela colaboração, paciência, confiança depositada e todos os ensinamentos compartilhados ao longo deste trabalho.

Ao professor Dr. Airton Ramos por disponibilizar recursos do Laboratório de Eletromagnetismo, permitindo obter resultados experimentais que foram essenciais para enriquecer o presente estudo. Também ao professor Ms. Rodolfo Lauro Weinert pela sua disposição e valioso suporte oferecido para realização dos ensaios.

Aos meus amigos e colegas do nPEE, da WEG Drives & Controls e da Embraco Electronics, pois a amizade e o companheirismo foram fundamentais para o meu crescimento profissional, mas acima de tudo para meu crescimento como ser humano.

Aos responsáveis pelas equipes de P&D nas áreas de Inversores de Baixa Tensão e Design Industrial da WEG Drives & Controls, Carlos Afonso Hümmelgen e Juarez Monteiro dos Santos, pelo apoio a essa pesquisa.

Aos colegas Bruno Goulart Schwinden, César Orellana-Lafuente, Fábio Cadore Posser e Roberto Schmitt pela amizade e pelos momentos de discussão sobre os mais diversos temas.

Aos colegas Adriano, Afonso, Joice, Odiglei, Péricles e Ricardo H. Wiggers, que contribuíram direta ou indiretamente em vários momentos na elaboração desse trabalho.

A todos os professores e colaboradores da Universidade do Estado de Santa Catarina que colocaram à disposição, sua atenção e conhecimento, me auxiliando ao longo dessa jornada no decorrer do Programa de Pós-Graduação.

Aos bolsistas no nPEE, que contribuíram para manter o bom funcionamento dos equipamentos do laboratório.

A todos os outros colegas, amigos e familiares que contribuíram e participaram deste momento da minha vida.

“Quando o mundo estiver unido na busca do conhecimento, e não mais lutando por dinheiro e poder, então nossa sociedade poderá enfim evoluir a um novo nível.”

(Thomas Jefferson)

“O lugar que ocupamos é menos importante do que aquele para o qual nos dirigimos.”
(Leon Tolstói)

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo, o projeto e a implementação de elementos magnéticos com construção planar aplicado ao conversor CC-CC Flyback. Inicialmente é realizada uma introdução aos aspectos gerais da topologia escolhida e do projeto de elementos magnéticos com construção planar. Para validar os conceitos e avaliar o desempenho do magnético planar é realizado o projeto de um transformador para um conversor Flyback dois interruptores, empregado como fonte auxiliar em uma aplicação industrial. As especificações do conversor são: tensão de entrada CC de 265 V até 750 V com saída isolada em 48 V, potência de 85 W, frequência de comutação de 160 kHz, operando em modo de condução descontínuo. O projeto é desenvolvido com o auxílio das ferramentas computacionais PExprt[®], PEmag[®] e Maxwell[®]. São utilizados modelos 2D e 3D simplificados para simulação no Maxwell[®], destacando aspectos relevantes e limitações de cada abordagem. O projeto do transformador planar é executado através da ferramenta computacional de edição de leiaute Altium Designer[®], sendo os enrolamentos da solução planar construídos com a tecnologia de fabricação de placa de circuito impresso multicamadas. Além de gerar arquivos para fabricação, o projeto obtido no Altium[®] é utilizado para a criação de um modelo 3D para simulação e validação do projeto no Maxwell[®]. São apresentados os resultados experimentais incluindo medição dos parâmetros do transformador, formas de onda, perfil térmico e rendimento. Também será realizada uma análise comparativa entre a solução planar e uma solução convencional típica, transformador com bobinas de fio, projetada previamente para atender mesma aplicação, operando com frequência de 100 kHz. Com a metodologia de projeto proposta verificou-se a alta previsibilidade possível com a utilização das ferramentas de simulação aliada aos aspectos construtivos estáveis da tecnologia fabricação. Os resultados obtidos mostram que, com o magnético planar é possível obter uma solução com maior densidade de potência, melhor aproveitamento dos materiais. Ao mesmo tempo sem onerar o rendimento global do conversor ou elevação de temperatura no transformador.

Palavras chaves: Transformador planar, Flyback dois interruptores, análise por elementos finitos, Maxwell[®], PExprt[®], PEmag[®], resistência CA, indutância de dispersão, capacitância parasita.

ABSTRACT

This dissertation presents the study, design and implementation of magnetics elements with planar construction applied in a DC-DC Flyback converter. Initially an introduction is made to the general aspects of the chosen topology and the design of magnetics elements with planar construction are presented. To validate the concepts and evaluate the performance of planar magnetic is carried out the design of a transformer for a Flyback Dual Switch, employed as an auxiliary power supply for an industrial application. The specifications of the converter are: DC input voltage from 265 V to 750 V with isolated output at 48 V, power 85 W, switching frequency 160 kHz, operating in discontinuous conduction mode. The project is developed with the aid of Pexprt™, PEmag™ and Maxwell™ computational tools. Simplified 2D and 3D models area used for simulation in Maxwell™ highlighting relevant aspects and limitations of each approach. The planar transformer design is implemented using Altium Designer™ layout editing computational tool, the planar solution windings being constructed with multilayer printed circuit board technology. In addition to generating files for manufacturing, the project obtained from Altium™ is used to create a 3D model for simulation and validation of the project in Maxwell™. Experimental results are presented including measurement of transformer parameters, waveforms, thermal profile and converter efficiency. A comparative analysis will also be carried out between the planar solution and a typical conventional transformer with wire-wound coils, previously designed to meet the same application, operating at a frequency of 100 kHz. With the proposed design methodology is verified the high predictability possible with the usage of simulation tools combined with the stable constructive aspects of manufacturing technology. The results show that with planar magnetic it is possible to obtain a solution with higher power density, better use of materials. While without incurring the overall efficiency of the converter or temperature rise in the transformer.

Keywords: Planar transformer, Flyback dual switch, finite element analysis, Maxwell™, PExprt™, PEmag™, AC resistance, leakage inductance, stray capacitance.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Circuito conversor Flyback	38
Figura 2 - Formas de onda para conversor Flyback DCM.....	38
Figura 3 - Relação entre valores médio, eficaz e de pico da corrente de entrada em função da razão cíclica D para conversor Flyback DCM	39
Figura 4 - Curva B-H para elemento magnético do conversor Flyback DCM.....	40
Figura 5 - Circuito conversor Flyback com indutância de dispersão L_d no primário.....	41
Figura 6 - Formas de onda para Flyback DCM com L_d equivalente à 3,5% do valor de L_m	41
Figura 7 - Detalhe da tensão de bloqueio sobre o interruptor	42
Figura 8 - Circuito do conversor Flyback-2S com indutância de dispersão do primário (L_d).....	43
Figura 9 - Formas de onda conversor Flyback-2S indicando as etapas de operação	44
Figura 10 – 1ª Etapa: ambos os interruptores são comandados entrando em condução	45
Figura 11 – 2ª Etapa: ambos os interruptores são comandados ao bloqueio.....	45
Figura 12 – Detalhe com as formas de onda do conversor Flyback-2S para a 2ª Etapa	46
Figura 13 – 3ª Etapa: a energia acumulada na etapa anterior é transferida para saída.....	47
Figura 14 – 4ª Etapa a carga mantida pela energia do capacitor C_o	47
Figura 15 - Perdas nos semicondutores em função da frequência f_s para V_{in} máximo e mínimo.....	55
Figura 16 - Circuito de Gate Driver isolado com transformador de Pulso.....	56
Figura 17 - Diagrama interno do controlador analógico UC2844 da Texas Instruments	57
Figura 18 - Diagrama com as relações entre principais variáveis presentes no projeto de um elemento magnético.....	62
Figura 19 - Variação da densidade de fluxo ΔB em função do número de espiras obtidos para diferentes valores de frequência	67
Figura 20 - Densidade de perdas para material R Magnetics em função do número de espiras obtidos para diferentes valores de frequência.....	68
Figura 21 - Potência de entrada em função da frequência mantendo valores de perdas constantes no elemento magnético aplicado em conversor Flyback DCM	73
Figura 22 - Potência de entrada e número de espiras em função da frequência mantendo valores de perdas constantes no elemento magnético para um conversor Flyback DCM	74
Figura 23 –Perdas totais no elemento magnético em função do ΔB para núcleo EI38 material R.....	76
Figura 24 - Convecção natural em placa plana horizontal - h_c máximo de 13,25 W /m ² K para $\Delta T \approx 40$ °C	77
Figura 25 - Convecção natural em placa plana vertical - h_c máximo de 15,73 W /m ² K para $\Delta T \approx 40$ °C....	78
Figura 26 – Representação do efeito de proximidade para $h \gg \delta$	80
Figura 27 - Relação entre resistência C_A e C_C em função de ξ e da relação da MMF entre camadas – m ..	81
Figura 28 - Distribuição da MMF, em (b) intercalando camadas do primário e secundário, e em (a) sem intercalar	82
Figura 29 - Espectro harmônico da corrente nos enrolamentos e diferença de fase entre as mesmas obtidas através de simulação do circuito no Simplorer®	83
Figura 30 – Diagrama para um indutor com entreferro e circuito magnético equivalente.....	84
Figura 31 - Curva B-H relacionando o efeito da relutância - \mathcal{R}_g na corrente de saturação – I_{sat}	85
Figura 32 - Espreadimento de fluxo na região do entreferro - A_{e_g}	86
Figura 33 - Densidade de corrente próximo ao entreferro	87
Figura 34 - Modelo 3D criado no Maxwell mostrando a malha utilizada para obtenção da solução magnética.....	94
Figura 35 - Fluxo utilizado para solução através de modelagem FEA no Maxwell®	94
Figura 36 – Densidade de corrente nos condutores para um transformador planar obtida no Maxwell®: em (a) no enrolamento primário e em (b) no enrolamento secundário	95
Figura 37 - Circuito equivalente para um transformador.....	96
Figura 38 - Capacitância entre condutores.....	97
Figura 39 – Opções de diferentes tipos de projeto para elementos magnéticos possíveis no PExprt®	100
Figura 40 - Dados de entrada relativos ao conversor para o projeto do transformador Flyback no PExprt	101
Figura 41 - Dados de entrada para projeto transformador Flyback no PExprt.....	102
Figura 42 - Opções de modelagem para projeto transformador Flyback no PExprt.....	103
Figura 43 - Seleção do tamanho do núcleo	104

Figura 44 - Seleção do material magnético	105
Figura 45 - Seleção da geometria dos condutores para tecnologia planar	106
Figura 46 - Resultados de desempenho para solução selecionada.....	108
Figura 47 - Tela ferramenta PEmag [®] mostrando resultado simulação Maxwell para modelo 2D simplificado	109
Figura 48 – Imagem com modelo 2D simplificado frontal representando um transformador planar no Maxwell [®] criado a partir do PEmag [®]	111
Figura 49 - Imagem com modelo 2D simplificado lateral representando um transformador planar no Maxwell [®] criado a partir do PEmag [®]	111
Figura 50 – Imagem mostrando sequência de tarefas de simulação executadas para caracterização do componente utilizando modelo 2D simplificado com abordagem dupla (<i>Double 2D</i>).....	112
Figura 51 - Imagem com modelo 3D simplificado representando um transformador planar no Maxwell [®] criado a partir do PEmag [®]	113
Figura 52 – Perdas no cobre: (a) cálculo analítico (b) simulação com modelo 2D simplificado no Maxwell [®]	115
Figura 53 - Modelo 3D físico implementado no Maxwell criado a partir de geometria projetada no Altium Designer.....	116
Figura 54 - Modelo elétrico equivalente obtido para um transformador	117
Figura 55 - Circuito equivalente da impedância do primário com secundário em aberto Z_{p_oc}	118
Figura 56 - Circuito equivalente da impedância do primário com secundário em curto-circuito Z_{p_sc}	118
Figura 57 - Curva de impedância para o primário Z_p , com secundário aberto, obtida por simulação no Simplorer [®] utilizando modelo criado no PEmag [®]	119
Figura 58 - Curva de impedância para o primário Z_p , com secundário em curto-circuito, obtida por simulação no Simplorer [®] utilizando modelo criado no PEmag [®]	120
Figura 59 - Circuito Flyback 2S implementado para simulação no Simplorer com o modelo do transformador.....	122
Figura 60 - Formas de onda no primário e secundário do transformador obtidas por simulação utilizando o modelo elétrico equivalente para o transformador.....	123
Figura 61 - Forma de onda com detalhe da comutação para Flyback-2S utilizando modelo elétrico para simulação do transformador	124
Figura 62 - Estrutura planar construída através de PCI multicamadas	128
Figura 63 – Conversores padrão DOSA: (a) 1/4 brick, fabricante TDK e (b) 1/8 brick, fabricante ARTESYN.....	129
Figura 64 - Construção transformador planar através de chapas estampadas.....	130
Figura 65 - Transformador planar de alta frequência – 150 kHz e elevada potência – 5 kW.....	131
Figura 66 - Abordagem de empacotamento 3-D realizada com placa rígida e flexível obtendo um conversor com elevada compactação	132
Figura 67 - Comportamento Térmico de núcleo convencional e planar sobre dissipador	133
Figura 68 - Formas de onda de tensão e corrente no primário/secundário para um transformador planar com elevada capacitância em um conversor CC-CC <i>Full Bridge</i> comutando na frequência de 500 kHz.....	134
Figura 69 - Formas de onda de tensão e corrente no primário/secundário para um transformador convencional com baixa capacitância operando em um conversor CC-CC Full Bridge comutando na frequência de 500 kHz.....	134
Figura 70 - Estrutura típica para uma PCI multicamadas (<i>multilayer</i>) com 4 camadas.....	135
Figura 71 - Elevação de temperatura em função da largura da trilha por espira em camada externa de uma PCI.....	139
Figura 72 - Elevação de temperatura em função da largura da trilha por espira em camada interna de uma PCI.....	140
Figura 73 - Seção transversal de transformador planar com as principais grandezas geométricas.....	142
Figura 74 - Geometrias típicas para núcleos magnéticos planares do fabricante TDK: EIR, ELT, PQI e EI	145
Figura 75 - Comprimento médio das espiras MTL para geometria tipo EE/EI	146
Figura 76 - Enrolamento espiral construído em duas camadas.....	147
Figura 77 - Modelo 2D simplificado para simulação no Maxwell [®]	148
Figura 78 - Resistência CA do secundário para diferentes valores de espessura de cobre h	149
Figura 79 - Relação entre R_{ac}/R_{dc} para diferentes valores de espessura de cobre h	149
Figura 80 - Resistência CA do enrolamento primário modelo 2D simplificado no Maxwell [®]	150

Figura 81 - Modelo 3D para as propostas de leiaute: (a) leiaute TP-A e (b) leiaute TP-B	152
Figura 82 - Indutância de dispersão vista pelo primário obtidas do Maxwell® para modelo 3D físico.....	152
Figura 83 - Resistência CA do primário obtidas do Maxwell® para modelo 3D físico	153
Figura 84 - Leiaute proposto para o transformador de pulso EE18: (a) placa superior e (b) placa inferior	157
Figura 85 - Fotografia do protótipo construído para o transformador de pulso EE18	157
Figura 86 - Seção transversal do EMP com as principais grandezas	160
Figura 87 - Valores teóricos para as perdas nos semicondutores Psemi e no transformador PT_Vin_min e PT_Vin_max em função da frequência de comutação.....	162
Figura 88 - Valores teóricos para as perdas totais Ptot_A e no transformador PT_Vin_max para tensão máxima Vin_max em função da frequência de comutação.....	163
Figura 89 - Rendimento teórico para tensão de entrada máxima η_{teo_A} e para tensão de entrada mínima η_{teo_B} em função da frequência de comutação.....	164
Figura 90 - Propostas de leiaute para EMP com 4 camadas	166
Figura 91 - Indutância de dispersão vista pelo primário Ld obtidas do Maxwell® com modelo 3D	167
Figura 92 - Resistência CA do enrolamento primário obtida do Maxwell® com modelo 3D.....	168
Figura 93 - Detalhe da resistência CA até 200 kHz para o enrolamento primário obtidas do Maxwell® com modelo 3D.....	168
Figura 94 - Indutância de dispersão vista pelo secundário obtidas do Maxwell® com modelo 3D	169
Figura 95 - Resistência CA do enrolamento secundário obtida do Maxwell® com modelo 3D	169
Figura 96 - Detalhe da resistência CA mostrada até 200 kHz para o enrolamento secundário obtida do Maxwell® com modelo 3D.....	170
Figura 97 - Formas de onda obtidas por simulação para modelo EI38 (P-S-S-P) leiaute TP-A para tensão de entrada mínima de 265 V	171
Figura 98 - Formas de onda obtidas por simulação para modelo EI38 (P-S-S-P) leiaute TP-A para tensão de entrada máxima de 750 V	172
Figura 99 - Detalhe mostrando a comutação para o modelo EI38 (PSSP) leiaute TP-A com Vin 750 V..	173
Figura 100 - Imagem do layout conversor Flyback com EMP de potência e transformador de pulso integrados.....	174
Figura 101 - Detalhe do layout destacando as trilhas de potência e caminho da corrente de desmagnetização da indutância de dispersão - ID através dos diodos V8 e V7	175
Figura 102 - Imagem destacando leiaute do sinal de realimentação de tensão e o posicionamento dos principais componentes da malha de tensão	176
Figura 103 - Layout sinal de corrente medido através resistor shunt até o circuito controlador UC2844..	176
Figura 104 - Layout do sinal de comando através do circuito de Gate Driver - Transformador de Pulso..	177
Figura 105 - Imagens dos protótipos dos elementos magnéticos planares construídos	179
Figura 106 - Imagem mostrando a solução convencional ETD39 e o protótipo planar EI38	180
Figura 107 - Analisador de impedância- Agilent 4294A	181
Figura 108 - Curva de impedância do primário para circuito aberto Zp_oc no protótipo EI38-P0.....	183
Figura 109 - Curva de indutância e resistência do primário para circuito aberto Lp-Rp no protótipo EI38-P0	183
Figura 110 - Curva de impedância do primário para curto-circuito Zp_sc no protótipo EI38-P0	184
Figura 111 - Curva de indutância e resistência do primário para curto-circuito Lp-Rp no protótipo EI38-P0	184
Figura 112 - Curva de impedância do secundário para circuito aberto Zs_oc no protótipo EI38-P0	185
Figura 113 - Curva de indutância e resistência do secundário para circuito aberto Ls-Rs no protótipo EI38-P0	185
Figura 114 - Curva de impedância do primário para circuito aberto Zp_oc no protótipo EI38-P01	186
Figura 115 - Curva de indutância e resistência do primário para circuito aberto Lp-Rp no protótipo EI38-P01	187
Figura 116 - Curva de impedância do primário para curto-circuito Zp_sc no protótipo EI38-P01.....	187
Figura 117 - Curva de indutância e resistência do primário para curto-circuito Lp-Rp no protótipo EI38-P01	188
Figura 118 - Curva de impedância do secundário para circuito aberto Zs_oc no protótipo EI38-P01	188
Figura 119 - Curva de indutância e resistência do secundário para circuito aberto Ls-Rs no protótipo EI38-P01	189
Figura 120 - Curva de impedância do primário para circuito aberto Zp_oc no protótipo EI38-P01-NI.....	190

Figura 121 – Curva de indutância e resistência do primário para circuito aberto Lp-Rp no protótipo EI38-P01-NI	190
Figura 122 – Curva de impedância do primário para curto-circuito Zp_sc no protótipo EI38-P01-NI.....	191
Figura 123 – Curva de indutância e resistência do primário para curto-circuito Lp-Rp no protótipo EI38-P01-NI	191
Figura 124 - Curva de impedância do secundário para circuito aberto Zs_oc no protótipo EI38-P01-NI ..	192
Figura 125 – Curva de indutância e resistência do secundário para circuito aberto Ls-Rs protótipo EI38-P01-NI	192
Figura 126 - Curva de impedância do primário para circuito aberto Zp_oc no protótipo ETD39.....	193
Figura 127 – Curva de indutância e resistência do primário para circuito aberto Lp-Rp no protótipo ETD39	194
Figura 128 – Curva de impedância do primário para curto-circuito Zp_sc no protótipo ETD39.....	194
Figura 129 – Curva de indutância e resistência do primário para curto-circuito Lp-Rp no protótipo ETD39	195
Figura 130 - Curva de impedância do secundário para circuito aberto Zs_oc no protótipo ETD39.....	195
Figura 131 – Curva de indutância e resistência do secundário para circuito aberto Ls-Rs protótipo ETD39	196
Figura 132 – Conversor Flyback-2S com transformador planar TP-F	200
Figura 133 - Tensão (VDS Q2 canal 1 e Q1 canal 2, VGS Q1 canal 4) e corrente no primário (canal 3) para Vin=265 V com protótipo EI38-P0	200
Figura 134 - Tensão (VDS Q2 canal 1 e Q1 canal 2, VGS Q2 canal 4) e corrente no primário (canal 3) para Vin=750 V com o protótipo EI38-P0	201
Figura 135 – Formas de onda para o conversor Flyback-2S com transformador EI38-P0 @ Vin 350 V e Po 85 W	202
Figura 136 - Wattímetro Yokogawa WT230.....	203
Figura 137 – Protótipo EI38-P0 tensão e corrente no primário canal 4 e canal 2, corrente no secundário canal 3 para Vin 265 V	204
Figura 138 - Protótipo EI38-P0 tensão e corrente no secundário canal 4 e canal 3, corrente no primário canal 2 para Vin 265 V	204
Figura 139 - Protótipo EI38-P0 tensão e corrente no primário canal 4 e canal 2, corrente no secundário canal 3 para Vin 350 V	205
Figura 140 - Protótipo EI38-P0 tensão e corrente no secundário canal 4 e canal 3 para Vin 350 V	205
Figura 141 - Protótipo EI38-P01 tensão e corrente no primário canal 4 e canal 2 para Vin 265 V.....	206
Figura 142 - Protótipo EI38-P01 tensão e corrente no secundário canal 4 e canal 3.....	207
Figura 143 - Protótipo EI38-P01 tensão e corrente no primário canal 4 e canal 2 para Vin 350 V.....	207
Figura 144 - Protótipo EI38-P01 tensão e corrente no secundário canal 4 e canal 3 para Vin 350 V	208
Figura 145 - Protótipo EI38-P01-NI tensão e corrente no primário canal 4 e canal 2 para Vin 265 V	209
Figura 146 - Protótipo EI38-P01-NI tensão e corrente no secundário canal 4 e canal 3 para Vin 265 V....	209
Figura 147 - Protótipo EI38-P01-NI tensão e corrente no primário canal 4 e canal 2 para Vin 350 V	210
Figura 148 - Protótipo EI38-P01-NI tensão e corrente no secundário canal 4 e canal 3 para Vin 350 V....	210
Figura 149 - Tensão VDS Q2 canal 1, corrente no primário canal 2 e no secundário canal 3 para Vin=265 V com protótipo ETD39 @ fs ≈ 100 kHz.....	211
Figura 150 - Protótipo ETD39 tensão e corrente no primário canal 4 e canal 2, corrente no secundário canal 3 para Vin 265 V	212
Figura 151 - Protótipo ETD39 tensão e corrente no secundário canal 4 e canal 3 para Vin 265 V.....	213
Figura 152 - Protótipo ETD39 tensão e corrente no primário canal 4 e canal 2, corrente no secundário canal 3 para Vin 350 V	213
Figura 153 - Protótipo ETD39 tensão e corrente no secundário canal 4 e canal 3 para Vin 350 V.....	214
Figura 154 – Imagem com dados mostrados na tela do analisador de energia Tektronix modelo PA4000	216
Figura 155 – Curva de rendimento do conversor em função da carga para solução planar EI38-P01 @ 160 kHz	217
Figura 156 – Curva de rendimento do conversor em função da carga para solução convencional ETD39 @ 100 kHz	218
Figura 157 – Elevação de temperatura protótipo EI38-P0.....	219
Figura 158 - Elevação de temperatura para conversor com (a) EI38-P01 e (b) EI38-P01-NI @ Vin 350 V	220
Figura 159 - Elevação de temperatura para protótipo ETD39 (a) fs 100 kHz e (b) fs 125 kHz	221

Figura 160 - Representação em perspectiva do layout em 3D obtido do Altium Designer	237
Figura 161 - Representação da vista lateral do layout em 3D obtido do Altium Designer – destacado em vermelho núcleo do transformador planar com altura total de 12,5 mm	237
Figura 162 - Representação da vista superior do layout em 3D com componentes obtido do Altium Designer.....	238
Figura 163 - Representação da vista inferior do layout em 3D com componentes obtido do Altium Designer	238
Figura 164 - Visão geral do layout destacando as trilhas de potência	239
Figura 165 - Conversor em malha aberta ondulação do retificador observada na corrente e tensão na saída: canal 1 tensão de saída, canal 3 corrente de saída, canal 2 corrente no primário.....	240
Figura 166 - Conversor em malha fechada a ondulação do retificador não é observada na corrente e tensão da saída - canal 1 tensão de saída, canal 3 corrente de saída, canal 2 corrente no primário	240
Figura 167 – Ondulação de V_o (valor CA) degrau de carga de 100% para 50% com tensão de entrada V_{in} 275 V	241
Figura 168 – Ondulação de V_o (valor CA) degrau de carga de 50% para 100% com tensão de entrada V_{in} 275 V	241
Figura 169 - Tensão no gate do interruptor para tensão da fonte auxiliar de 16,5 V	242
Figura 170 – Detalhe da tensão no gate para o bloqueio do interruptor	242

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificação do conversor Flyback 2 chaves.	54
Tabela 2 – Parâmetros para os principais componentes de potência do conversor.....	54
Tabela 3 – Profundidade de penetração δ para cobre na temperatura 25°C.....	84
Tabela 4 - Parâmetros do transformador obtidos do modelo de simulação	120
Tabela 5 - Resultado de perdas e eficiência para o conversor Flyback-2S obtidos por simulação ($V_{in} = 265$ V) utilizando o modelo elétrico equivalente para o transformador	124
Tabela 6 – Valores típicos dos parâmetros para fabricação de PCI – capacidade de fabricação.....	137
Tabela 7 – Resultados obtidos em análise com modelo 2D simplificado no Maxwell®	151
Tabela 8 – Dados do transformador de pulso para circuito de comando isolado.....	157
Tabela 9 – Restrições da tecnologia PCI utilizada e parâmetros de projeto.....	159
Tabela 10 – Resultados construtivos obtidos com PExprt® utilizando núcleo EI38.....	160
Tabela 11 – Resultados baseados no modelo analítico para o projeto EMP	161
Tabela 12 – Resultados Maxwell® modelo 2D simplificado para o projeto EMP	165
Tabela 13 - Resultado obtidos por simulação para o conversor Flyback-2S com EMP EI38.....	171
Tabela 14 – Dados do transformadores ET39 e EI38	181
Tabela 15 – Dados obtidos da medição de circuito aberto.....	197
Tabela 16 – Dados obtidos da medição de curto-circuito	197
Tabela 17 – Rendimento do Conversor Flyback-2S com protótipos avaliados	215

LISTA DE SÍMBOLOS E SIGLAS

A_e	Área Efetiva da Seção Transversal da Perna Central do Núcleo Magnético
$A_e A_w$	Produto das áreas A_e e A_w
$A_{S_{cond}}$	Área de Sobreposição dos Condutores
$A_{S_{pri}}$	Área da Seção Transversal dos Condutores do Primário
$A_{S_{sec}}$	Área da Seção Transversal dos Condutores do Secundário
A_{sup}	Área Superficial para Troca de Calor com Ambiente
A_w	Área da Seção Transversal da Janela do Núcleo Magnético
A_{wef}	Área da Janela do Núcleo Efetivamente Ocupada pelos Condutores
B-H	Densidade de fluxo magnético-Campo magnético
B_{max}	Valor máximo da Densidade de Fluxo magnético
B_{pk}	Valor de Pico da Densidade de Fluxo
B_{sat}	Valor de Saturação para Densidade de Fluxo
b_w	Largura da Janela do Núcleo
B_w	Largura Efetiva da Janela do Núcleo
$b_{w_{cond}}$	Largura da Janela Ocupada com Condutores
$b_{w_{PCI}}$	Largura da Janela Ocupada pela PCI
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CFD	<i>Computational Fluid Dynamics</i> – Fluidodinâmica Computacional
C_{oss}	Capacitância de Saída do Interruptor
C_{po}	Capacitância própria do Primário
C_{pso}	Capacitância entre Enrolamentos Primário e Secundário
C_{so}	Capacitância própria do Secundário
C_{str}	Capacitância Parasita Vista pelo Primário na Medição de Circuito Aberto
$C_{str'}$	Capacitância Parasita Vista pelo Primário na Medição de Curto-Circuito
$d(t)$	Razão cíclica instantânea
dB/dt	Derivada da Densidade de Fluxo
DCM	<i>Discontinuous Conduction Mode</i> – Modo de Condução Descontínuo
D_{max}	Razão Cíclica Máxima
D_{min}	Razão Cíclica Mínima
D_n	Razão Cíclica Nominal

D_{td}	Razão Cíclica da Corrente no Secundário – Tempo de Desmagnetização
ECAD	<i>Electronic Computer Aided Design</i> – Projeto Eletrônico assistido por Computador
EDA	<i>Electronic Design Automation</i> – Automação de Projeto Eletrônico
E_{ld}	Energia Equivalente ao Fluxo Disperso do Transformador
EMP	Elemento Magnético Planar
$E_{sp_{cond}}$	Espessura Total dos Condutores de uma PCI Multicamadas
$E_{sp_{PCI}}$	Espessura Total da PCI
FEA	<i>Finite Element Analysis</i> – Análise por Elementos Finitos
f_{eq}	Fator que Representa a Frequência Equivalente na MSE
Flyback-2S	Conversor Flyback dois Interruptores
f_s	Frequência de Comutação
GaN	Nitreto de Gálio
G_{Sv_ipk}	Função de Transferência da tensão de saída para o valor de pico da corrente
G_{Svo_vc}	Função de Transferência da tensão de saída para a ação de controle - tensão vc
H	Espessura dos Condutores
h_c	Coeficiente de Transferência Térmica [W/m^2K]
Hw	Altura da Janela do Núcleo
h_{Δ}	Espessura do Isolante
$I_{C_{ef}}$	Valor eficaz da Corrente no Capacitor do Filtro de Saída
$I_{D_{1,2med}}$	Valor médio da corrente no Diodo de Grampeamento ou Recirculação
I_o	Valor médio nominal da Corrente de Saída
I_{p_ef}	Valor Eficaz da Corrente no Primário
$I_{p_ef_max}$	Valor Eficaz Máximo da Corrente no Primário
I_{p_med}	Valor Médio da Corrente no Primário
I_{p_pk}	Valor de Pico da Corrente no Primário
I_{p-Pri}	Corrente do Enrolamento Primário
I_{s-Sec}	Corrente do Enrolamento Secundário
$I_{S_{ef}}$	Valor Eficaz da Corrente no Secundário
$I_{S_{med}}$	Valor Médio da Corrente no Secundário
$I_{S_{pk}}$	Valor de Pico da Corrente no Secundário
J_d	Densidade de Corrente nos Condutores
J_{ext}	Densidade de Corrente nos Condutores das Camadas Externas da PCI
J_{int}	Densidade de Corrente nos Condutores das Camadas Internas da PCI

k	Fator de Perdas no Núcleo magnético proporcional
k_a	Fator de Acoplamento
k_{PCI}	Fator de Ocupação da PCI pelos Condutores
K_p	Fator de Ocupação da Janela do Núcleo Magnético pelo enrolamento Primário
K_r	<i>Window Rating</i> – Área Ocupada na Janela do Núcleo incluindo material isolante
K_w	Fator de Utilização da Janela do Núcleo Magnético
$k_{w_{max}}$	Valor Máximo do Fator de Utilização da Janela do Núcleo Magnético
$k_{w_{PCI}}$	Fator de Ocupação da Janela do Núcleo pela PCI
ℓ_c	Comprimento do Circuito Magnético do Núcleo
L_d	Indutância de Dispersão
ℓ_g	Comprimento do Entreferro
L_m	Indutância de Magnetização
L_m'	Indutância de Magnetização Refletida
L_p	Indutância do Primário do Transformador
$L_{T_{max}}$	Comprimento Máximo de uma Espira
$L_{T_{min}}$	Comprimento Mínimo de uma Espira
l_w	Comprimento das Espiras
m	Número de Camadas de Enrolamentos
μ	Permeabilidade Magnética
μ_0	Permeabilidade Magnética do Vácuo
M	Indutância mútua
MLT	Comprimento Médio das Espiras
MMF	Magnetomotive Force - Força Magnetomotriz
MSE	<i>Modified Steinmetz Equation</i> – Equação de Steinmetz Modificada
n_i	Produto do Número de Espiras pela da Corrente nos Enrolamentos
n_L	Número de Camadas de um Enrolamento
N_L	Número Total de Camadas da PCI
N_p	Número de Espiras do Primário
N_s	Número de Espiras do Secundário
PCI	Placa de Circuito Impresso
P_{cobre}	Perdas nos Condutores do Elemento Magnético
$P_{cobre_{max}}$	Valor Máximo para as Perdas nos Condutores do Elemento Magnético
P_{core}	Perdas no Núcleo Magnético

P_d	Potência Dissipada
$P_{d_{com}}$	Perdas por Comutação no Diodo de Saída
$P_{d_{cond}}$	Perdas por Condução no Diodo de Saída
P_{in}	Valor da Potência de Entrada do Conversor
$P_{in_{max}}$	Valor Máximo da Potência de Entrada do Conversor
P_{ld}	Potência Equivalente ao Fluxo Disperso do Transformador
$P_{mag_{max}}$	Valor Máximo para as Perdas no Núcleo Magnético
$P_{MagTotal}$	Valor para as Perdas Totais no Elemento Magnético
PWM	Modulação por Largura de Pulso
P_o	Valor de Potência de Saída Nominal do Conversor
$P_{s_{com}}$	Perdas por Comutação no Interruptor
$P_{s_{cond}}$	Perdas por Condução no Interruptor
P_{semi}	Valor das Perdas nos Semicondutores - Diodos e Interruptores de Potência
PTH	Plated Through Hole - Furo Metalizado Passante
P_{wNP}	Perdas nos Condutores do Enrolamento Primário do Elemento Magnético
P_{wNS}	Perdas nos Condutores do Enrolamento Secundário do Elemento Magnético
R_{ac}	Valor da Resistência CA
\mathcal{R}_c	Relutância do Núcleo
R_d	Resistência Dinâmica do Diodo
R_{dc}	Valor da Resistência CC
$R_{d_{son}}$	Resistência do Canal do Interruptor para Condução
\mathcal{R}_g	Relutância do Entreferro
R_o	Resistência de Carga
R_p	Valor da Resistência Série Equivalente CC do Enrolamento Primário
R_s	Valor da Resistência Série Equivalente CC do Enrolamento Secundário
R_{Shunt}	Resistor <i>Shunt</i> - Sensor de Corrente do Primário
R_{th}	Resistência Térmica
s	Espaçamento Mínimo entre Trilhas na PCI
$S_{cond_{pri}}$	Área da Seção Transversal dos Condutores do Enrolamento Primário
$S_{cond_{sec}}$	Área da Seção Transversal dos Condutores do Enrolamento Secundário
SE	<i>Steinmetz Equation</i> – Equação de Steinmetz
SiC	Carbeto de Silício
sp	Espaçamento das Trilhas para Borda da PCI

T	Período de Comutação
t_{dLd}	Tempo de Desmagnetização da Indutância de Dispersão
Th	Espessura dos Condutores na PCI
T_{iso-n}	Espessura da n-ésima Camada Isolante
TP	Transformador Planar
TP-A	Leiaute para o Transformador Planar proposta A
TP-B	Leiaute para o Transformador Planar proposta B
TP-F	Transformador Planar para Conversor Flyback
$v_l(t)$	Valor Instantâneo da Tensão Aplicada a um Enrolamento
$V_{ab_{max}}$	Valor máximo para Tensão de Linha da Rede Trifásica
$V_{ab_{min}}$	Valor mínimo para Tensão de Linha da Rede Trifásica
V_{cond}	Volume Total dos Condutores
V_{dc}	Tensão do CC do Barramento
V_{dRRM}	Valor da Tensão Máxima Repetitiva Reversa para o Diodo de Saída
$V_{ds_{off}}$	Tensão Dreno-Fonte no momento do Bloqueio do Interruptor
$V_{ds_{on}}$	Tensão Dreno-Fonte no momento da Entrada em Condução do Interruptor
V_e	Volume Efetivo do Núcleo Magnético
V_{esp}	Volume Equivalente entre Espiras
VF	Valor da Queda de Tensão Direta do diodo
$V_{in_{max}}$	Valor Máximo para Tensão de Entrada
$V_{in_{min}}$	Valor Mínimo para Tensão de Entrada
V_o	Valor médio nominal para Tensão de Saída
W	Largura das trilhas na PCI
X_c	Reatância Capacitiva
X_L	Reatância Indutiva
$Z_{p_{oc}}$	Impedância do Primário na Medição de Circuito Aberto
$Z_{p_{sc}}$	Impedância do Primário na Medição de Curto-Circuito
α	Fator de Perdas no Núcleo magnético relacionado a Frequência
β	Fator de Perdas no Núcleo magnético relacionado a Densidade de Fluxo
δ	Profundidade de Penetração
ΔB	Variação da Densidade de Fluxo
ΔB_{max}	Valor Máximo para a Variação da Densidade de Fluxo
ΔT	Elevação de Temperatura

ΔT_{ef}	Elevação de Temperatura para o Conjunto de Condutores em PCI Multicamadas
ΔT_{ext}	Elevação de Temperatura para os Condutores nas Camadas Externas da PCI
ΔT_{int}	Elevação de Temperatura para os Condutores nas Camadas Internas da PCI
ΔV	Valor de Sobretensão devido a Indutância de Dispersão
$\Delta V_o\%$	Ondulação da Tensão de Saída
Δx	Distância equivalente entre Enrolamentos
ϵ_o	Permissividade Elétrica do Vácuo
ϵ_r	Permissividade Elétrica Relativa do Material
η	Rendimento
ξ	Relação entre Espessura e Profundidade de Penetração dos Condutores
ρ_{cond}	Resistividade dos Condutores
σ	Condutividade Elétrica do Material
$\varphi(t)$	Valor Instantâneo para o Fluxo Magnético

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	33
1.1	OBJETIVO GERAL	34
1.2	ESTRUTURA DO TRABALHO	36
1.3	SUBMISSÃO DE ARTIGO PARA PUBLICAÇÃO EM REVISTA	36
2	CONVERSOR FLYBACK DOIS INTERRUPTORES	37
2.1	INTRODUÇÃO	37
2.2	CONVERSOR FLYBACK	37
2.3	CONVERSOR FLYBACK COM INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO	40
2.4	TOPOLOGIA FLYBACK COM DOIS INTERRUPTORES	43
2.4.1	Primeira Etapa de Operação	44
2.4.2	Segunda Etapa de Operação	45
2.4.3	Terceira Etapa de Operação	46
2.4.4	Quarta Etapa de Operação	47
2.4.5	Indutância de dispersão no Flyback-2S DCM	48
2.5	ANÁLISE QUANTITATIVA E CÁLCULO DOS ESFORÇOS NOS COMPONENTES	48
2.5.1	Relação de Transformação e Indutância de magnetização	48
2.5.2	Esforços de Corrente no Transformador	49
2.5.3	Capacitância do filtro de saída	50
2.5.4	Indutância de dispersão e diodos de recirculação	50
2.5.5	Dimensionamento e perdas nos interruptores	51
2.5.6	Dimensionamento e perdas no diodo de saída	52
2.5.7	Potência de entrada e resistência de carga equivalente	53
2.6	ESPECIFICAÇÃO PROPOSTA	53
2.6.1	Parâmetros do Conversor para Especificação Proposta	54
2.6.2	Perdas nos semicondutores em função da frequência	55
2.6.3	Estratégia de Comando e Controle	55
2.7	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	58
3	ELEMENTOS MAGNÉTICOS EM CONVERSORES ESTÁTICOS	61
3.1	INTRODUÇÃO	61
3.2	PRÉ-SELEÇÃO DO NÚCLEO E DIMENSIONAMENTO	62
3.2.1	Relações de potência e pré-seleção para tamanho do núcleo	63
3.2.2	Perdas no material magnético do núcleo	65
3.2.3	Perdas no cobre	69
3.2.4	Perdas totais	70
3.2.5	Cálculo da densidade de fluxo ótima	75
3.2.6	Elevação de temperatura	76
3.3	CARACTERÍSTICAS EM ALTA FREQUÊNCIA E NÃO IDEALIDADES	78

3.3.1	Resistência CA.....	78
3.3.2	Efeito de Proximidade para o Flyback.....	82
3.3.3	Elemento magnético com entreferro.....	84
3.3.4	Entreferro e efeito de proximidade.....	87
3.3.5	Indutância de dispersão.....	87
3.3.6	Capacitância Parasita.....	89
3.4	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO.....	89
4	FERRAMENTAS DE PROJETO E ANÁLISE PARA ELEMENTOS MAGNÉTICOS	91
4.1	FERRAMENTA DE SIMULAÇÃO MAXWELL®	91
4.1.1	Módulo magnético para correntes parasitas Maxwell®	92
4.1.2	Módulo elétrico Maxwell®.....	92
4.1.3	Modelagem por Elementos Finitos.....	93
4.1.4	Visualização da Solução de Campo.....	95
4.1.5	Cálculo dos parâmetros Elétricos.....	96
4.1.6	Maxwell® como ferramenta de projeto.....	98
4.2	FERRAMENTA DE PROJETO PExprt®	99
4.2.1	Tipo de projeto no PExprt®.....	99
4.2.2	Dados de entrada do conversor.....	100
4.2.3	Definições do elemento magnético.....	102
4.2.4	Opções de modelagem das perdas e otimização.....	103
4.2.5	Definições da geometria e material magnético.....	104
4.2.6	Abordagem analítica.....	106
4.2.7	Verificação dos resultados do projeto analítico.....	107
4.3	FERRAMENTA DE MODELAGEM PEmag®.....	109
4.3.1	Caracterização através do modelo 2D simplificado.....	110
4.3.2	Caracterização através do modelo 3D simplificado.....	113
4.3.3	Cálculo de perdas considerando resistência CA.....	114
4.3.4	Caracterização através do modelo 3D físico.....	115
4.4	FERRAMENTA DE SIMULAÇÃO DO CIRCUITO.....	117
4.4.1	Simulação da resposta CA característica.....	117
4.4.2	Simulação no circuito do conversor e análise da resposta transitória.....	121
4.5	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO.....	125
5	ELEMENTOS MAGNÉTICOS COM GEOMETRIA PLANAR	127
5.1	ELEMENTO MAGNÉTICO PLANAR CONCEITO E HISTÓRICO.....	127
5.1.1	Construção em placa de circuito impresso.....	127
5.1.2	Construção com condutores estampados.....	130
5.1.3	Construções alternativas PCI rígida e flexível.....	131
5.2	ASPECTOS GERAIS.....	132
5.3	TECNOLOGIA DE PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO.....	135

5.3.1	Dimensionamento de trilhas capacidade.....	137
5.3.2	Dimensionamento de trilhas capacidade de corrente	138
5.3.3	Número de espiras e larguras condutores na PCI.....	141
5.3.4	Fator de utilização da janela para condutores na PCI.....	143
5.4	PRÉ-SELEÇÃO PARA O TAMANHO DO NÚCLEO NO ELEMENTO MAGNETICO PLANAR	144
5.5	GEOMETRIAS TÍPICAS UTILIZADAS NA CONSTRUÇÃO DO ELEMENTO MAGNÉTICO PLANAR.....	145
5.6	OBTENÇÃO DA RESISTÊNCIA CA E NÃO IDEALIDADES PARA O TRANSFORMADOR PLANAR.....	147
5.6.1	Resistência CA na geometria planar	148
5.6.2	Indutância de dispersão e capacitância parasita	151
5.7	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	153
6	PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR FLYBACK-2S E DO ELEMENTO MAGNÉTICO PLANAR	155
6.1	DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR	155
6.1.1	Seleção do interruptor principal.....	155
6.1.2	Seleção do diodo de saída	155
6.1.3	Seleção do diodo de roda livre	156
6.1.4	Seleção do capacitor de saída.....	156
6.1.5	Circuito de Gate Driver para os interruptores	156
6.1.6	Seleção do controlador e circuitos auxiliares	158
6.2	METODOLOGIA DE PROJETO PARA O ELEMENTO MAGNÉTICO PLANAR	158
6.3	PROJETO PELIMINAR DO ELEMENTO MAGNÉTICO.....	158
6.3.1	Pré-seleção do núcleo.....	159
6.3.2	Cálculo das perdas e elevação de temperatura	161
6.3.3	Verificação de perdas e rendimento teórico do conversor	162
6.4	LEVANTAMENTO DAS PERDAS COM RESISTÊNCIA CA E NÃO IDEALIDADES	165
6.5	PROJETO E SIMULAÇÃO DO ELEMENTO MAGNÉTICO COM MODELO FÍSICO 3D	166
6.6	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NO CIRCUITO CONVERSOR	170
6.7	PROJETO DO LEIAUTE DO CONVERSOR	173
6.7.1	Considerações gerais no projeto do Leiaute.....	173
6.7.2	Detalhe do leiaute do circuito de potência	174
6.7.3	Layout do circuito de controle e comando isolados	175
6.8	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	177
7	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	179
7.1	APRESENTAÇÃO DOS PROTÓTIPOS CONSTRUÍDOS	179
7.2	MEDIÇÃO DOS PARÂMETROS DOS PROTÓTIPOS	181
7.2.1	Curvas características para protótipo EI38-P0	182
7.2.2	Curvas características para protótipo EI38-P01	186

7.2.3	Curvas características para protótipo EI38-P01-NI	189
7.2.4	Curvas características para protótipo ETD39	193
7.2.5	Parâmetros elétricos obtidos nos ensaios com protótipos	196
7.2.6	Análise dos resultados obtidos	198
7.3	TESTE FUNCIONAL CONVERSOR FLYBACK DUAS CHAVES	199
7.4	VERIFICAÇÃO DE PERDAS E RENDIMENTO	201
7.4.1	Formas de onda para protótipo EI38-P0	203
7.4.2	Formas de onda para protótipo EI38-P01	206
7.4.3	Formas de onda para protótipo EI38-P01-NI.....	208
7.4.4	Formas de onda para protótipo ETD39.....	211
7.4.5	Rendimento do Conversor	215
7.4.6	Elevação de temperatura	219
7.5	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	222
8	CONCLUSÃO GERAL	225
	REFERÊNCIAS	229
	Apêndice A1.....	233
	Apêndice A2.....	237
	Apêndice A3.....	240
	Apêndice A4.....	242

1 INTRODUÇÃO

O cenário que se verifica no Brasil e no mundo, relacionado a eletrônica de potência, se traduz em uma demanda crescente em conversores para o processamento de energia elétrica [1]. A necessidade de aumentar a eficiência, tanto em processos industriais quanto em atividades cotidianas de um modo geral, vem incorporando inteligência em diversos equipamentos e fomentando o surgimento de novos dispositivos. Incorporar inteligência na maioria das vezes, significa adicionar eletrônica aos equipamentos que até então eram mecânicos, eletromecânicos ou a criação de equipamento totalmente novos. Essa eletrônica embarcada, em geral demanda uma fonte ou conversor auxiliar, para adequar os níveis de tensão e corrente disponíveis na rede à suas necessidades. Isso respeitando as questões de segurança para o usuário com relação a isolamento do sistema. Por esse motivo, as aplicações de conversores de eletrônica de potência tornam-se cada vez mais abrangentes, não se restringindo apenas em sistemas com alto valor agregado, mas também em produtos de alto volume, que tem por objetivo atender um grande mercado consumidor [1]. Além disso, novas aplicações como os sistemas relacionados à energia solar fotovoltaica, veículos elétricos (EV) e elétricos híbridos (HEV), vem gerando novas demandas, que tem crescido constantemente. A ênfase imposta ao projeto para o custo e eficiência destes conversores, tanto eficiência energética quanto a relacionada a densidade de potência, vem direcionado o foco para projeto dos transformadores e indutores destes conversores [1]. Equipamentos que sejam compactos e com elevado rendimento, naturalmente devem apresentar menor impacto ambiental, estando cada vez mais presentes nos setores de pesquisa e desenvolvimento da área de eletrônica de potência [2].

No cenário atual, as novas tecnologias de semicondutores tipo *wide-bandgap*, principalmente, Nitreto de Gálio (GaN) e carbeto de silício (SiC), vem possibilitando o aumento da frequência de comutação dos conversores chaveados, sem onerar a eficiência, mantendo os níveis de perdas nos semicondutores [3]. O aumento na frequência permite em tese um menor volume dos elementos passivos como indutores, transformadores e capacitores, levando a compactação dos conversores. Já com relação aos materiais magnéticos, na opinião de muitos especialistas na área, para a maioria das aplicações mesmo em elevada frequência, por exemplo acima de 100 kHz, os materiais magnéticos atuais poderiam ser utilizados. Não seria necessária uma quebra de paradigma em materiais magnéticos, como houve para os semicondutores com o surgimento dos dispositivos *wide-bandgap*. Seria então necessária a aplicação diligente dos conceitos físicos relevantes para alta frequência, principalmente relacionados a construção dos

enrolamentos e geometria dos condutores, no projeto de transformadores e indutores [4]. Porém, além de utilizar metodologias simplificadas, o projeto de transformadores com as tecnologias construtivas tradicionais (com bobinas de fio, espiras de condutores com seção circular, núcleos com pequena área de perna central e grande comprimento magnético), apresentam variações e dificuldades inerentes no seu processo de fabricação, que afetam os componentes parasitas do mesmo, comprometendo o seu desempenho principalmente em alta frequência. Por esse motivo na maioria das aplicações, encontradas na indústria, limita-se a frequência de comutação dos conversores. Quando à operação em frequências maiores é exigida, muitas vezes é inevitável sobredimensionar o componente magnético. Além de onerar o conversor levando ao aumento no seu volume e peso, sob a ótica da sustentabilidade isso se traduz em desperdício de material, tanto magnético quanto de cobre, assim como de todo material utilizando no suporte mecânico necessário.

Dessas limitações surge a oportunidade de se avaliar o projeto de elementos magnéticos através de uma metodologia que considere adequadamente os efeitos em alta frequência geralmente ignorados ou subestimados. Torna-se indispensável identificar os efeitos relevantes através de uma abordagem analítica elementar em conjunto com ferramentas de simulação, utilizando modelagem por elementos finitos, que permita caracterizar o componente projetado. Por outro lado, para que toda análise realizada para um dado projeto seja válida, o componente magnético deve ser construído conforme projetado. Ao encontro com essa premissa, a tecnologia de magnéticos com construção planar, aliando núcleo magnético de baixo perfil e enrolamentos construídos com base em uma placa de circuito impresso (PCI) multicamadas. Dessa forma em um transformador planar (TP) os parâmetros elétricos do componente serão altamente previsíveis, resultado da natureza da construção das bobinas [5], que mantém posicionamento praticamente exato (com baixo desvio) mesmo em uma produção em larga escala. Além disso, os aspectos construtivos do TP permitem que sejam aplicadas técnicas tanto para controlar, como em alguns casos, minimizar o efeito dos elementos parasitas presentes em alta frequência. A geometria planar também apresenta melhor relação entre área versus volume que melhora características de dissipação de calor, vindo ao encontro ao aumento de densidade de potência.

1.1 OBJETIVO GERAL

O objetivo geral deste trabalho é realizar o estudo, o projeto e a implementação de elementos magnéticos planares, como transformadores e indutores, para aplicação em

conversores estáticos. Mais especificamente em fontes isoladas, onde é necessária uma elevada densidade de potência, ou seja, operando com elevada frequência. Mas ao mesmo tempo mantendo a eficiência global do conversor.

Como objetivo específico, é estabelecido como premissa, realizar o projeto do elemento magnético de modo que o mesmo possa ser construído com base na tecnologia de placas de circuito impresso (PCI) multicamadas. Porém, mantendo uma especificação similar à utilizada nas próprias PCIs de potência dos conversores. Dessa forma, pretende-se não onerar o elemento magnético, elevando sua complexidade construtiva e seu custo. Por outro lado, permitindo também, que o elemento magnético seja integrado a própria PCI de potência do conversor.

Além disso, um dos objetivos é estabelecer uma metodologia de projeto que seja capaz de caracterizar e otimizar as principais não idealidades do elemento magnético relacionadas a operação em alta frequência. Para isso o projeto e caracterização do elemento magnético será executado com auxílio da ferramenta de análise por elementos finitos Maxwell[®] e as de elaboração de projeto e modelagem PExprt[®] e PEmag[®]. A construção de um protótipo permitirá validar o projeto executado. Os resultados experimentais com a solução planar obtida, assim como a comparação do desempenho dessa solução com uma solução convencional (previamente projetada) possibilitarão validar a metodologia proposta assim como os conceitos apresentados.

Para aplicação do elemento magnético planar, objeto da presente pesquisa, foi escolhida a topologia Flyback dois interruptores (Flyback-2S), operando no modo de condução descontínuo (*discontinuous conduction mode* - DCM), empregada como fonte auxiliar de um conversor industrial. A especificação da fonte auxiliar, escolhida para implementação, visa atender a aplicação em conversores de frequência industriais de baixa tensão. Como características principais da aplicação se destacam o nível de tensão, relativamente elevado no lado primário e baixo na saída (nível seguro para intervenção do usuário sem risco de choque elétrico). O que justifica a utilização da topologia duas chaves, que será esclarecida com mais detalhes ao longo do trabalho, elucidando suas vantagens e desvantagens. Também a utilização da topologia Flyback devido a necessidade de isolamento da saída, mas mantendo a simplicidade do conversor, aliada a estabilidade e robustez da operação em DCM.

O projeto proposto se diferencia em abordar a aplicação da tecnologia planar, para construção de elementos magnéticos, em uma fonte auxiliar e não no conversor principal. Também aborda um caso particular de transformador, caracterizado pelo armazenamento de energia e posterior transferência da mesma através das indutâncias acopladas. Sendo a proposta em manter apenas uma saída isolada, foi realizada com a intenção de limitar as variáveis

envolvidas no projeto. Permitindo assim, uma análise mais detalhada das soluções apresentadas e estabelecer correlações mais diretas entre as variáveis de projeto.

1.2 ESTRUTURA DO TRABALHO

O trabalho está estruturado nos seguintes capítulos:

No Capítulo 2 será apresentada a topologia proposta, as particularidades da aplicação e a especificação.

O Capítulo 3 apresenta os aspectos gerais relacionados ao projeto de elementos magnéticos, em particular as relações matemáticas aplicadas ao conversor proposto. Também são apresentados os principais conceitos físicos, relacionados as características do elemento magnético para alta frequência, incluindo as não idealidades como indutância de dispersão e capacitância parasita.

No Capítulo 4 são apresentadas as ferramentas de análise e auxílio ao projeto Maxwell[®], PExprt[®] e PEmag[®]. Já no Capítulo 5 serão apresentados os aspectos qualitativos diretamente relacionados aos elementos magnéticos com construção planar. As características e limitações relacionadas à tecnologia de fabricação de placas de circuito impresso de multicamadas, utilizada como base para construção do elemento magnético planar. Assim como a verificação das não idealidades relacionados à alta frequência e a sua caracterização utilizando as ferramentas de simulação previamente apresentadas.

A execução do projeto e análises para validação do projeto através de simulação por elementos finitos, serão apresentadas no Capítulo 6. Os resultados experimentais com os protótipos e a comparação com uma solução convencional serão apresentados no Capítulo 7. O Capítulo 8 encerra o trabalho com as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

1.3 SUBMISSÃO DE ARTIGO PARA PUBLICAÇÃO EM REVISTA

O presente trabalho rendeu um artigo técnico submetido para publicação na Revista Eletrônica de Potência, da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP):

SOUZA, N. O.; OLIVEIRA, S. V. G. *Projeto de Elementos Magnéticos com Construção Planar para Aplicação em Conversor CC-CC Flyback*. Artigo submetido em setembro de 2018 na SOBRAEP.

2 CONVERSOR FLYBACK DOIS INTERRUPTORES

Neste capítulo serão apresentadas algumas particularidades da topologia Flyback com dois interruptores operando em DCM e empregada como fonte auxiliar. Também serão apresentadas as principais relações matemáticas que descrevem o funcionamento deste conversor e que são necessárias para o dimensionamento dos componentes de potência incluindo o elemento magnético.

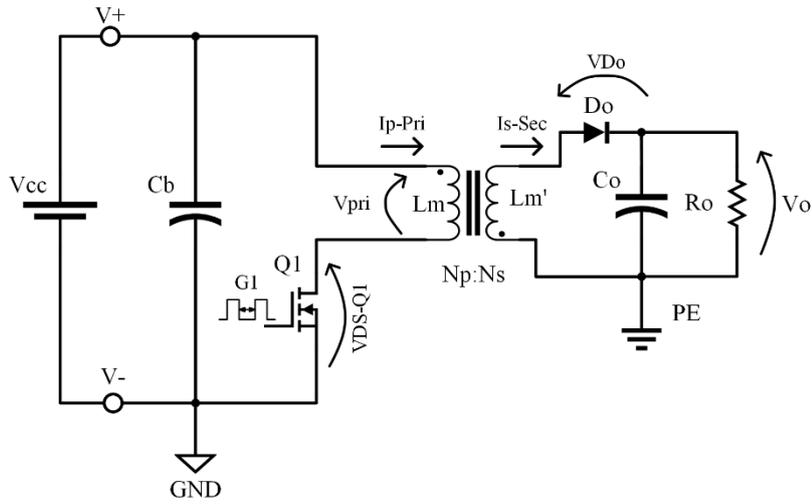
2.1 INTRODUÇÃO

O projeto de conversores chaveados utilizando valores de frequência cada vez maiores, em tese permite a realização de fontes isoladas cada vez mais compactas, sob à ótica dos elementos passivos. Por outro lado, elevar a frequência provoca também o aumento das perdas por comutação nos semicondutores. Essa elevação nas perdas afeta tanto o volume, por conta da necessidade de dissipadores maiores, como também afeta o rendimento do conversor. Ou seja, a redução tamanho e necessidade de rendimento representam geralmente demandas contraditórias no projeto de conversores chaveados. Pois, seria possível obter um elevado rendimento energético, por exemplo, sobredimensionando os componentes ou mesmo projetando o conversor para operar com baixa frequência. Mas essa abordagem geralmente levaria à um conversor com maior volume e peso: pois os elementos passivos tornam-se maiores com a redução da frequência. O que por sua vez pode afetar a eficácia da solução como um todo, reduzindo o aproveitamento dos materiais, acabando por inviabilizar tanto tecnicamente como financeiramente algumas aplicações.

2.2 CONVERSOR FLYBACK

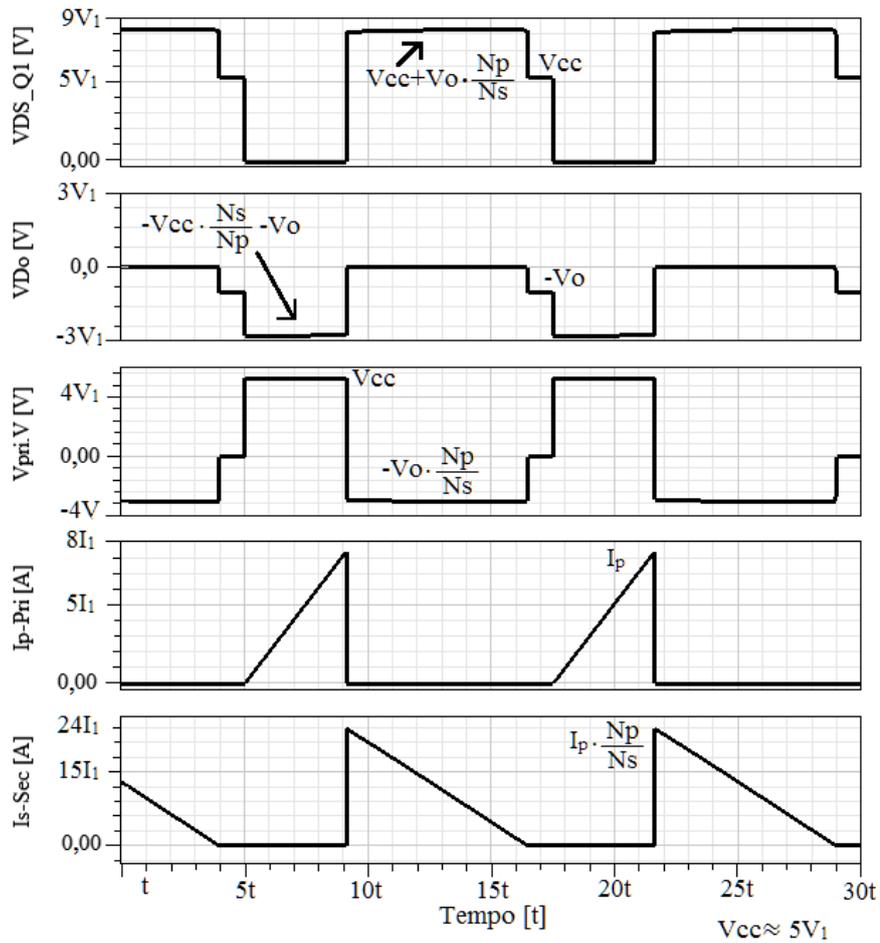
O elemento magnético no Flyback com a função de transformador (provendo isolamento e permitindo ajustar o ganho estático), é caracterizado pela transferência indireta de energia entre as indutâncias acopladas, nesse caso as correntes do primário e secundário não ocorrem simultaneamente. Sendo o conversor Flyback derivado do Buck-Boost, o mesmo é largamente utilizando como fonte auxiliar quando se necessita isolamento galvânica, associada a simplicidade do conversor. Na Figura 1 é apresentado o circuito do conversor e na Figura 2 as formas de onda são mostradas para o conversor Flyback convencional no modo de condução descontínuo (DCM).

Figura 1 - Circuito conversor Flyback



Fonte: produção do autor

Figura 2 - Formas de onda para conversor Flyback DCM



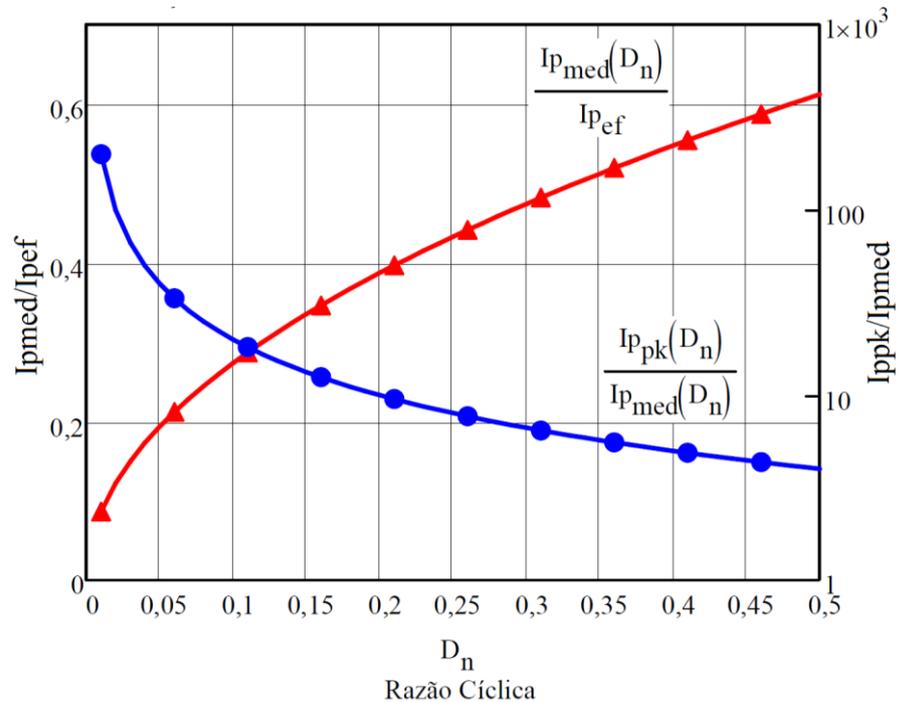
Fonte: produção do autor

Apesar de ser largamente utilizado, as características do conversor Flyback DCM não se traduzem no melhor aproveitamento do elemento magnético e também não há o melhor aproveitamento dos semicondutores [6]. A relação entre a potência e os valores médio, eficaz e de pico da corrente são definidos de acordo com (2.1).

$$\begin{aligned}
 P_{in} &= V_{in_med} \cdot I_{p_med} \\
 \frac{I_{p_med}}{I_{p_ef}} &= \sqrt{\frac{3 \cdot D}{4}} \\
 \frac{I_{p_pk}}{I_{p_med}} &= \frac{2}{D}
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

Sendo que apenas o valor médio da corrente contribui no valor de potência ativa processada pelo conversor. Enquanto os valores eficaz e de pico da corrente, contribuem respectivamente para o aumento das perdas por condução e por comutação do conversor. As relações entre as grandezas de corrente, apresentadas em (2.1), podem ser verificadas graficamente na Figura 3, calculadas em função da razão cíclica, para D_{max} de 0,5.

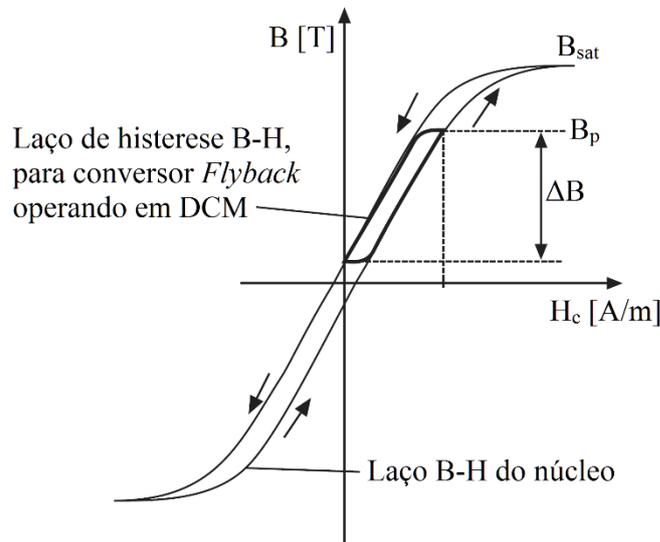
Figura 3 - Relação entre valores médio, eficaz e de pico da corrente de entrada em função da razão cíclica D para conversor Flyback DCM



Fonte: produção do autor

Já na Figura 4 é mostrada curva de magnetização (B-H) para o núcleo do elemento magnético do conversor Flyback DCM, onde pode ser verificado que o material é utilizado apenas no quadrante positivo da curva, o que limita a utilização do material magnético.

Figura 4 - Curva B-H para elemento magnético do conversor Flyback DCM



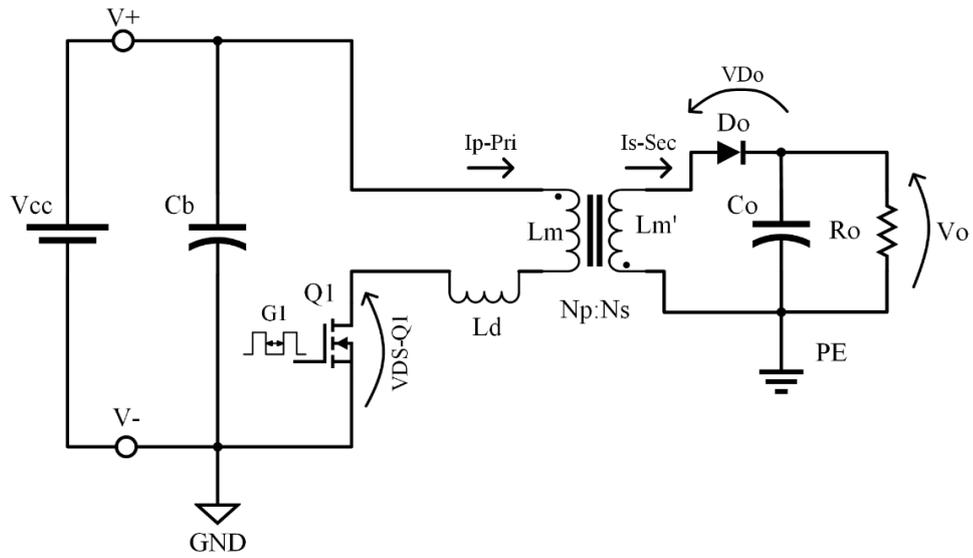
Fonte: adaptado de [6]

Por outro lado, a operação em DCM permite que o núcleo seja desmagnetizado a cada ciclo evitando naturalmente a saturação do mesmo. Apesar dos pontos negativos a topologia Flyback principalmente em DCM, possui características interessantes para operação como fonte auxiliar, aliando robustez, estabilidade, simplicidade e baixo custo [7].

2.3 CONVERSOR FLYBACK COM INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO

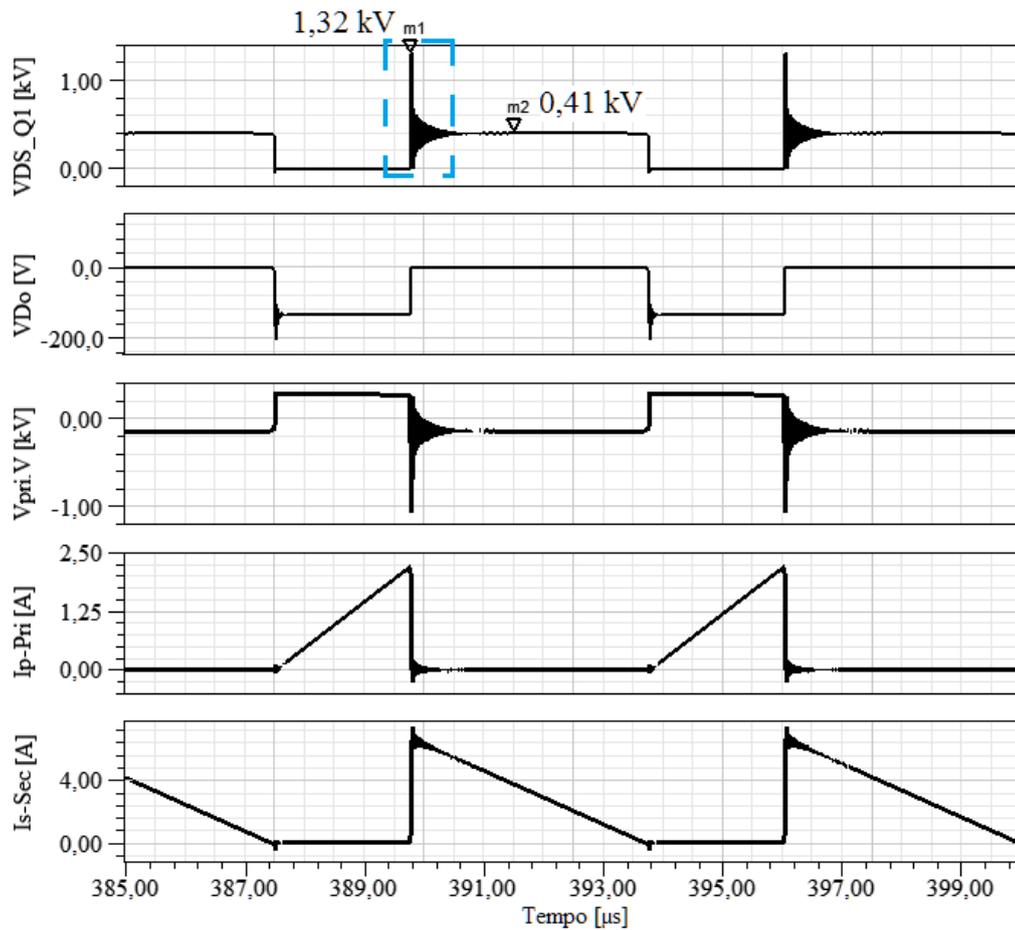
O circuito do conversor Flyback com a indutância de dispersão L_d referenciada ao primário é apresentado na Figura 5. A indutância de dispersão pode ser relacionada a quantidade de energia acumulada, através da corrente circulando no enrolamento primário, que não está acoplada ao respectivo enrolamento secundário. As formas de onda de tensão e corrente obtidas da simulação do circuito são mostradas na Figura 6. Já na Figura 7 pode ser visto em detalhe a sobretensão e oscilação que ocorre sobre o interruptor, no momento do bloqueio.

Figura 5 - Circuito conversor Flyback com indutância de dispersão L_d no primário



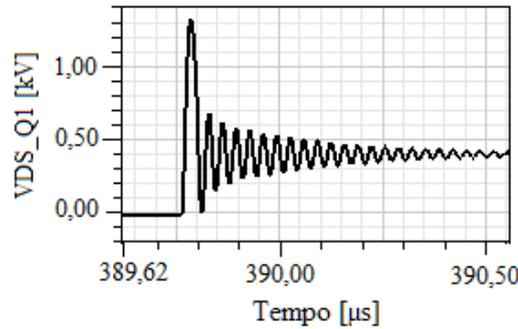
Fonte: produção do autor

Figura 6 - Formas de onda para Flyback DCM com L_d equivalente à 3,5% do valor de L_m



Fonte: produção do autor

Figura 7 - Detalhe da tensão de bloqueio sobre o interruptor



Fonte: produção do autor

Na simulação foi considerado um transformador ideal, apenas adicionando L_d com valor de 3,5% da indutância de magnetização do primário L_m (valor normalmente encontrado no elemento magnético para o Flyback). As formas de onda foram obtidas para frequência de 160 kHz, $V_{cc} = 265$ V, $V_o = 48$ V, potência de saída de 85 W. Foi utilizado o modelo de simulação para o interruptor Mosfet SiC (SCT10N120) comutando em alta velocidade ($t_r \approx 25$ ns), com resistor da gate 10 Ω . Nessa condição o valor de sobretensão ΔV , pode ser inicialmente estimado através das relações de energia de acordo com (2.2), sendo C_{oss} a capacitância de saída equivalente do interruptor. Ou diretamente considerando o tempo de comutação t_r , se o mesmo for conhecido, de acordo com a relação (2.3). Assim se verifica que a sobretensão poderia ser reduzida com uma comutação mais lenta, ou seja, com o aumento do resistor de gate que elevaria o valor de t_r , porém contribuindo para o aumento das perdas.

$$\Delta V = \sqrt{\frac{L_d \cdot I_{p-pk}^2}{C_{oss}}} \quad (2.2)$$

$$\Delta V = L_d \cdot \frac{di}{dt} \rightarrow L_d \cdot \frac{I_{p-pk}}{t_r} \quad (2.3)$$

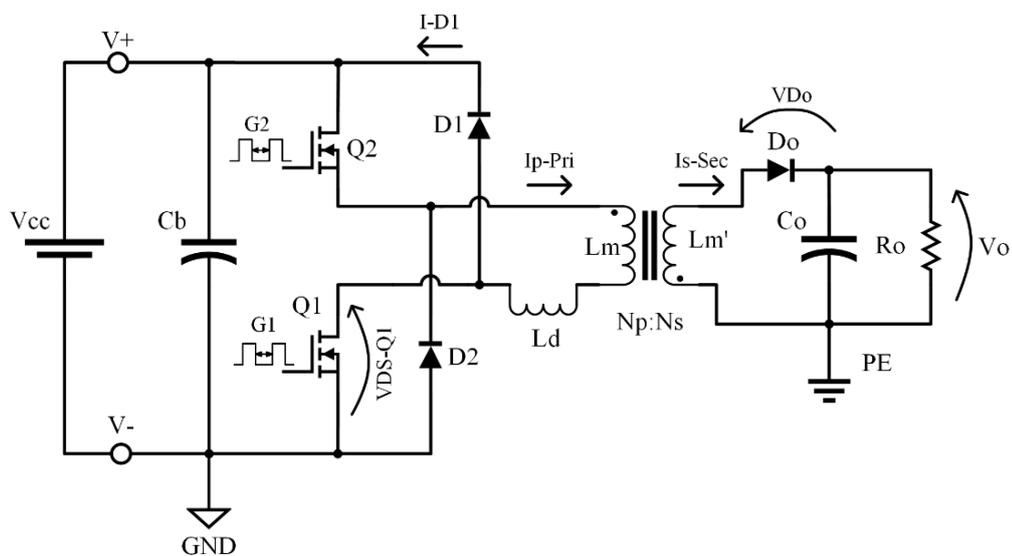
Por outro lado, ao efetuar o bloqueio em alta velocidade e sem considerar nenhum circuito de auxílio à comutação ou *Snubber*, ocorre uma considerável sobretensão, que eleva a tensão de bloqueio, nesse caso, ao valor de pico de 1320 V, enquanto o valor nominal de bloqueio é de apenas 410 V. Com esse valor de sobretensão haveria a queima do interruptor, que possui V_{DSmax} de 1200 V. Mesmo que não ultrapassasse esse limite, ainda assim elevaria consideravelmente as perdas por comutação no bloqueio. Também é produzida uma oscilação em alta frequência, em torno de 20 MHz, devido a ressonância de L_d com a capacitância de

saída do interruptor C_{oss} , que representa uma importante fonte de ruído eletromagnético. Essa oscilação poderia ser reduzida com a introdução de uma resistência série ao circuito, que não foi considerada na simulação, mas novamente haverá a contrapartida de aumentar as perdas no circuito. Por outro lado, mesmo que fosse utilizado um *Snubber* dissipativo, para reduzir a sobretensão, ainda assim haveria a dissipação da energia acumulada em L_d , afetando o rendimento do conversor.

2.4 TOPOLOGIA FLYBACK COM DOIS INTERRUPTORES

Para aplicação do elemento magnético planar, objeto da presente pesquisa, foi escolhida a topologia Flyback a dois interruptores (Flyback-2S), cujo o circuito apresentado na Figura 8, operando no modo de condução descontínuo (DCM), empregado como fonte auxiliar. A especificação da fonte auxiliar, escolhida para implementação, tem como objetivo atender as necessidades encontradas em conversores de frequência industriais de baixa tensão. Como características principais da aplicação se destacam os níveis de tensão, relativamente elevado no lado primário e baixo no secundário (nível seguro para intervenção do usuário sem risco de choque elétrico). O que justifica a utilização da topologia com dois interruptores.

Figura 8 - Circuito do conversor Flyback-2S com indutância de dispersão do primário (L_d)

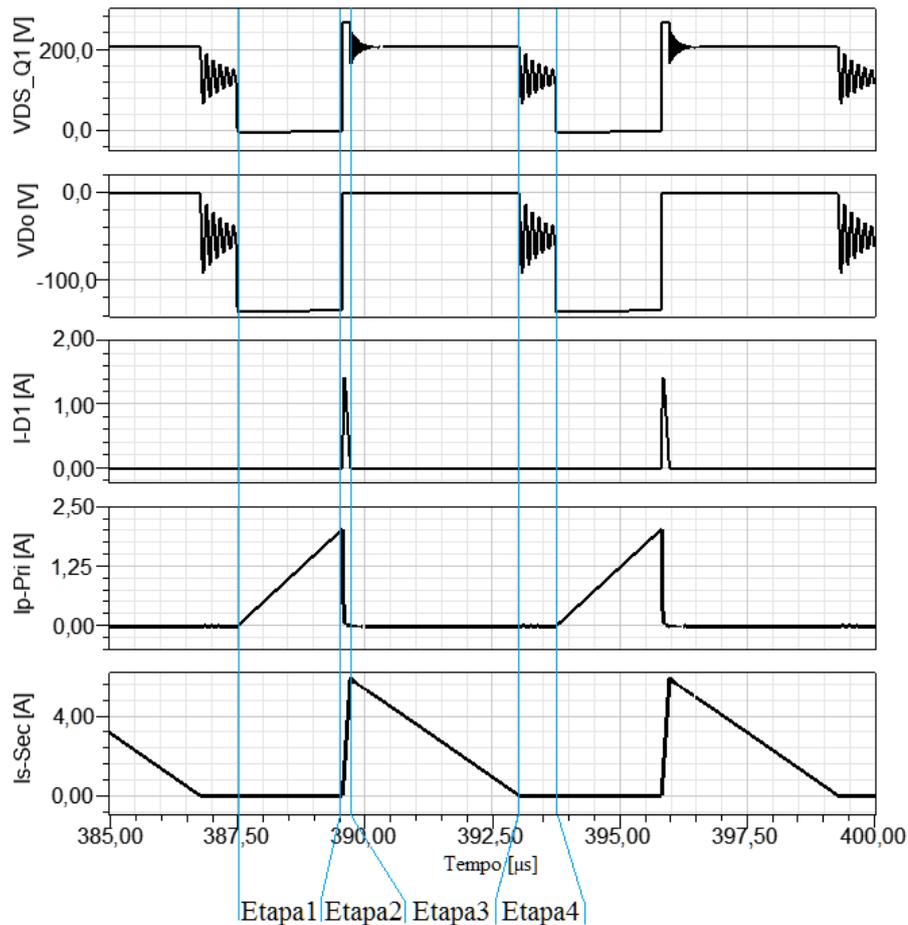


Fonte: produção do autor

O Flyback-2S operando em DCM, possui funcionamento similar ao Flyback DCM convencional [7]. Entretanto apresenta diferentes características ao se considerar o efeito da

indutância de dispersão. A indutância de dispersão L_d é adicionada em série a indutância do primário L_m . Na Figura 9 são mostradas as formas de onda obtidas por simulação para o Flyback-2S em DCM, indicando quatro etapas de operação que serão apresentadas. Foram consideradas as mesmas condições utilizadas na simulação realizada na seção 2.3 para o circuito Flyback.

Figura 9 - Formas de onda conversor Flyback-2S indicando as etapas de operação

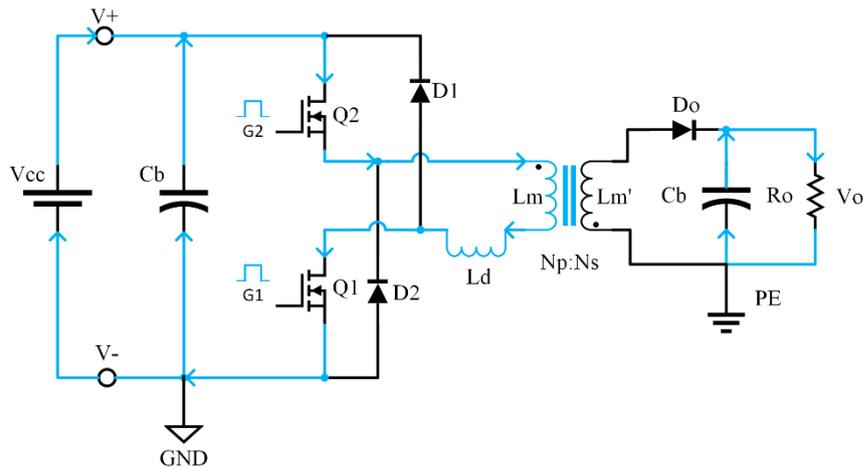


Fonte: produção do autor

2.4.1 Primeira Etapa de Operação

Na primeira etapa de operação, conforme a Figura 10, ambos os interruptores Q1 e Q2 são comandados a condução, permitindo a circulação de corrente no primário para acúmulo de energia na indutância L_m . Durante essa etapa a carga R_o é mantida apenas pela energia armazenada no capacitor de saída C_o .

Figura 10 – 1ª Etapa: ambos os interruptores são comandados entrando em condução

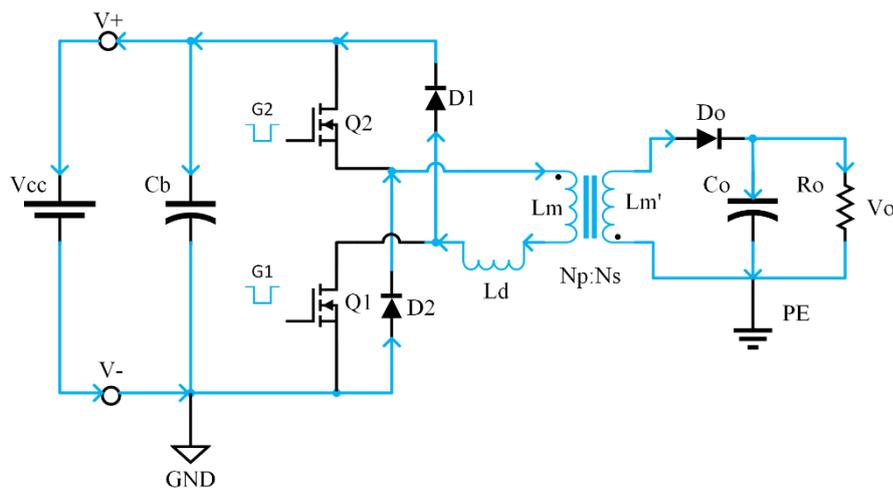


Fonte: produção do autor

2.4.2 Segunda Etapa de Operação

Na segunda etapa, Figura 11, os interruptores Q1 e Q2 são comandados ao bloqueio. O diodo de saída D_o entra em condução permitindo que a energia seja transferida para o estágio de saída do conversor, C_o e R_o . Nessa etapa, ao mesmo tempo que a energia acumulada em L_m passa a ser transferida para o secundário L_m' , também ocorre a desmagnetização da indutância de dispersão L_d , através da entrada em condução dos diodos D1 e D2.

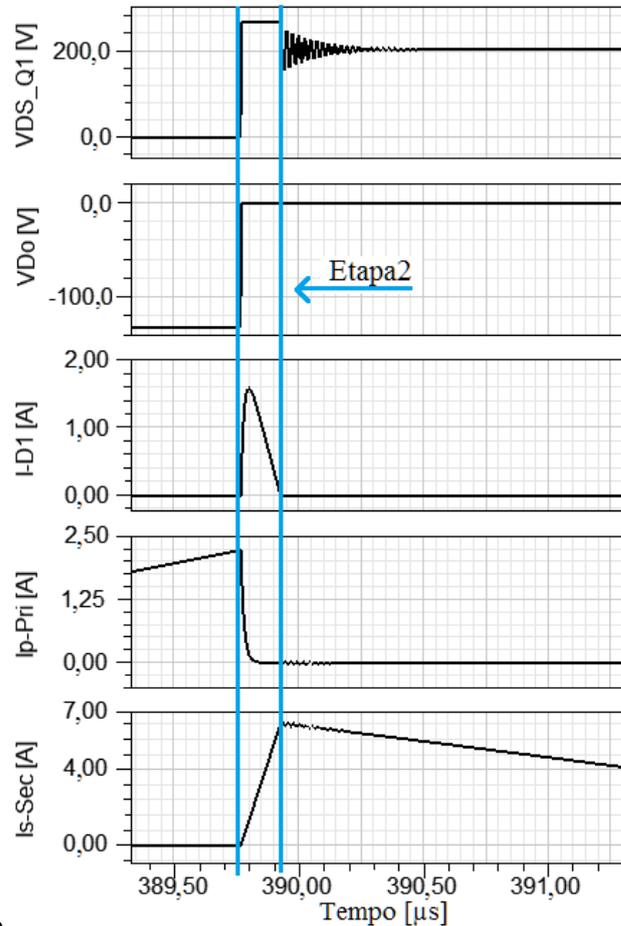
Figura 11 – 2ª Etapa: ambos os interruptores são comandados ao bloqueio



Fonte: produção do autor

Por ocorrer com um intervalo de tempo relativamente curto, quando comparado as outras etapas, as formas de onda da etapa 2 são mostradas em detalhe na Figura 12.

Figura 12 – Detalhe com as formas de onda do conversor Flyback-2S para a 2ª Etapa



12

Fonte: produção do autor

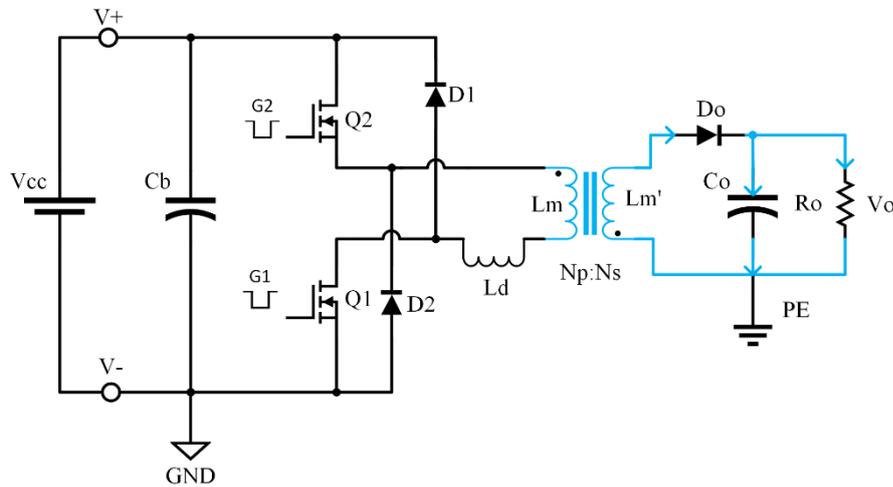
No momento que os interruptores bloqueiam a tensão passa a se elevar entre os terminais do primário do transformador, devido a ação da indutância de dispersão, sendo que ao atingir o valor $\geq V_{dc}$, os diodos D1 e D2 entram em condução. Dessa forma a tensão de bloqueio em cada um dos interruptores Q1 e Q2 fica limitada ao valor do barramento de entrada V_{dc} , independentemente do valor de L_d , pois a energia dispersa é devolvida a fonte.

2.4.3 Terceira Etapa de Operação

Na terceira etapa, Figura 13, os interruptores Q1 e Q2 permanecem bloqueados, mas a energia acumulada em L_m continua sendo transferida para o estágio de saída do conversor (C_o e R_o) através da indutância L_m' no secundário e do diodo de saída D_o . Sendo que nessa etapa

os diodos D1 e D2 já estão bloqueados uma vez que a corrente já cessou no primário, significando que L_d já se encontra totalmente desmagnetizado.

Figura 13 – 3ª Etapa: a energia acumulada na etapa anterior é transferida para saída

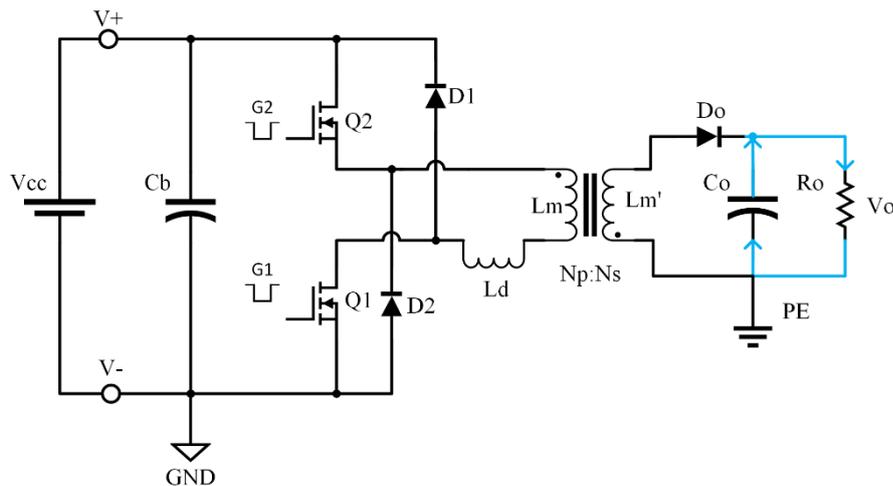


Fonte: produção do autor

2.4.4 Quarta Etapa de Operação

Na quarta etapa, Figura 14, a indutância L_m' é totalmente desmagnetizada, cessando a corrente que circula pelo secundário e bloqueando o diodo de saída D_o . A carga R_o passa a ser mantida apenas pela energia acumulada no capacitor de saída C_o .

Figura 14 – 4ª Etapa a carga mantida pela energia do capacitor C_o



Fonte: produção do autor

Sendo a energia total contida em C_o obtida previamente dos ciclos anteriores até que o conversor alcançasse o regime de trabalho com tensão nominal na saída. A Etapa 4 corresponde ao tempo onde nenhum semicondutor está ativo, sendo que ao final dessa etapa se inicia um novo ciclo, começando pela Etapa 1 novamente.

2.4.5 Indutância de dispersão no Flyback-2S DCM

Conforme as etapas de operação apresentadas na seção 2.4, a topologia Flyback-2S DCM é bastante similar ao Flyback convencional, com diferença na 2ª etapa de operação. Nesta etapa a energia acumulada em L_d é devolvida ao barramento CC de entrada do conversor através dos diodos de recirculação D1 e D2 conectados ao primário e a fonte no Flyback-2S.

A indutância de dispersão no secundário, que foi omitida no circuito apresentado na Figura 8, também contribui para elevar o valor de sobretensão no primário, uma vez que a indutância de dispersão irá limitar a taxa com que a corrente sobe no enrolamento secundário ou em L_m' , até atingir o seu valor nominal. De fato, pode ser verificado ao refletir a indutância de dispersão do secundário para enrolamento primário, o que é obtido quando realizada a medição de curto-circuito do enrolamento secundário. Entretanto, vale ressaltar que o valor da indutância de dispersão vista pelo enrolamento secundário poderá afetar a regulação de tensão, quando existem múltiplas saídas, ou seja, múltiplos enrolamentos secundários. Por outro lado, ao considerar a operação em DCM a indutância de dispersão vista pelo secundário não apresentará efeito relevante no bloqueio do diodo de saída D_o , pois o mesmo ocorre naturalmente com corrente nula.

2.5 ANÁLISE QUANTITATIVA E CÁLCULO DOS ESFORÇOS NOS COMPONENTES

Após avaliar as formas de onda e particularidades do conversor Flyback-2S, serão apresentadas as principais relações matemáticas para definição dos parâmetros e dimensionamento dos componentes de potência do conversor [7].

2.5.1 Relação de Transformação e Indutância de magnetização

Limitando o valor da razão cíclica a um valor máximo D_{max} , para garantir a operação em DCM, são calculados os valores para relação de transformação de acordo com (2.4) e o máximo valor da indutância de magnetização do primário (2.5).

$$Np/Ns = \frac{D_{\max} \cdot Vin_{\min}}{(1 - D_{\max})Vo} \quad (2.4)$$

$$Lm_{\max} \leq \frac{(Vin_{\min} \cdot D_{\max})^2 \cdot \eta}{2 \cdot Po \cdot fs} \quad (2.5)$$

Uma vez definindo o valor de Lm os valores de razão cíclica mínimo e máximos podem ser obtidos através de (2.6) e (2.7) considerando o rendimento teórico do conversor.

$$D_{\min} = \frac{Vo}{Vin_{\max}} \sqrt{\frac{2 \cdot fs \cdot Lm}{\eta \cdot Ro}} \quad (2.6)$$

$$D_{\max} = \frac{Vo}{Vin_{\min}} \sqrt{\frac{2 \cdot fs \cdot Lm}{\eta \cdot Ro}} \quad (2.7)$$

2.5.2 Esforços de Corrente no Transformador

De acordo com as especificações do conversor e as condições de contorno da operação, como tensão de entrada e potência de saída, os esforços de corrente no enrolamento do primário do transformador podem ser determinados através das equações apresentadas de (2.8) à (2.10).

$$Ip_{pk} = \frac{Vin_{\min} \cdot D_{\max}}{Lm \cdot fs} \quad (2.8)$$

$$Ip_{med} = \frac{Ip_{pk} \cdot D_{\max}}{2} \quad (2.9)$$

$$Ip_{ef} = Ip_{pk} \cdot \sqrt{\frac{D_{\max}}{3}} \quad (2.10)$$

Já os valores de corrente no secundário, independem da tensão de entrada, sendo diretamente relacionados a corrente de carga. Para o cálculo do valor eficaz e do valor médio no secundário é necessário determinar o tempo de desmagnetização ou da razão cíclica para a corrente no secundário D_{dt} definida por (2.11).

$$D_{dt} = \frac{Ns}{Np} \sqrt{\frac{2 \cdot fs \cdot Lm \cdot Io}{Vo}} \quad (2.11)$$

Uma vez definido o valor de D_{td} os esforços de corrente no secundário do transformador podem ser determinados de acordo com as equações apresentadas de (2.12) à (2.14).

$$I_{s_{pk}} = I_{p_{pk}} \cdot \frac{N_p}{N_s} \quad (2.12)$$

$$I_{s_{med}} = \frac{I_{s_{pk}} \cdot D_{td}}{2} \quad (2.13)$$

$$I_{s_{ef}} = I_{s_{pk}} \cdot \sqrt{\frac{D_{td}}{3}} \quad (2.14)$$

2.5.3 Capacitância do filtro de saída

O valor da capacitância mínima para filtro de saída C_o , é calculada através de (2.15), desprezando a resistência série equivalente.

$$C_o = \frac{D_{max} \cdot I_o}{f_s \cdot V_o \cdot \Delta V_o\%} \quad (2.15)$$

Já o valor eficaz da corrente em C_o é obtido a partir da integral (2.16), que também é relacionado a D_{td} , de $I_{s_{pk}}$ que dependem diretamente do valor da corrente de carga.

$$I_{C_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \left[\int_0^{(1-D_{td})T} (-I_o)^2 dt \right] + \left[\int_0^{D_{td} \cdot T} \left(\frac{I_{s_{pk}} \cdot t}{D_{td} \cdot T} - I_o \right)^2 dt \right] \right\}} \quad (2.16)$$

$$I_{C_{ef}} = \sqrt{I_{s_{pk}}^2 \frac{D_{td}}{3} - \left(I_{s_{pk}} \cdot \frac{D_{td}}{2} \right)^2}$$

Sendo que o valor do capacitor geralmente é definido através do valor de $I_{C_{ef}}$, que na maioria dos casos resulta em uma capacitância maior que a calculada previamente em (2.15).

2.5.4 Indutância de dispersão e diodos de recirculação

No Flyback convencional se faz necessária a inclusão de um circuito de *Snubber* para amortecer a sobretensão e oscilação. No caso de um *Snubber* dissipativo passivo a energia E_{Ld}

que é dada por (2.17), é convertida em perdas para o conversor, dissipando uma potência equivalente P_{Ld} (2.18). Além de afetar o rendimento, o projeto de um *Snubber* efetivo tem grande dependência no valor de L_d .

$$E_{Ld} = \frac{1}{2} L_d \cdot I_{p_{pk}}^2 \quad (2.17)$$

$$P_{Ld} = E_{Ld} \cdot fs \quad (2.18)$$

Já no Flyback-2S é possível que o valor de L_d seja relativamente elevado sem afetar consideravelmente a eficiência do conversor, pois a energia é acumulada e retornada para fonte. Com relação ao dimensionamento dos diodos de recirculação D1 e D2, é necessária a utilização de diodos ultra-rápidos, com baixo tempo de recuperação reversa, recuperação direta e baixa indutância na conexão entre os mesmos e o capacitor de entrada C_b . O tempo de desmagnetização de L_d é definido pela equação (2.19), o que resulta em valores muito baixos, pouco mais de 100 ns para o caso avaliado em 2.4, que representa pouco mais de 1,5 % do período de comutação.

$$td_{Ld} = \frac{L_d \cdot I_{p_{pk}}}{V_{in} - \left(V_o \cdot \frac{N_p}{N_s} \right)} \quad (2.19)$$

Os diodos também devem suportar a tensão de bloqueio $\geq V_{in}$, mas uma corrente com valor médio relativamente baixo, que pode ser determinada através da equação (2.20).

$$ID_{1,2med} = \frac{L_d \cdot I_{p_{pk}}^2}{2 \cdot \left[V_{in} - \left(V_o \cdot \frac{N_p}{N_s} \right) \right]} \cdot fs \quad (2.20)$$

2.5.5 Dimensionamento e perdas nos interruptores

A tensão de bloqueio para cada um dos interruptores fica limitada ao valor da tensão de barramento de entrada do conversor V_{dc} , independentemente do valor de L_d . Pois mesmo que o bloqueio dos interruptores não ocorra simultaneamente (devido a alguma não idealidade do comando, circuito de *gate driver* ou mesmo devido às características intrínsecas do próprio

semicondutor) ainda assim haverá um caminho alternativo para circulação de corrente através de um dos diodos, D1 ou D2, mantendo o valor da tensão sobre a chave bloqueada limitada ao valor de Vdc.

Com dois interruptores em série haverá o dobro de perdas por condução, calculadas para cada interruptor conforme (2.21). Entretanto as perdas por condução não se mostram relevantes uma vez que a topologia é empregada em sistemas com alta tensão no primário, resultando em um valor eficaz de corrente relativamente baixo nos interruptores.

$$P_{s_{cond}} = I_{p_{ef}}^2 \cdot R_{ds_{on}} \quad (2.21)$$

As perdas por comutação, definidas de acordo com (2.22), usualmente representam a maior parcela de perdas nesses casos. Estas devem ser menores e compartilhadas entre os dois interruptores no Flyback-2S. Sendo que conectados em série estarão sujeitos idealmente a metade da tensão na entrada em condução conforme (2.23) e no bloqueio estarão sujeitos a uma tensão limitada pelo valor de entrada, independente da sobretensão ΔV_s devido a dispersão Ld (2.24).

$$P_{s_{com}} = \frac{f_s}{2} \left[(V_{ds_{on}})^2 \cdot C_{oss} + (V_{ds_{off}} \cdot I_{p_{pk}} \cdot tr) \right] \quad (2.22)$$

$$V_{ds_{on}} = \frac{V_{in} + V_o \cdot N_p / N_s}{2} \quad (2.23)$$

$$V_{ds_{off}} = \frac{V_{in} + V_o \cdot N_p / N_s + \Delta V_s}{2} \rightarrow V_{ds_{off}} \leq V_{in} \quad (2.24)$$

2.5.6 Dimensionamento e perdas no diodo de saída

A tensão de bloqueio do diodo de saída D_o , está relacionado a tensão de entrada, relação de transformação e tensão de saída, calculada através da equação (2.25).

$$V_{d_{RRM}} = \frac{V_{in} \cdot N_s}{N_p} + V_o \quad (2.25)$$

As perdas por comutação Pd_{com} e por condução Pd_{cond} no diodo de saída Do , podem ser definidas de acordo com (2.26) e (2.27) respectivamente.

$$Pd_{com} = Q_{jc} \cdot Vd_{RRM} \cdot fs \quad (2.26)$$

$$Pd_{cond} = V_F \cdot Is_{med} + rd \cdot Is_{ef} \quad (2.27)$$

2.5.7 Potência de entrada e resistência de carga equivalente

Considerando o rendimento estimado teórico η a potência de entrada Pin é definida de acordo com (2.28).

$$Pin = \frac{Po}{\eta} \quad (2.28)$$

Um vez definida a potência e tensão de saída a resistência de carga equivalente Ro é obtida em (2.29).

$$Ro = \frac{Vo^2}{Po} \quad (2.29)$$

2.6 ESPECIFICAÇÃO PROPOSTA

Para aplicações residenciais, considera-se uma fonte com entrada universal geralmente para tensão de entrada entre 100 V e 240 V a partir de rede monofásica, que com uma variação de +10/-15% chega a faixa de 85 V até 264 V. Essa faixa resulta em uma tensão no barramento CC de 120 V até 375 V. Esses valores são encontrados em fontes de computadores, *notebooks*, carregadores de celulares, entre outras. Já em equipamentos industriais, alimentados a partir de rede trifásica, pode ser definida como faixa universal a tensão de entrada entre 220 V e 480 V. Considerando a tensão de entrada do conversor obtida de um retificador trifásico, para faixa de tensão dada com variação de +10%/-15%, a tensão CC de entrada é definida de acordo com (2.30) e (2.31).

$$Vin_{max} = (Vab_{max} \cdot \sqrt{2}) \cdot 1,10 \quad (2.30)$$

$$Vin_{min} = (Vab_{min} \cdot \sqrt{2}) \cdot 0,85 \quad (2.31)$$

Com uma ampla faixa de tensão resultante para o barramento CC, de 265 V até 750 V, e valores de potência em torno de 100 W, torna-se interessante a topologia Flyback dois interruptores (Flyback-2S), operando em DCM [8]. Já para a tensão de saída do conversor, geralmente é utilizado um valor que representa baixo risco para choque elétrico, mas com capacidade para acionar cargas mantendo a corrente relativamente baixa, por exemplo entre 36 V e 48 V. Dessa forma é possibilitado o acesso seguro para conexão de dispositivos auxiliares (sensores, atuadores, ventiladores, etc.) sem necessidade de desligar o conversor principal e mantendo as bitolas dos cabos reduzidas. De acordo com a aplicação proposta, são definidas as especificações para o conversor Flyback-2S, apresentadas na Tabela 1.

Tabela 1 – Especificação do conversor Flyback 2 chaves.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada trifásica CA	220V/480V +10%/-15%
Tensão de entrada no link CC	265 V / 750V
Tensão de saída nominal	48 V
Ondulação da tensão de saída	< 4 %
Corrente de saída nominal	1,8 A
Potência nominal	85 W
Razão cíclica máxima - D	35 %
Rendimento - η	85 %

2.6.1 Parâmetros do Conversor para Especificação Proposta

Com base na especificação apresenta na Tabela 1 e na análise quantitativa apresentada na seção 2.5, obtêm-se os valores para os principais parâmetros necessário para dimensionar componentes de potência do conversor. Os valores calculados são apresentados na Tabela 2, sendo os mesmos utilizados como dados de entrada para o projeto do transformador e seleção dos principais componentes de potência do conversor.

Tabela 2 – Parâmetros para os principais componentes de potência do conversor

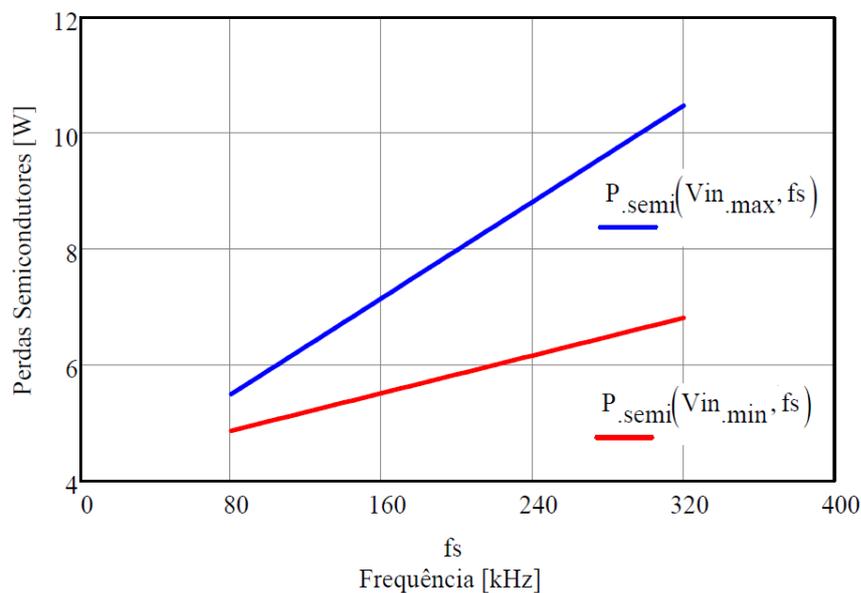
Parâmetros do Conversor		Esforços de Corrente	
Relação N_p/N_s	3	I_{pk}	2,20 A
Indutância Primário	260 μ H	$I_{med}(máx)$	0,385 A
Razão cíclica mínima	12,26%	$I_{med}(min)$	0,136 A
Razão cíclica máxima	34,83%	$I_{ef}(min)$	0,45 A
Capacitor de saída C_o	2,04 μ F	$I_{ef}(máx)$	0,75 A
Resistência de Saída	26,6 Ω	I_{Spk}	6,6 A
Potência de Entrada	101,6 W	I_{Sef}	2,93 A
		I_{Cef}	2,20 A

2.6.2 Perdas nos semicondutores em função da frequência

De acordo com as equações apresentadas em 2.5.5 e 2.5.6 o valor das perdas de comutação nos semicondutores é diretamente proporcional à frequência. O gráfico obtido para os valores de perdas totais nos semicondutores considerando a tensão máxima ($V_{in,max}$) e mínima ($V_{in,min}$) é apresentado na Figura 15. Os valores foram calculados considerando os interruptores Mosfet SiC item SCT10N120 e para o diodo de saída Do, o diodo SiC item STPSC10H65D, ambos do fabricante ST.

Para complementar o estudo das perdas e rendimento do conversor, serão discutidas no Capítulo 5, as perdas relacionadas ao elemento magnético em função da frequência. Poderá ser então obtida uma curva de rendimento em função da frequência, somando a contribuição dos semicondutores e do transformador. Com essa análise será possível avaliar se a frequência de comutação, que será definida inicialmente como 160 kHz, está adequada, ou seja, atendendo a relação entre o rendimento e compactação conversor.

Figura 15 - Perdas nos semicondutores em função da frequência f_s para V_{in} máximo e mínimo



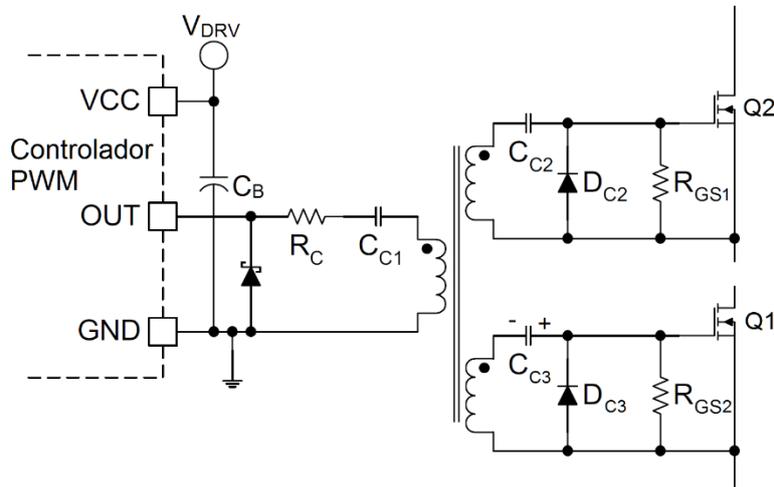
Fonte: produção do autor

2.6.3 Estratégia de Comando e Controle

No Flyback-2S há a necessidade de circuito de comando ou *gate driver* isolado para o semicondutor de potência adicional, interruptor que é referenciado em um dos terminais do primário. Ao limitar a razão cíclica $D_{max} \leq 50\%$, o circuito de *gate driver* isolado pode ser

realizado, de modo relativamente simples, com a utilização de um transformador de pulso, sendo o circuito proposto adaptado [9] apresentado na Figura 16.

Figura 16 - Circuito de Gate Driver isolado com transformador de Pulso



Fonte: adaptado de [9]

Apesar de o interruptor Q1 não necessitar isolação, o mesmo também pode ser acionado através do transformador de pulso com o objetivo de manter o sincronismo no acionamento de ambos interruptores Q1 e Q2, através do casamento das impedâncias e não idealidades inerentes aos componentes do circuito, que afetam o atraso de propagação do sinal de comando [9], principalmente na operação em alta frequência.

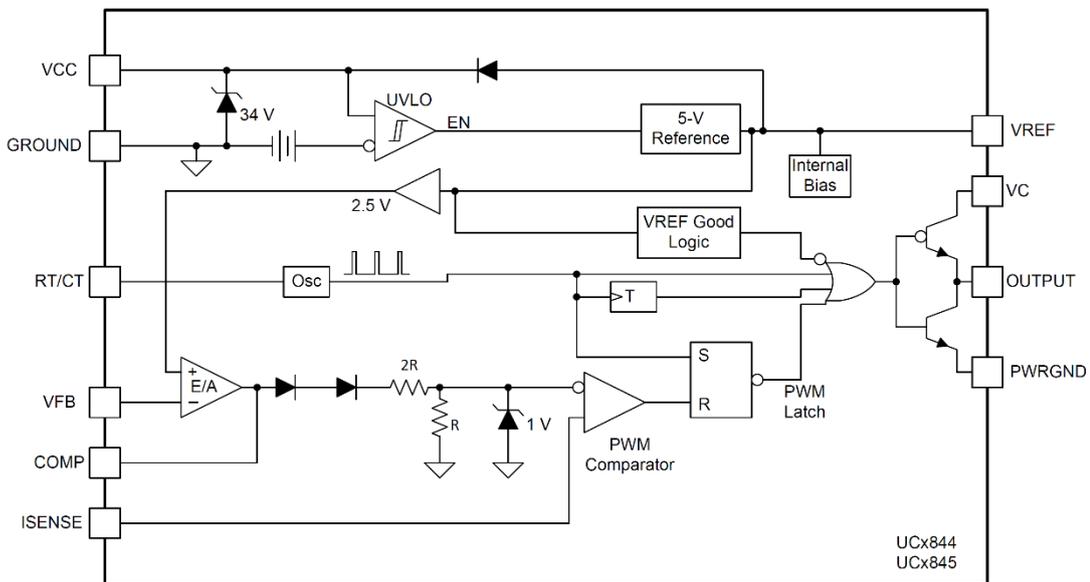
Quanto ao circuito de controle, pode ser utilizada a mesma estratégia e *hardware* de controle geralmente empregado para Flyback convencional, pois os interruptores devem ser comutados simultaneamente. Para operação DCM geralmente é empregado o controle em modo corrente, limitando a razão cíclica diretamente através do monitoramento da corrente de pico no primário. A função de transferência que descreve o comportamento dinâmico da planta da tensão de saída pela corrente de pico no primário do conversor $G_{S_{v_ipk}}$ pode ser representada através da equação (2.32) [8].

$$G_{S_{v_ipk}} = \frac{v_o(s)}{i_{pk}(s)} = \sqrt{\frac{L_p \cdot f_s \cdot R_o}{2}} \cdot \left(\frac{1}{\frac{R_o \cdot C_o}{2} s + 1} \right) \quad (2.32)$$

A estratégia de controle pode ser realizada com controladores analógicos tradicionais como o UC2844 [8] [10]. Nesse caso, a função de transferência da tensão de saída pela tensão de controle v_c , levando em consideração os valores relativos ao ganho do sensor de corrente (no caso o valor do resistor shunt) e ganho de saída do modulador interno presente no circuito integrado do UC2844, apresentado na Figura 17, pode ser representada pela equação (2.33).

$$G_{s_{v_o_{-}v_c}} = \frac{v_o(s)}{v_c(s)} = \frac{1}{3 \cdot R_{shunt}} \cdot \sqrt{\frac{L_p \cdot f_s \cdot R_o}{2}} \cdot \left(\frac{1}{\frac{R_o \cdot C_o}{2} s + 1} \right) \quad (2.33)$$

Figura 17 - Diagrama interno do controlador analógico UC2844 da Texas Instruments



Fonte: adaptado de [10]

É possível verificar na equação (2.33), o comportamento de primeira ordem da função de transferência e também ausência de V_{in} , confirmando a característica *feed-forward* natural obtida pelo controle em modo corrente [9]. Dessa forma uma variação na tensão de entrada do conversor V_{in} não afeta a resposta da planta $G_{s_{v_o_{-}v_c}}$, sendo transparente para o controlador, ou seja, a ação de controle v_c (pino COMP) permanece constante.

$$i_{pk}(s) = \frac{V_{in} \cdot \Delta t}{Lp} \rightarrow \Delta t = \frac{d(s)}{fs}$$

$$d(s) = \frac{\frac{v_c(s)}{3 \cdot R_{shunt}} \cdot Lp \cdot fs}{V_{in}} \quad (2.34)$$

Nesse caso, a razão cíclica instantânea $d(s)$, definida de acordo com (2.34), é modificada diretamente pelo hardware interno do controlador UC2844 (*PWM Comparator*), respondendo a variação de V_{in} a cada ciclo de comutação, na frequência fs . Como o controle de tensão deve ser projetado para uma banda passante menor que $fs/2$ (geralmente menor que $fs/4$), a variação da razão cíclica pode ser considerada instantânea, ou seja, a relação (2.34) pode ser considerada apenas como um ganho CC, que no caso inclusive já está representado função de transferência $G_{s_{vo_vc}}$.

2.7 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentadas as principais particularidades da topologia Flyback dois interruptores operando em DCM e empregada como fonte auxiliar. Sendo que entre os principais benefícios da topologia podem ser citados:

- A redução das perdas devido a indutância de dispersão, pois essa energia é devolvida a fonte.
- A limitação de tensão de bloqueio nos interruptores, que permite que sejam selecionados interruptores com menor valor de tensão de bloqueio independentemente do valor da indutância de dispersão
- Menores perdas por comutação na entrada em condução devido a tensão ser dividida entre os interruptores, enquanto que no bloqueio a tensão é limitada a um valor relacionado a tensão de entrada do conversor.
- Estratégia de controle similar a utilizada no conversor Flyback convencional mantendo simplicidade de robustez na operação

Também foram apresentadas as principais relações matemáticas que descrevem o funcionamento do conversor e que são necessárias para o dimensionamento tanto dos semicondutores, quanto elementos dos passivos incluindo o transformador.

A especificação proposta para aplicação foi apresentada e em seguida os valores calculados para os esforços de tensão e corrente, necessários para o dimensionamento dos

principais componentes. Além disso, foram estimadas as perdas nos semicondutores em função da frequência. A curva que representa o comportamento das perdas nos semicondutores, mostra que deve existir uma forte limitação para o aumento da frequência devido ao aumento das perdas de comutação (por conta da comutação forçada), principalmente para $V_{in_{max}}$.

Ainda que no conversor Flyback-2S seja necessário o comando isolado de apenas um dos interruptores, realizar o comando utilizando um transformador de pulso com uma entrada e duas saídas isoladas, deve melhorar o sincronismo para o acionamento simultâneo dos interruptores. Também foi apresentada a estratégia de controle, utilizando um controlador analógico tradicional UC2844, assim como a planta relacionada a tensão de saída e corrente de pico no primário, ou especificamente para o UC2844 a tensão de controle v_c . Mostrando que são preservadas as características de robustez e simplicidade, presentes no conversor Flyback convencional operando em DCM.

3 ELEMENTOS MAGNÉTICOS EM CONVERSORES ESTÁTICOS

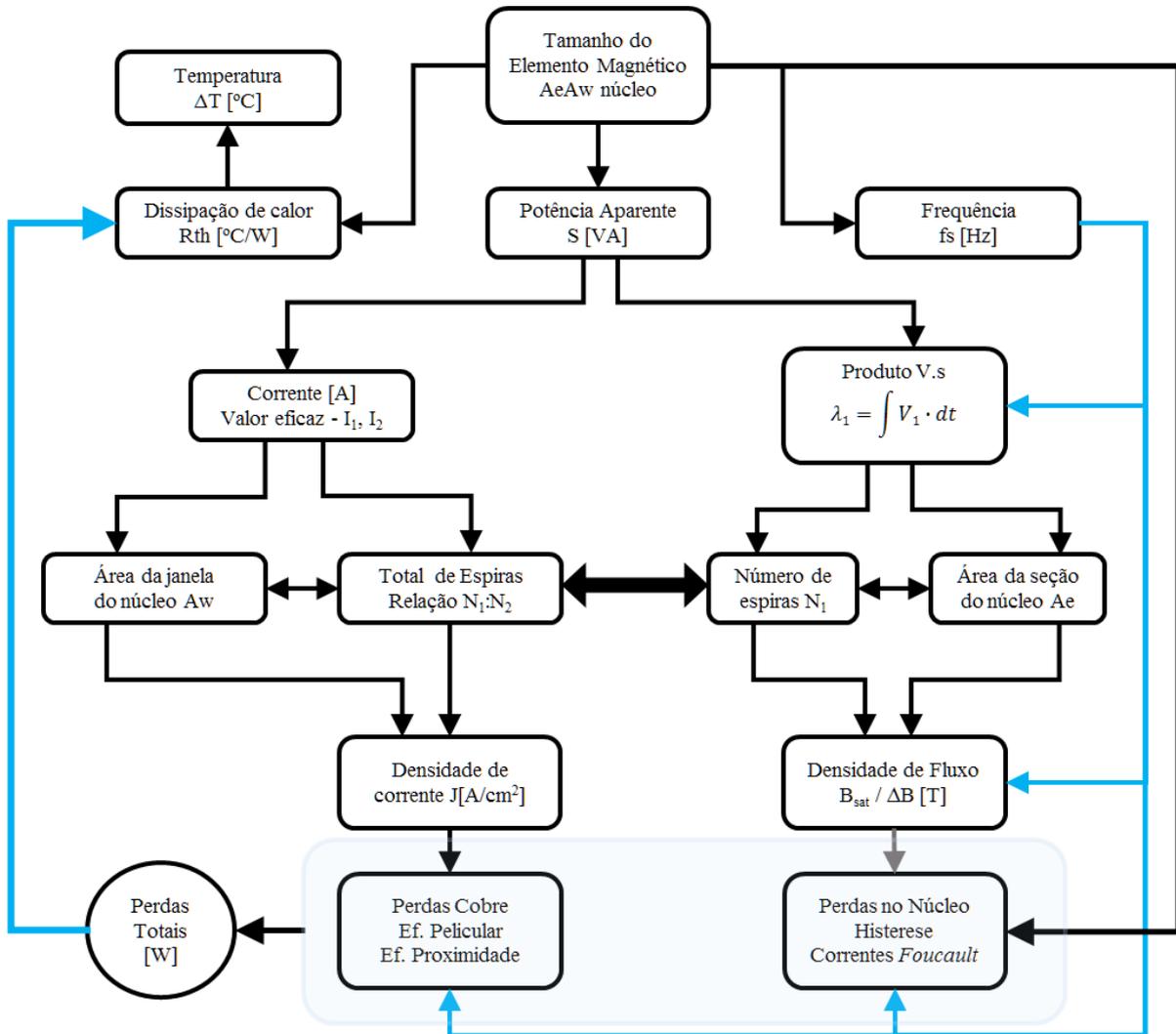
Em síntese, projetar transformadores de alta frequência, aplicados em conversores de potência chaveados, é trabalhar na busca de soluções para um sistema com múltiplas variáveis. Nesse sistema, muitas variáveis são interdependentes, ou seja, escolhas relacionadas a um aspecto construtivo podem afetar fortemente outra característica, determinando o desempenho da solução final. Sendo o principal mecanismo de falha em um componente magnético a excessiva elevação de temperatura, o projeto deve ser baseado tanto em critérios elétricos quanto térmicos. Ou seja, projetar elementos magnéticos, aplicados em conversores, requer conhecimento em diferentes domínios da física, como análise de circuitos, eletromagnetismo, transferência de calor e conceitos construtivos [11].

3.1 INTRODUÇÃO

As metodologias de projeto aplicadas para obtenção de uma solução ótima não são necessariamente um caminho direto, geralmente recorrem à processos iterativos de modo que existam etapas para refinamento e validação da solução após realizadas as escolhas iniciais. Na Figura 18 é apresentado um diagrama ilustrando as possíveis relações entre algumas das principais grandezas e etapas encontradas no projeto de transformadores de alta frequência. Como pode ser verificado, algumas das variáveis, por exemplo o número de espiras, se relaciona afetando tanto as perdas no material magnético como as perdas no cobre. Por outro lado, a frequência de comutação tem influência em vários aspectos: por um lado se pode reduzir o tamanho do componente, reduzindo número de espiras, área magnética (A_e) e área da janela (A_w) necessárias, por outro pode elevar as perdas tanto no núcleo quanto no cobre. Por fim, o principal modo de falha é o limite de temperatura, que relaciona diretamente as perdas e a capacidade de dissipação de calor. Porém é conveniente destacar que, além do limite de temperatura o componente precisa ser projetado para atender as características elétricas da aplicação, como: indutância, relação de transformação, baixa indutância de dispersão, etc. Obedecendo também os limites de operação do material magnético para frequência de trabalho, evitando tanto a saturação do núcleo quanto o excesso de perdas no material magnético.

No diagrama apresentado na Figura 18 ainda não estão sendo considerados aspectos que afetam desempenho em alta frequência como: indutância de dispersão, capacitância parasita e perdas no material dielétrico. Mas que com a elevação da frequência se tornam cada vez mais relevantes.

Figura 18 - Diagrama com as relações entre principais variáveis presentes no projeto de um elemento magnético



Fonte: adaptado de [12]

3.2 PRÉ-SELEÇÃO DO NÚCLEO E DIMENSIONAMENTO

As principais relações utilizadas para o dimensionamento e pré-seleção do tamanho do núcleo, determinação do número de espiras e valores de perdas, ainda que não considerando todos os efeitos em alta frequência, serão apresentadas. O objetivo inicial é estabelecer as relações matemáticas e grandezas físicas associadas as mesmas. Dessa forma, as escolhas relacionadas as condições de contorno do projeto poderão ser realizadas conscientemente, de acordo com o seu impacto no conjunto. Esse conhecimento fundamental permitirá explorar as ferramentas de simulação e análise, que serão apresentadas no Capítulo 4, para uma possível otimização das características principalmente em alta frequência, como resistência CA,

indutância de dispersão e capacitância parasita, sem onerar outros aspectos que podem afetar tanto o desempenho do elemento magnético ou mesmo do conversor.

3.2.1 Relações de potência e pré-seleção para tamanho do núcleo

De acordo com a lei de Faraday da indução as relações entre a tensão, variação de fluxo e características geométricas do material magnético podem ser descritas conforme (3.1), geralmente resultando em (3.2) considerando as formas de onda de um conversor CC-CC.

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = \frac{v_1(t)}{Np} \rightarrow B(t) = \frac{1}{Ae \cdot Np} \int v_1(t) \cdot dt \quad (3.1)$$

$$B_{pk} = \frac{V_{in} \cdot \Delta t}{2 \cdot Ae \cdot Np} \quad (3.2)$$

A partir de (3.2) pode ser definida a relação geométrica de Ae com os parâmetros de operação do conversor como frequência de comutação, razão cíclica, tensão de entrada e variação da densidade de fluxo, que são descritas de acordo com (3.3), para o conversor Flyback operando em DCM.

$$Ae = \frac{V_{in} \cdot D}{Np \cdot \Delta B \cdot fs} \quad (3.3)$$

De acordo com a lei de Ampère as relações entre densidade de fluxo magnético e corrente nos terminais são descritas conforme (3.4). Fisicamente o que provoca a variação de fluxo magnético no tempo B(t) é de fato a corrente de magnetização que circula através da bobina.

$$\oint_{enc} H \cdot d\ell = [N \cdot i(t)]_{enc} \quad (3.4)$$

$$B = \mu H \rightarrow B < B_{sat}$$

$$B(t) = \frac{\mu Ni(t)}{\ell}$$

No conversor Flyback o valor de corrente de magnetização corresponde a própria corrente do conversor de acordo com a tensão e potência de entrada. A densidade de corrente pode ser calculada através de (3.5)

$$J_d = \frac{Np \cdot Ip_{ef}}{Aw \cdot kw \cdot kp} \quad (3.5)$$

Utilizando a densidade de corrente como parâmetro de projeto, o valor de Aw pode ser determinado através de (3.6).

$$Aw = \frac{Np \cdot Ip_{ef}}{J_d \cdot kw \cdot kp} \quad (3.6)$$

Para o conversor Flyback em DCM, o fator de ocupação do primário kp , relacionado ao valor da corrente eficaz e número de espiras de cada enrolamento pode ser definido através de (3.7), para a condição de máximo valor eficaz para a corrente no primário.

$$kp = \frac{Np \cdot Ip_{ef}}{\sum_{j=1}^n N_j \cdot I_j} \rightarrow kp = \frac{\sqrt{D_{\max}}}{\sqrt{D_{dt}} + \sqrt{D_{\max}}} \quad (3.7)$$

Uma vez definidas as características geométricas do núcleo, parâmetros Ae e Aw , em função das variáveis relacionadas de projeto. Através do produto das áreas pode ser determinada uma relação válida para escolha do tamanho do núcleo em função das grandezas de projeto, de acordo com (3.8).

$$AeAw = \frac{D \cdot Ip_{ef} \cdot V_{in}}{J_d \cdot fs \cdot kp \cdot kw \cdot \Delta B} \quad (3.8)$$

Sendo assim, a relação apresentada em (3.8) para $AeAw$ pode ser reescrita de forma mais conveniente em função da potência do conversor, rendimento e da razão cíclica resultando em (3.9).

$$AeAw = \frac{\frac{2\sqrt{3}}{3} Po \sqrt{D}}{J_d \cdot fs \cdot kp \cdot kw \cdot \Delta B \cdot \eta} \quad (3.9)$$

A partir da equação apresentada (3.9) para $AeAw$, é possível verificar que uma parcela é determinada diretamente através das especificações do conversor. Porém outra parcela

importante abrange parâmetros que podem ser arbitrados de acordo com cada projeto, afetando diretamente o tamanho do núcleo como: frequência de operação, a densidade de corrente J_d , variação de fluxo ΔB , relacionadas a grandezas eletromagnéticas, perdas e também aos fatores construtivos que determinam por exemplo k_w . A relação apresentada em (3.9) é válida, portanto, para um transformador seja a geometria planar ou convencional. No entanto, para a geometria planar, como será apresentado no Capítulo 5, é possível trabalhar com valores relativamente elevados para densidade de corrente J_d , em condutores planos, ou trilhas em PCI em comparação aos valores geralmente utilizados em condutores circulares. Por outro lado, o fator de ocupação da janela, k_w é relativamente baixo devido à natureza da construção dos condutores utilizando a tecnologia de PCI. Porém esse aspecto vai de encontro a predisposição da geometria planar operação em alta frequência, onde é necessário reduzido número de espiras e a resistência CA dos enrolamentos acaba limitando a espessura dos condutores e a posição dos mesmos dentro da janela, principalmente no elemento magnético para o conversor Flyback.

3.2.2 Perdas no material magnético do núcleo

Os principais fenômenos que contribuem com as perdas no material magnético são a histerese e as correntes parasitas, também chamadas de corrente de *Foucault* ou *Eddy currents* [6]. Ambos são relacionados as características do material magnético e dos parâmetros da operação no conversor. Existem métodos para determinação das perdas magnéticas baseados diretamente no fenômeno físico da histerese, como o modelo de *Jiles-Atherton* e o modelo de *Preisach*. Porém estes requerem trabalho adicional de medição e levam a resultados similares aos métodos empíricos, baseados na equação de *Steinmetz* [13]. Na abordagem empírica as características do material magnético, que são obtidas através de ajuste de curva para uma dada faixa de frequência, geralmente estão disponíveis no catálogo dos fabricantes dos materiais.

A equação de *Steinmetz* (*Steinmetz Equation –SE*) é apresentada em (3.10), sendo que os parâmetros relacionados ao material magnético são os valores dos coeficientes k , α e β . Já as variáveis que dependem da operação do conversor são a frequência de excitação f_s , a variação de fluxo ΔB e o tamanho do núcleo determinado pelo volume V_e .

$$P_{core} = k \cdot f_s^\alpha \cdot \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^\beta \cdot V_e \quad (3.10)$$

Entretanto os valores relacionados a SE (3.10), assim como os parâmetros dados no catálogo dos fabricantes são obtidos para excitação senoidal em frequências fixas. No caso da aplicação em conversores estáticos, onde tem-se formas de onda não senoidais e com conteúdo harmônico relevante em um amplo espectro de frequências acima da fundamental. Sendo assim a utilização direta da SE pode levar a erros elevados [13]. Por isso algumas modificações são propostas, possibilitando que a metodologia seja aplicada em diferentes casos, por exemplo para formas de onda arbitrárias. Para aplicação no conversor Flyback operando em DCM, foi escolhido o método baseado na Equação de Steinmetz Modificada (*Modified Steinmetz Equation* – MSE) representada pelas equações (3.11) e (3.12).

$$P_{mag} = k \cdot f_{eq}^{(\alpha-1)} \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^\beta f \cdot V_e \quad (3.11)$$

$$f_{eq} = \frac{2}{(\pi \cdot \Delta B)^2} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt \quad (3.12)$$

Para a MSE, além dos parâmetros do material (coeficientes k , α e β) e do ΔB , também é considerada a derivada dB/dt para determinar o termo f_{eq} (3.12). Sendo que no conversor Flyback o valor dB/dt é afetado pela tensão de entrada. Para valores maiores de tensão na entrada, haverá uma maior derivada dB/dt , embora o valor ΔB seja mantido. De acordo com a lei de Ampère, caracterizada previamente através da equação (3.4), a variação de fluxo deve seguir a derivada da corrente de magnetização e posterior desmagnetização. E o valor de ΔB_{max} é relacionado então ao valor de pico da corrente $I_{p_{pk}}$ que se mantém independente da tensão de entrada. Sendo assim, o termo referente a frequência equivalente f_{eq} na MSE, definido através de (3.12), pode ser escrito de acordo com a integral (3.13) para o conversor Flyback DCM, resultando em (3.14), sendo o valor da razão cíclica D a variável relacionada com a tensão de entrada.

$$f_{eq} = \frac{2}{(\pi B_{pk})^2} \left[\int_0^{\frac{D}{fs}} \left(\frac{B_{pk} \cdot fs}{D} \right)^2 dt + \int_0^{\frac{(1-D_{max})}{fs}} \left(\frac{-B_{pk} \cdot fs}{1-D_{max}} \right)^2 dt \right] \quad (3.13)$$

$$f_{eq} = \frac{2 \cdot fs}{\pi^2} \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{1-D_{max}} \right) \quad (3.14)$$

Considerando o ponto de operação do conversor de acordo com o valor da indutância L_m projetada a parcela referente ao tempo de desmagnetização pode ser substituído pela razão cíclica referente a esta parcela D_{td} resultando em (3.15).

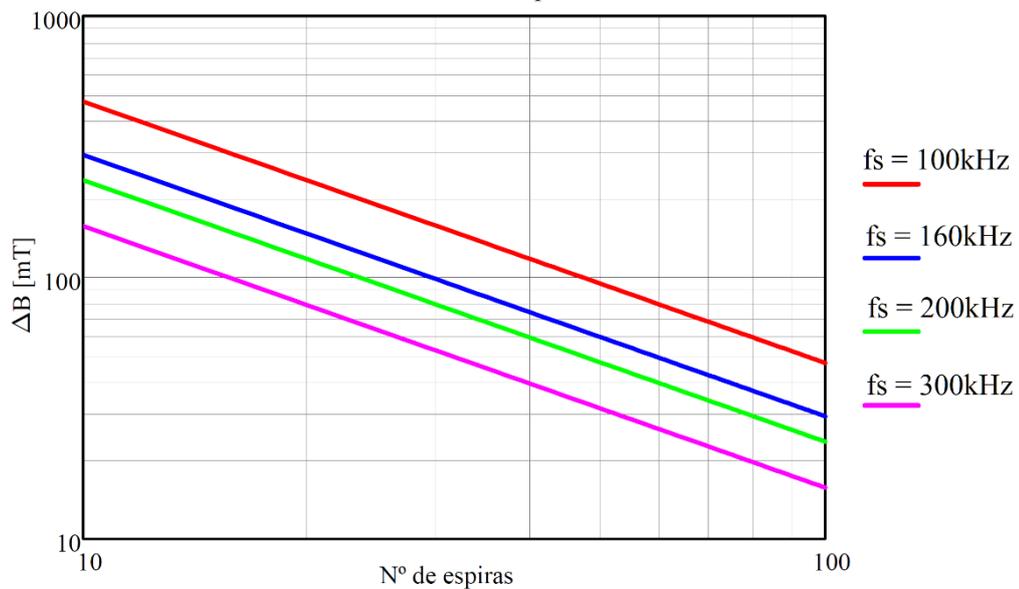
$$f_{eq} = \frac{2 \cdot f_s}{\pi^2} \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{D_{td}} \right) \quad (3.15)$$

Como no Flyback é utilizado apenas um quadrante da curva de magnetização, o valor de ΔB , pode ser obtido de acordo com (3.3) em função dos parâmetros geométricos do núcleo e ponto de operação do conversor, resultando em (3.16).

$$\Delta B(N_p) = \frac{V_{in} \cdot D}{N_p \cdot A_e \cdot f_s} \quad (3.16)$$

O comportamento do valor de ΔB em função do número de espiras, para uma dada geometria aplicada a um Flyback DCM, para diferentes valores de frequência pode ser verificada na Figura 19.

Figura 19 - Variação da densidade de fluxo ΔB em função do número de espiras obtidos para diferentes valores de frequência

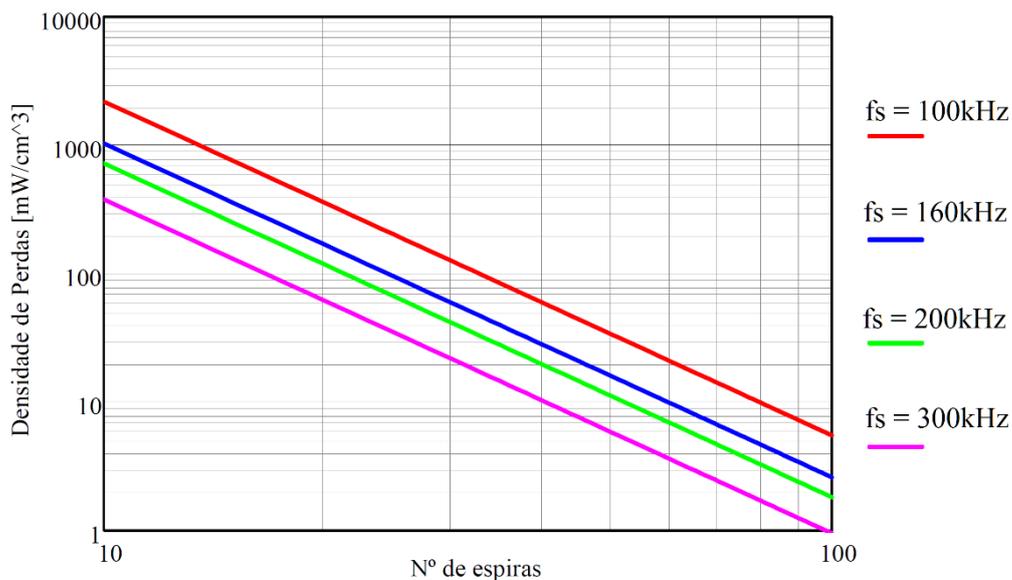


Fonte: produção do autor

Verificando o gráfico apresentado na Figura 19, é possível concluir que com o aumento da frequência é possível operar com menores valores de densidade de fluxo, mantendo o número de espiras, ou mesmo obter uma redução do número de espiras mantendo a densidade de fluxo equivalente.

Já a equação (3.11), pode ser solucionada em função do volume, resultando na grandeza chamada de densidade de perdas do núcleo, valores que são normalmente encontrados nos catálogos dos fabricantes para diferentes materiais magnéticos. Considerando as mesmas condições de contorno utilizadas para obtenção do gráfico apresentado na Figura 19, aplicado ao material tipo R, do fabricante Magnetics, com os valores de constantes para o material $\alpha = 2$, $\beta = 2,6$ e $k = 3 \cdot 10^{-3} \text{ W/m}^3$, a densidade de perdas obtidas para diferentes valores de frequência, é apresentada na Figura 20, dada em mW/cm^3 .

Figura 20 - Densidade de perdas para material R Magnetics em função do número de espiras obtidos para diferentes valores de frequência



Fonte: produção do autor

Os valores de densidade de perdas apresentados na Figura 20, demonstram que o aumento na frequência de operação que impacta diretamente no valor de ΔB , acaba por reduzir a densidade de perdas, desde que mantido o número de espiras. Isso implica no mínimo em manter as perdas do cobre, conforme será apresentado na seção 3.2.3, ou mesmo aumentar devido as perdas CA nos enrolamentos. Analisando sob outro aspecto, verifica-se que as perdas magnéticas sobem rapidamente ao se reduzir o número de espiras. Mas podem ser obtidos

pontos com densidade de perdas equivalente, ou seja, permitindo a redução do número de espiras e mesmo assim mantendo os valores de perdas, que implica em trabalhar com valor intermediário para variação de fluxo ΔB .

3.2.3 Perdas no cobre

As perdas no cobre, ou perdas *Joule*, podem ser descritas em função da resistência CC dos enrolamentos e do valor eficaz de corrente nos mesmos. Dessa forma as perdas no cobre podem ser determinadas diretamente através da resistência dos enrolamentos ou em função do número de espiras, seção dos condutores e comprimento médio das espiras (MLT) através das equações (3.17) e (3.18).

$$\begin{aligned} P_{cobre} &= P_{W_{NP}} + P_{W_{NS}} \\ P_{cobre} &= R_p \cdot I_{p_{ef}}^2 + R_s \cdot I_{s_{ef}}^2 \end{aligned} \quad (3.17)$$

$$\begin{aligned} R_p &= \frac{MLT \cdot N_p \cdot \rho_{cond}}{S_{cond_pri}} \\ R_s &= \frac{MLT \cdot N_s \cdot \rho_{cond}}{S_{cond_sec}} \end{aligned} \quad (3.18)$$

O valor associado as perdas no cobre podem ser facilmente determinados após definidos os parâmetros construtivos do transformador, com área da seção dos condutores e número de espiras de cada enrolamento. Além disso, para o conversor Flyback DCM conforme apresentado em 2.5.2, enquanto o valor de $I_{p_{ef}}$ é afetado pela tensão de entrada para uma carga constante, o valor de $I_{s_{ef}}$ é insensível a tensão de entrada, respondendo apenas as variações de carga. Dessa forma, as perdas relativas ao enrolamento primário $P_{W_{NP}}$ apresentarão o valor máximo para tensão de entrada mínima e as perdas referentes ao enrolamento secundário serão fixas para uma carga constante conforme (3.19) e (3.20).

$$P_{W_{NP}} = \frac{I_{p_{pk}}^2 \cdot D_n}{3} \cdot R_p \rightarrow D_n = \frac{V_o}{V_{in_n}} \sqrt{\frac{2 \cdot f_s \cdot L_m}{\eta \cdot R_o}} \quad (3.19)$$

$$P_{W_{NS}} = \frac{I_{s_{pk}}^2 \cdot D_{td}}{3} \cdot R_s \rightarrow D_{td} = \frac{N_s}{N_p} \sqrt{\frac{2 \cdot f_s \cdot L_m}{R_o}} \quad (3.20)$$

Porém nas equações apresentadas em (3.18), tanto o valor da área da seção dos condutores, como o número de espiras, inicialmente são valores desconhecidos. Uma

abordagem alternativa para estimar as perdas no cobre, permite que estas sejam previamente estimadas em função da geometria do núcleo (sendo V_{cond} o volume dos condutores) e das premissas estabelecidas inicialmente para o projeto, como k_w e J_d apresentada em (3.21).

$$\begin{aligned} P_{cobre} &= J_d^2 \cdot V_{cond} \cdot \rho_{cobre} \\ V_{cond} &= MLT \cdot Aw \cdot k_w \end{aligned} \quad (3.21)$$

Entretanto os valores para as perdas no cobre, obtidos através da equação (3.21) serão válidos desde que os valores estipulados para k_w e J_d sejam de fato os valores praticados na construção do transformador. Especialmente para a construção planar, os valores de k_w e J_d são particularmente diferenciados quando comparadas as construções convencionais, conforme será apontado no Capítulo 5.

Por outro lado, uma vez determinado o número de espiras, é possível reescrever a equação (3.21) em função do N_p e do valor eficaz máximo para corrente no primário $I_{p_{ef_max}}$ obtendo diretamente o valor equivalente para as perdas no cobre em todos os enrolamentos do transformador de acordo com (3.22). Vale salientar que esta relação é válida apenas para determinar o valor máximo das perdas no cobre que está associado ao valor máximo da corrente $I_{p_{ef_max}}$, a condição em que é válido o valor de k_p quando calculado de acordo com (3.7).

$$P_{cobre_max} = \left(\frac{I_{p_{ef_max}} \cdot N_p}{k_p} \right)^2 \cdot MLT \frac{\rho_{cond}}{Aw \cdot k_w} \quad (3.22)$$

3.2.4 Perdas totais

As perdas totais, no elemento magnético podem ser definidas pela soma perdas no núcleo magnético e perdas nos condutores (3.23), que são considerados os principais fatores que contribuem para elevação de temperatura, afetando também o rendimento do conversor.

$$P_{MagTotal} = P_{mag} + P_{cobre} \quad (3.23)$$

Embora inicialmente ainda não sejam computados os valores das perdas CA nos condutores, ainda assim é possível estabelecer uma relação entre os valores de perdas no núcleo e no cobre. Para uma análise preliminar, as perdas CA nos condutores podem ser simplificadas através de um fator multiplicador para correção. Como será exposto na seção 3.3 no caso do

Flyback, não é possível utilizar uma abordagem analítica precisa para estimar as perdas CA nos enrolamentos [14]. Conforme se verificou ao longo do trabalho, para o tipo de construção planar adotada e frequência de operação proposta o valor de resistência CA pode provocar um aumento de 10% até próximo de 90% para as perdas no cobre estimadas inicialmente. Mas esse valor não deve ser generalizado, como será apresentado na seção 4.5, pois existe uma grande dependência na forma construtiva do transformador e geometria dos condutores, assim como da frequência de operação e forma de onda da corrente do conversor.

Para que haja o melhor aproveitamento dos materiais é recomendado que os valores das perdas no cobre o no núcleo sejam equilibrados, de acordo com (3.24), uma vez que o componente magnético possui uma área de superfície comum para dissipação do calor gerado devido as perdas no mesmo.

$$P_{mag} = (1 + F_{CA}) \cdot P_{cobre} \rightarrow 10\% \leq F_{CA} \leq 90\% \quad (3.24)$$

Considerando as restrições construtivas da tecnologia escolhida para confeccionar os enrolamentos, pode ser arbitrado um valor máximo para as perdas no cobre nessa condição e a partir dessa premissa o valor de ΔB necessário para atender a relação (3.24) pode ser calculado através de (3.25), de acordo com as características do material magnético e da frequência de operação.

$$\Delta B = \left[\frac{\frac{P_{mag}}{Ve}}{k \cdot (f_{eq})^{\alpha-1} \cdot fs} \right]^{\frac{1}{\beta}} \quad (3.25)$$

Ao determinar o valor de ΔB através da equação (3.25), pode ser calculado então, o número de espiras necessárias através da relação já apresentada em (3.16), resultando em (3.26)

$$Np = \frac{Vin_{min} \cdot D_{max}}{\Delta B \cdot Ae \cdot fs} \quad (3.26)$$

Com o valor de Np obtido, de acordo com o material magnético utilizado e frequência de operação, é possível retornar a equação (3.22) e verificar as perdas no cobre resultantes. Assim será possível avaliar se os valores inicialmente estabelecidos como limite para as perdas

no cobre podem ser de fato atendidos, considerando as escolhas feitas inicialmente para o projeto. Caso os valores de perdas no cobre estejam acima do limite estabelecido previamente, podem ser avaliadas alterações em parâmetros do projeto. Dentre as possibilidades, pode ser modificado o fator de utilização da janela kw, que depende da forma construtiva dos enrolamentos. Alterar o material magnético ou avaliar o impacto do aumento na frequência, retornando à relação (3.25) para definição de um novo ΔB . Por fim pode-se optar por redefinir um novo valor alvo para as perdas no núcleo com o objetivo de equalizar as perdas de acordo com a elevação de temperatura. Sendo que as perdas totais têm impacto tanto na elevação de temperatura do componente e quanto rendimento do conversor. Destacando que o valor máximo para as perdas no cobre deve acontecer para tensão mínima, situação em que as perdas no núcleo devem ser menores, segundo estabelecido pelo modelo MSE apresentado na equação (3.13).

Uma abordagem alternativa permite que seja feita a análise da potência possível de ser processada pelo conversor, de acordo com as premissas estabelecidas para o projeto, a partir da relação apresentada em (3.22). Nesse caso o valor eficaz máximo da corrente $I_{p_{ef_max}}$ pode ser escrito conforme (3.27), solucionando a equação em função das perdas no cobre, do número de espiras calculados em (3.26) para um dado valor de ΔB que por sua vez está relacionado ao valor de perdas magnéticas de acordo com (3.25).

$$I_{p_{ef_max}} = \frac{kp}{Np} \cdot \sqrt{\frac{P_{cobre}}{MLT \cdot \frac{\rho_{cond}}{Aw \cdot kw}}} \quad (3.27)$$

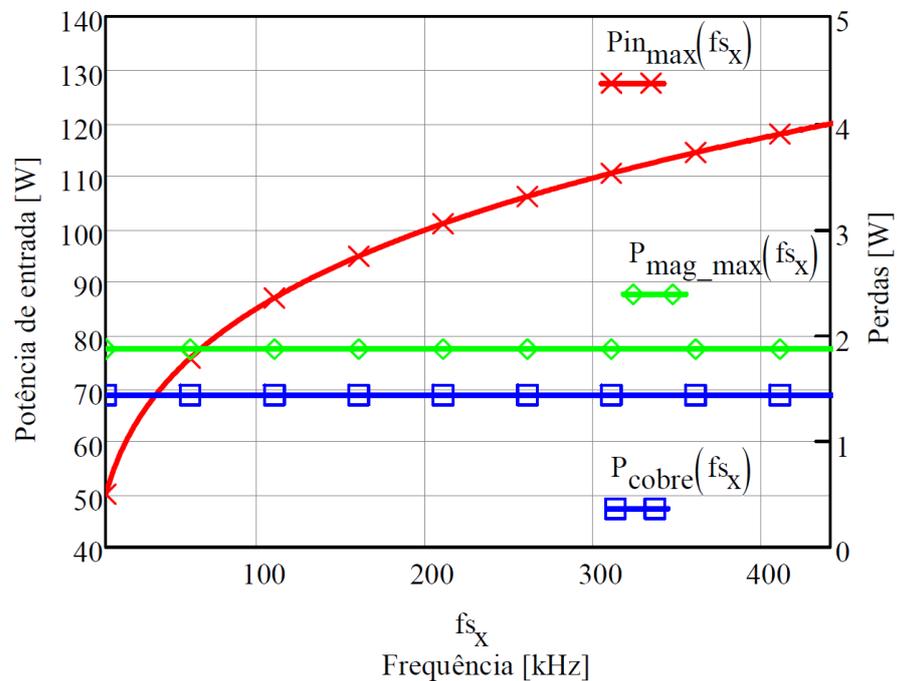
Assim a potência que poderá ser processada pelo conversor, mantendo os valores de perdas constantes (tanto no cobre quanto no núcleo) pode ser obtida com base nas relações entre os valores eficaz e médio da corrente no primário (3.28), resultando na potência do conversor de acordo com (3.29). Salientando que, ainda nessas relações não são consideradas as perdas CA no cobre.

$$I_{p_{med_max}} = I_{p_{ef_max}} \cdot \sqrt{\frac{3D_{max}}{4}} \quad (3.28)$$

$$P_{in} = \left(V_{in_{min}} \cdot I_{p_{ef_max}} \cdot \sqrt{\frac{3D_{max}}{4}} \right) \quad (3.29)$$

Um gráfico obtido a partir das relações (3.27) e (3.29), mantendo os valores das perdas fixas e variando a frequência de operação para um dado tamanho do núcleo e condições de contorno construtivas fixadas é apresentado na Figura 21. O gráfico apresentado representa a capacidade de processar potência para um elemento magnético, em tese mantendo valores de perdas constantes, o que significa manter a elevação de temperatura controlada no componente para uma mesma geometria.

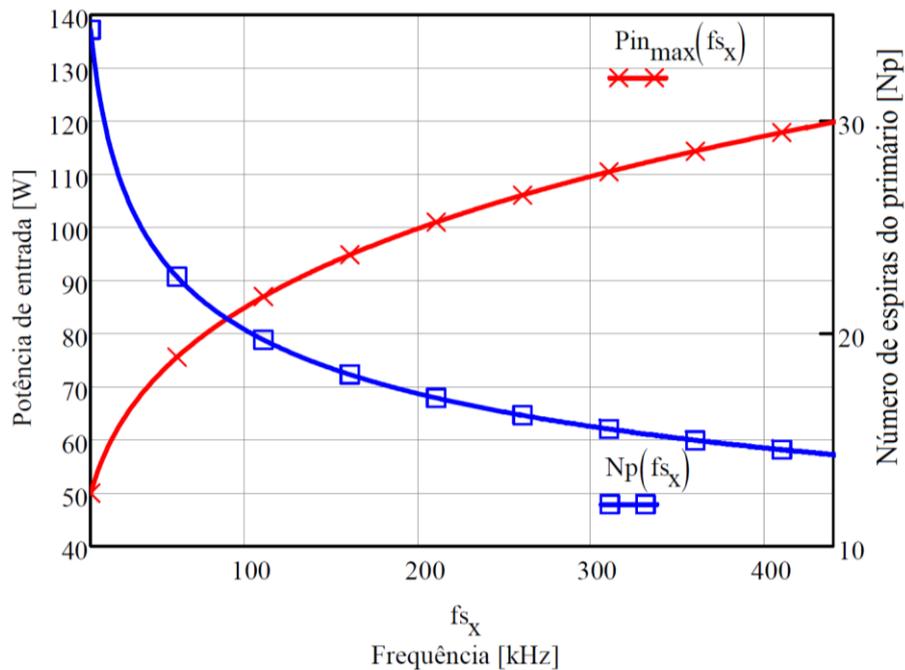
Figura 21 - Potência de entrada em função da frequência mantendo valores de perdas constantes no elemento magnético aplicado em conversor Flyback DCM



Fonte: produção do autor

O que torna fisicamente possível manter as perdas no elemento magnético mesmo com o aumento da potência processada para um mesmo tamanho, é a redução no número de espiras determinada de tal forma que não haja incremento nas perdas no núcleo. Na Figura 22, é apresentado o gráfico com a mesma curva de potência, já apresentada na Figura 21, mas agora em conjunto a curva que representa a variação no número de espiras do primário em função da frequência obtida mantendo as perdas no núcleo constantes.

Figura 22 - Potência de entrada e número de espiras em função da frequência mantendo valores de perdas constantes no elemento magnético para um conversor Flyback DCM



Fonte: produção do autor

As relações e gráficos apresentadas representam ferramentas úteis para avaliar o comportamento do elemento magnético em função da frequência, para o material escolhido assim como demais premissas estabelecidas inicialmente para o projeto. Através do gráfico da Figura 22 se pode verificar a faixa que frequência que apresenta maior incremento na potência, ou resulta em uma maior variação no número de espiras. Por exemplo, ao dobrar a frequência de 100 kHz para 200 kHz há um incremento na potência em torno de 15 W apenas, sendo que o benefício gerado acaba sendo muito pequeno, podendo não compensar a elevação das perdas nos semicondutores para essa faixa, conforme apresentado na seção 2.6.2.

Entretanto o modelo apresentado é baseado apenas em relações analíticas que não consideram as perdas no cobre em função da frequência, pois estas serão determinadas através de métodos numéricos empregando análise por elementos finitos. Mas que podem ter impacto significativo com o aumento da frequência, principalmente devido a geometria dos condutores e disposição dos mesmos dentro do núcleo. Também devem ser considerados aspectos construtivos como valores mínimos de bitola dos fios ou largura mínima das trilhas na PCI, pois eventualmente os valores de N_p podem resultar em construção inviáveis. Além disso, também deve ser considerado o limite de frequência e ΔB (incluindo limite da saturação) para

o qual o modelo MSE é válido para o material avaliado, uma vez que os dados são obtidos empiricamente.

3.2.5 Cálculo da densidade de fluxo ótima

Com base nas expressões matemáticas e comportamento característicos para as perdas no componente magnético apresentadas nas seções 3.2.2, 3.2.3 e 3.2.4, pode ser obtida uma expressão matemática geral que relaciona as perdas totais em função do ΔB . Essa expressão obtidas a partir das relações apresentadas em (3.30),(3.31) e (3.32), é escrita em função dos parâmetros do conversor, ponto de operação incluindo frequência, que pode ser aplicada a uma geometria e material magnético específicos.

$$P_{mag}(\Delta B) = k \cdot \left[\frac{2 \cdot fs}{\pi^2} \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{D_{td}} \right) \right]^{(\alpha-1)} \cdot \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^\beta \cdot fs \cdot V_e \quad (3.30)$$

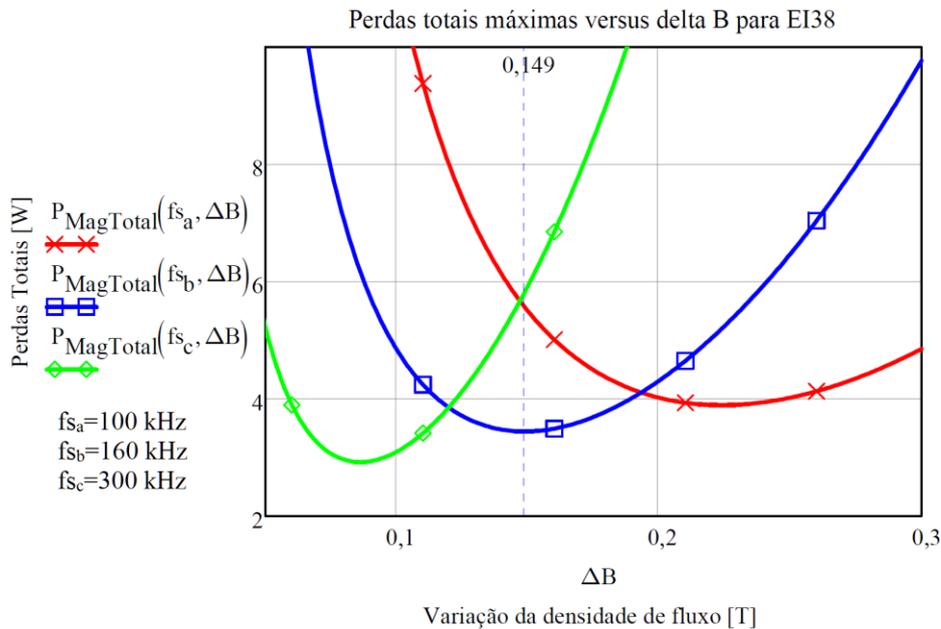
$$P_{cobre}(\Delta B) = \left[\frac{I_{p_{ef_max}} \cdot \left(\frac{V_{in_min} \cdot D_{max}}{\Delta B \cdot Ae \cdot fs} \right)}{kp} \right]^2 \cdot MLT \frac{\rho_{cond}}{Aw \cdot kw} \quad (3.31)$$

$$P_{MagTotal}(\Delta B) = P_{mag}(\Delta B) + P_{cobre}(\Delta B) \quad (3.32)$$

A função descrita através da expressão (3.30) é representada graficamente na Figura 23, para um EMP com geometria EI38, para o material tipo R da Magnetics®, para o conversor Flyback-2S DCM, considerando três frequências de operação distintas. O ponto de mínimo dessa função, que pode ser obtido da derivada de (3.30) ou mesmo graficamente, pode ser definido como o valor ótimo para ΔB . No caso avaliado, para a frequência de fs_a de 160 kHz, o valor de ΔB obtido para o ponto de mínimo é de 149 mT, que apresenta o valor 3,44 W de perdas totais, dos quais em torno de 1,5 W são as perdas no núcleo e 1,94 W as perdas no cobre. Entretanto para o núcleo EI38, o valor de 149mT é obtido com 19,65 espiras, sendo 18 o valor inteiro múltiplo de 3 (que é exatamente a relação de transformação para o conversor proposto), e também par, sendo que dessa forma pode ser particionado igualmente em 2 camadas (para melhor aproveitamento da geometria na montagem planar). Nesse caso para 18 espiras o valor de ΔB real será de aproximadamente 162,7 mT, o que deve aumentar ligeiramente as perdas no núcleo, mas deve reduzir um pouco as perdas no cobre. O que é conveniente, uma vez que ainda

não está sendo considerada a resistência CA dos enrolamentos nessa análise, o que deve provocar um incremento nas perdas no cobre.

Figura 23 –Perdas totais no elemento magnético em função do ΔB para núcleo EI38 material R



Fonte: produção do autor

3.2.6 Elevação de temperatura

A elevação de temperatura geralmente é calculada através de relações matemáticas obtidas empiricamente. De acordo com (3.33), a resistência térmica pode ser obtida da área superficial A_{sup} para troca de calor e do coeficiente de transferência de calor com o ambiente h_c .

$$R_{th} = \frac{1}{h_c \cdot A_{sup}} \quad (3.33)$$

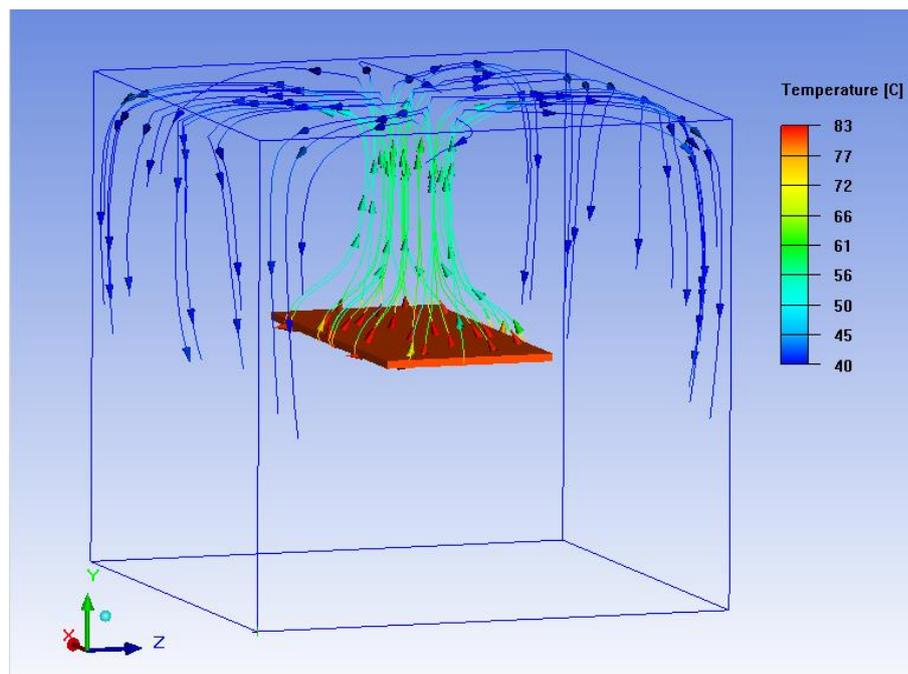
Nesse caso o valor de h_c é o parâmetro com maior grau de incerteza, pois depende das condições de ventilação e do posicionamento, sendo que o valor de h_c também aumenta quanto maior a elevação de temperatura. O seu valor típico fica em torno de $10 \text{ W/m}^2\text{K}$ para convecção natural, com valores de ΔT de até 50°C , chegando a valores de $30 \text{ W/m}^2\text{K}$, quando utilizada ventilação forçada [1].

Como os valores típicos de h_c geralmente são obtidos empiricamente, os mesmos também podem ser obtidos com a utilização ferramentas computacionais para simulação térmica CFD (dinâmica de fluidos computacional) que consideram os efeitos da convecção seja natural ou forçada utilizando métodos numéricos. Para a condição encontrada nos elementos magnéticos com construção planar, um modelo simplificado criado na ferramenta de simulação térmica CFD ICEPAK[®] considerando apenas a convecção natural sobre uma placa plana horizontal, com as características dos materiais encontrados nas PCIs é apresentada na Figura 24. Para uma placa com 70 mm de comprimento por 35 mm de largura, posicionada horizontalmente em relação ao solo, com valor de ΔT de aproximadamente 40°C, foi obtido o valor máximo para h_c de 13,25 W/m². Já na Figura 25, foi realizada a simulação com as mesmas condições estabelecidas para o modelo da Figura 24, apenas alterando o posicionamento da placa, neste caso estando a mesma vertical em relação ao solo. Nesse caso o valor máximo obtido para h_c aumentou ligeiramente, ficando em 15,73 W/m².

Uma vez definidos os valores de h_c e da área da superfície A_{sup} , uma resistência térmica equivalente R_{th} é obtida permitindo estabelecer a elevação de temperatura a partir da potência a ser dissipada no componente de acordo com (3.34).

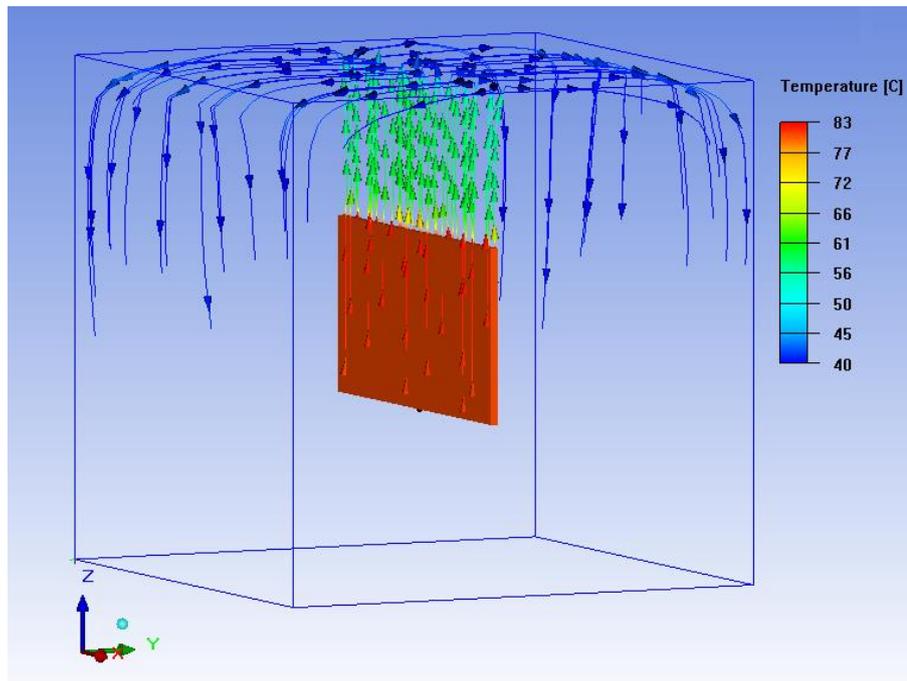
$$\Delta T = P_d \cdot R_{th} \quad (3.34)$$

Figura 24 - Convecção natural em placa plana horizontal - h_c máximo de 13,25 W /m²K para $\Delta T \approx 40$ °C



Fonte: produção do autor

Figura 25 - Convecção natural em placa plana vertical - h_c máximo de $15,73 \text{ W/m}^2\text{K}$ para $\Delta T \approx 40 \text{ }^\circ\text{C}$



Fonte: produção do autor

3.3 CARACTERÍSTICAS EM ALTA FREQUÊNCIA E NÃO IDEALIDADES

O projeto de elementos magnéticos para operação em elevada frequência, para atender as demandas que vêm surgindo com os novos semicondutores *wide-bandgap*, tem se apresentado como um desafio [4]. As principais dificuldades que emergem com o aumento da frequência, são principalmente devido aos efeitos da resistência CA dos enrolamentos, a indutância de dispersão e as capacitâncias parasitas do transformador, que geralmente são ignoradas ou não são consideradas adequadamente em metodologias tradicionais de projeto. Por exemplo, ignorar o efeito de proximidade, pode significar o aumento das perdas no cobre em uma ordem de magnitude, quando operando em alta frequência, acima de 100 kHz.

3.3.1 Resistência CA

Para determinar as perdas no cobre, além da resistência CC, já discutida na seção 3.2.3 também há uma parcela de resistência CA que deve ser considerada. Entre as principais contribuições para elevação da resistência CA, se destacam o efeito pelicular, também conhecido como efeito *skin*, e o efeito de proximidade.

Fisicamente o efeito pelicular faz com que uma corrente alternada circulante em um condutor não se distribua uniformemente. Esta corrente por sua vez, fica mais concentrada sobre a superfície do condutor, mais precisamente dentro de um valor conhecido como profundidade de penetração, geralmente representado por letra grega δ . O valor de δ é determinado em função das características do material como a condutividade ρ e permeabilidade magnética μ . Sendo δ relacionado a frequência da corrente circulante através da equação (3.35) [6].

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu f}} \quad (3.35)$$

O efeito pelicular geralmente é considerado nas metodologias tradicionais para definição da seção elementar dos condutores. Nesse caso o diâmetro máximo dos condutores deve ser menor ou igual a duas vezes δ . Considerando o cobre como condutor para temperatura de 100 °C o valor de δ pode ser determinado através de (3.36). Nesse caso, para frequência de 100 kHz, por exemplo, o valor de δ é de aproximadamente 0,24 mm.

$$\delta = \frac{0,075}{\sqrt{f}} \quad (3.36)$$

Entretanto, para manter a resistência CC em valores adequados a espessura total de uma camada condutora, que geralmente é constituída de vários condutores em paralelo, pode facilmente ser superior ao valor de δ , principalmente quando operando em alta frequência. Nesse caso, mesmo utilizando condutores elementares com diâmetro menor δ , haverá a elevação das perdas nos condutores devido ao efeito de proximidade.

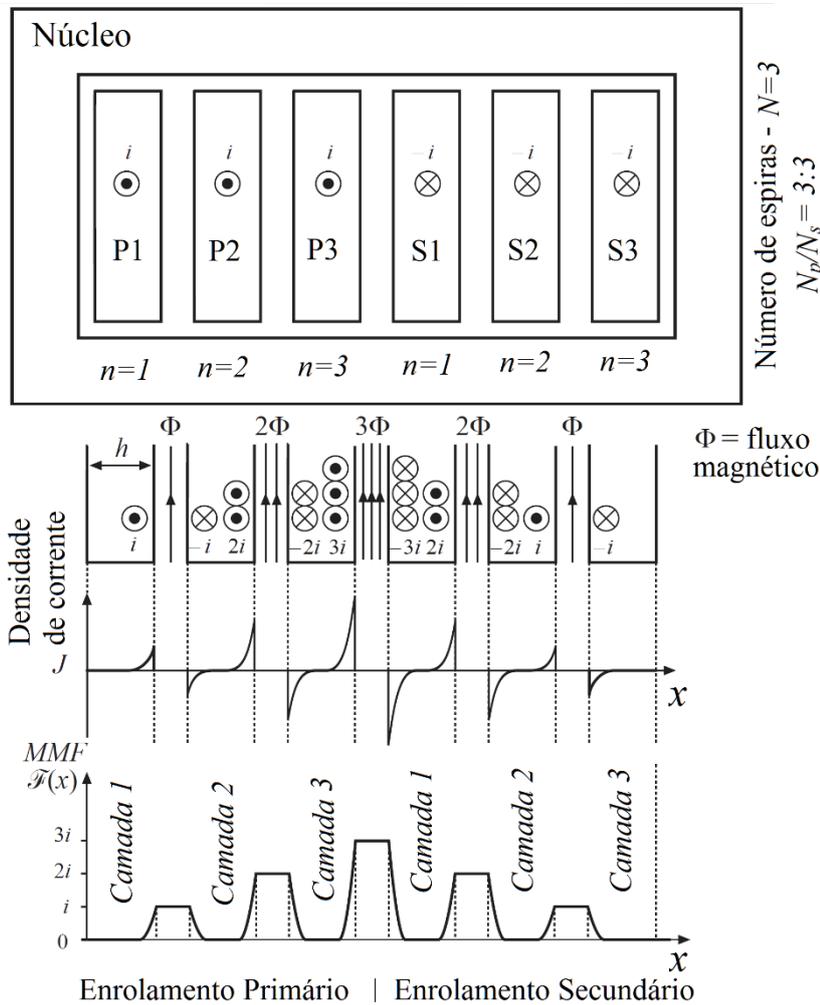
O efeito de proximidade, que é apresentado detalhadamente por [6] [14] [15], pode ser ilustrado através da Figura 26, que representa a seção transversal de uma das janelas de um transformador com dois enrolamentos. Sendo que o mesmo possui um primário, formado pelas camadas P1, P2 e P3 e um secundário formado pelas camadas S1, S2 e S3, através das quais circula uma corrente alternada i .

Cada uma das camadas pode representar um conjunto de espiras, posicionado ao longo do núcleo magnético na direção x . Uma corrente alternada i circulando produz um campo magnético variante no tempo, que deve se anular no interior das camadas condutoras, uma vez que $h \gg \delta$. Para que isso seja verdadeiro, é induzida devido a variação de fluxo magnético Φ ,

uma corrente apenas nas superfícies dos condutores adjacentes, ou seja, mantendo o valor da corrente líquida ou resultante que circula pelo mesmo. Como resultado têm-se maiores perdas no cobre, devido à elevação da densidade de corrente nas superfícies, caracterizando o equivalente ao aumento da resistência efetiva dos condutores. Esse efeito está relacionado com a força magnetomotriz MMF entre os enrolamentos, que se anula no interior das camadas, pois é definida de acordo com o produto apresentado (3.37).

$$MMF = n \cdot i \tag{3.37}$$

Figura 26 – Representação do efeito de proximidade para $h \gg \delta$



Fonte: adaptado de [6]

Uma relação entre a resistência CC e a resistência CA, derivada da proposta dos estudos realizados por Dowell em 1966 [16], pode ser representada pela equação (3.38), segundo [17]:

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \frac{\xi}{2} \left[\frac{\sinh \xi + \sin \xi}{\cosh \xi - \cos \xi} + (2m-1)^2 \cdot \frac{\sinh \xi - \sin \xi}{\cosh \xi + \cos \xi} \right]$$

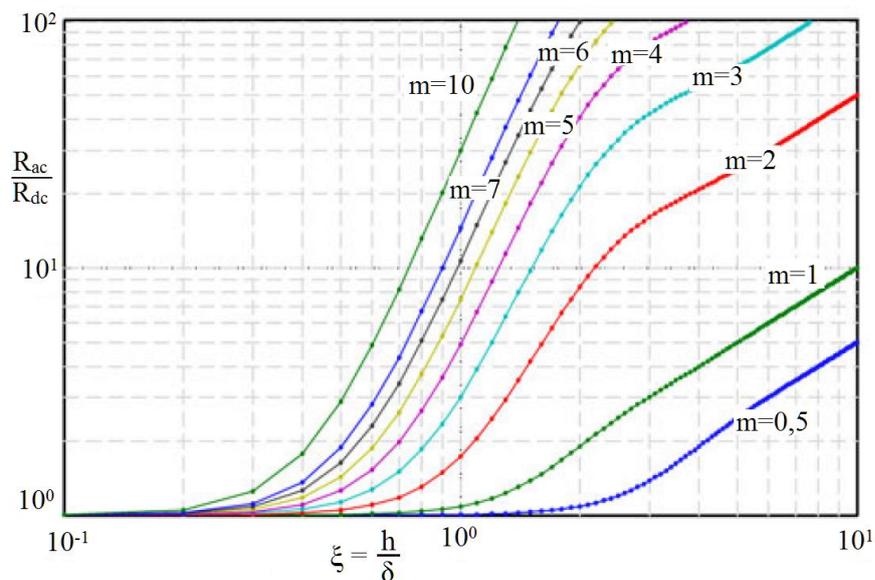
$$\xi = \frac{h}{\delta}$$
(3.38)

Sendo h a espessura do condutor e o valor de “ m ” determinado a partir da MMF nos limites de cada camada, conforme equação (3.39):

$$m = \frac{MMF(h)}{MMF(h) - MMF(0)}$$
(3.39)

A representação gráfica da equação (3.38) pode ser verificada na Figura 27, em função da relação $\xi=h/\delta$ para diferentes valores de m . Para valores elevados de espessura h , onde há redução do valor de resistência CC, a resistência CA aumenta. Esse aumento na resistência CA é mais acentuado quanto maior o valor de m . Avaliando a equação apresentada em (3.38) é possível separá-la em dois termos: o primeiro termo representa o efeito pelicular e o segundo termo representa o efeito de proximidade, que depende do valor de ‘ m ’, que é relacionado a MMF. Ou seja, em enrolamentos com múltiplas camadas, com espessura superior ao valor de δ , há o aumento nas perdas CA. [17]

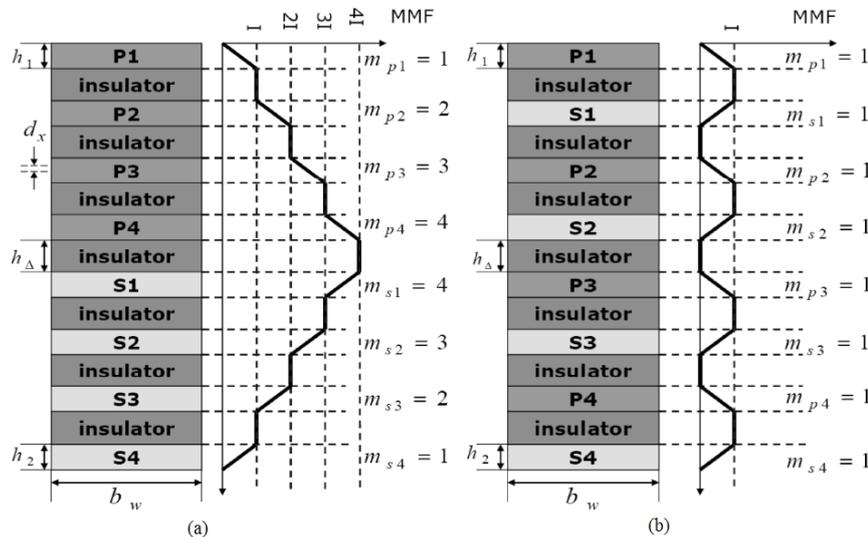
Figura 27 - Relação entre resistência CA e CC em função de ξ e da relação da MMF entre camadas – m



Fonte: adaptado de [17]

Já na Figura 28 é apresentado um exemplo, para um transformador planar com 2 enrolamentos, formador por 4 camadas cada. A distribuição da MMF e o valor resultante para m são mostrados para os dois arranjos apresentados: P1-P2-P3-P4-S1-S2-S3-S4 e P1-S1-P2-S2-P3-S3-P4-S4. No arranjo da Figura 28(b), ao intercalar as camadas o valor da MMF é mantido unitário ao longo dos enrolamentos do transformador reduzindo o efeito de proximidade. Ou seja, em um transformador é possível reduzir o efeito de proximidade ao minimizar o valor da MMF entre camadas, basicamente intercalando camadas do primário e secundário, por exemplo, em um transformador com dois enrolamentos.

Figura 28 - Distribuição da MMF, em (b) intercalando camadas do primário e secundário, e em (a) sem intercalar



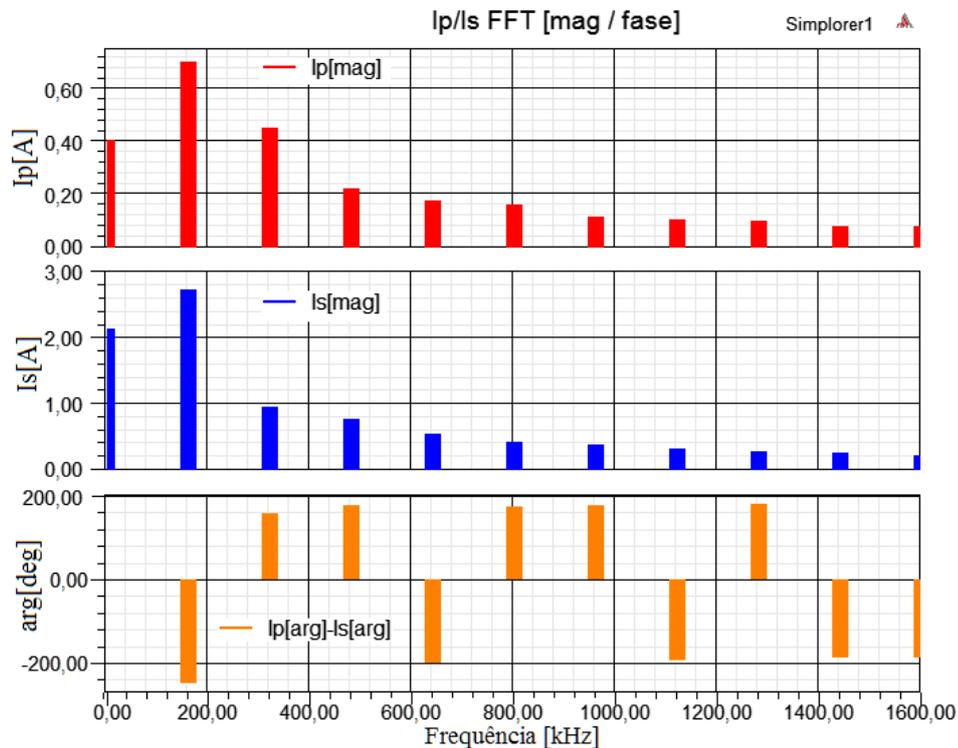
Fonte: adaptado de [17]

3.3.2 Efeito de Proximidade para o Flyback

O conceito da equalização da MMF apresentado para redução no efeito de proximidade é válido para o elemento magnético operando como transformador, onde tem-se correntes simultâneas e opostas, com diferença de fase de 180° entre primário e secundário (que pode ser formado por múltiplos enrolamentos no caso de mais de uma saída). O mesmo não ocorre para indutores, onde pode existir apenas um enrolamento ou mesmo em indutores acoplados, onde existem mais enrolamentos, similar ao transformador para o Flyback [18]. O espectro harmônico resultante para um conversor Flyback ideal operando em DCM é mostrado na Figura 29, sendo $I_p[\text{mag}]$ e $I_s[\text{mag}]$ as magnitudes obtidas para as correntes no primário e secundário respectivamente e a diferença de fase $I_p[\text{arg}]-I_s[\text{arg}]$.

Verifica-se primeiramente que as componentes harmônicas em alta frequências acima da fundamental, em 160 kHz são bastante relevantes, o que deve contribuir com as perdas CA, assim como o próprio valor CC. Por outro lado, as defasagens entre as componentes variam, chegando em alguns pontos próximas à 180°. Mas as amplitudes não são equivalentes, ou seja, mesmo considerando a relação de transformação não haveria o cancelamento, das componentes.

Figura 29 - Espectro harmônico da corrente nos enrolamentos e diferença de fase entre as mesmas obtidas através de simulação do circuito no Simplorer®



Fonte: produção do autor

Para esse caso a única forma de reduzir o efeito da resistência CA é manter uma espessura total dos condutores atendendo a relação (3.40).

$$\xi = \frac{h}{\delta} \leq 3 \quad (3.40)$$

Na Tabela 3 são apresentados os valores de δ obtidos para diferentes valores de frequências. O efeito de proximidade não poderá ser efetivamente reduzido com a sobreposição das camadas tanto para o transformador do Flyback quanto para um elemento magnético operando como indutor. Ainda vale ressaltar que enrolamentos conectados em paralelo em camadas adjacentes são equivalentes a soma das espessuras.

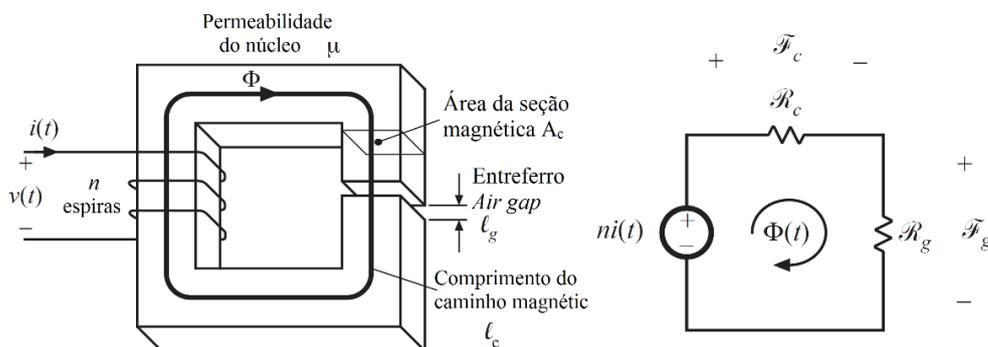
Tabela 3 – Profundidade de penetração δ para cobre na temperatura 25°C.

Frequência [kHz]	Profundidade de penetração δ [μm]
160	188
320	133
480	108
640	94
800	84
960	77
1120	71
1280	66
1440	63
1600	59

3.3.3 Elemento magnético com entreferro

Para o transformador utilizado no conversor Flyback, na verdade operando como indutor acoplado, assim como em indutores em geral, deve ser empregado um entreferro. Enquanto em um transformador a energia é transferida de forma direta, entre primário e secundário, no Flyback existe a transferência indireta da energia, que precisa ser acumulada na indutância magnetizante. Uma das características obtidas com a presença do entreferro, é a elevação da corrente de saturação, o que permite que seja acumulada a energia necessária através do campo magnético.

Figura 30 – Diagrama para um indutor com entreferro e circuito magnético equivalente



Fonte: adaptado de [6]

Na Figura 30 é apresentado um diagrama esquemático da construção para indutor com entreferro concentrado¹ e o respectivo circuito magnético equivalente. O que ocorre de fato com

¹ O entreferro também poderia estar distribuído ao longo do núcleo.

a utilização de um entreferro, é a redução no valor da indutância de acordo o valor máximo definido no projeto, de forma que a corrente de trabalho do conversor seja alcançada. As equações que representam fisicamente esse comportamento são derivadas da equação (3.41), que se tem origem na Lei de Faraday da indução, levando a equação (3.44) que relaciona o valor indutância com a relutância do componente magnético.

$$v(t) = n \frac{d\Phi(t)}{dt} \rightarrow \Phi(t) = \frac{n \cdot i(t)}{\mathfrak{R}_c + \mathfrak{R}_g} \quad (3.41)$$

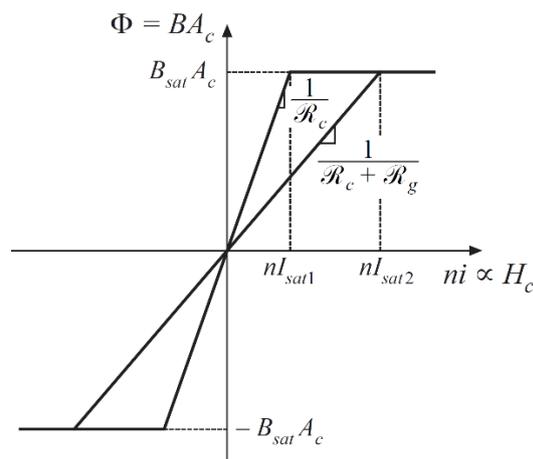
$$\mathfrak{R}_c = \frac{\ell_c}{\mu \cdot Ae}; \mathfrak{R}_g = \frac{\ell_g}{\mu_o \cdot Ae} \quad (3.42)$$

$$v(t) = \frac{n^2}{\mathfrak{R}_c + \mathfrak{R}_g} \frac{di(t)}{dt} \quad (3.43)$$

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt} \therefore L = \frac{n^2}{\mathfrak{R}_c + \mathfrak{R}_g} \quad (3.44)$$

Na Figura 31 é apresentada a curva B-H (ideal sem histerese), mostrando o aumento no valor da corrente de saturação de I_{sat1} para I_{sat2} devido a adição da relutância \mathfrak{R}_g no circuito magnético.

Figura 31 - Curva B-H relacionando o efeito da relutância - \mathfrak{R}_g na corrente de saturação - I_{sat}



Fonte: adaptado de [6]

Analisando o circuito magnético equivalente, fisicamente é produzido um fluxo magnético menor, devido ao aumento na relutância, permitindo valores maiores de corrente

sem que haja a saturação do núcleo magnético. Considerando o núcleo magnético com elevada permeabilidade o valor da indutância pode ser determinado considerando apenas a relutância do entreferro \mathcal{R}_g resultando na relação (3.45).

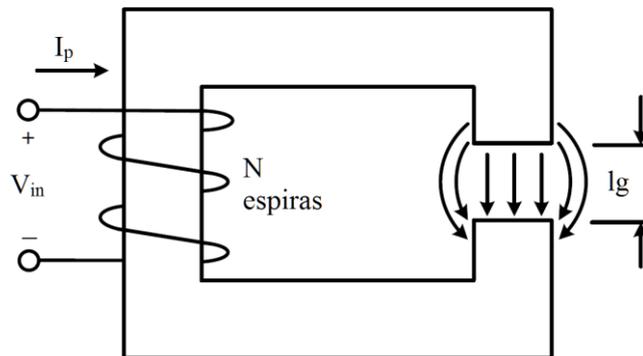
$$Lm = \frac{Np^2}{\mathcal{R}_c + \mathcal{R}_g} \therefore Lm = \frac{Np^2 \mu \mu_o Ae}{\mu_o \ell_c + \mu \ell_g}$$

$$\mu_o \ll \mu \Rightarrow \mu_o \ell_c \rightarrow 0$$

$$Lm = \frac{Np^2 \mu_o Ae}{\ell_g} \quad (3.45)$$

Como o entreferro deve ser constituído de um material com baixa permeabilidade magnética, no caso do ar definida como μ_o ($4\pi 10^{-7}$ H/m), ocorrerá o espraioamento do fluxo nessa região. Devido ao espraioamento de fluxo, a área efetiva na região acaba sendo um pouco maior que Ae do núcleo, conforme mostrado na Figura 32.

Figura 32 - Espraioamento de fluxo na região do entreferro - Ae_g



Fonte: adaptado de [1]

Considerando Ae com uma seção retangular e o valor de ℓ_g muito menor que as dimensões do núcleo, o valor da área efetiva do entreferro Ae_g pode ser aproximado através da relação (3.46), que resulta em um valor de indutância ligeiramente maior conforme (3.47).

$$Ae = a \cdot b$$

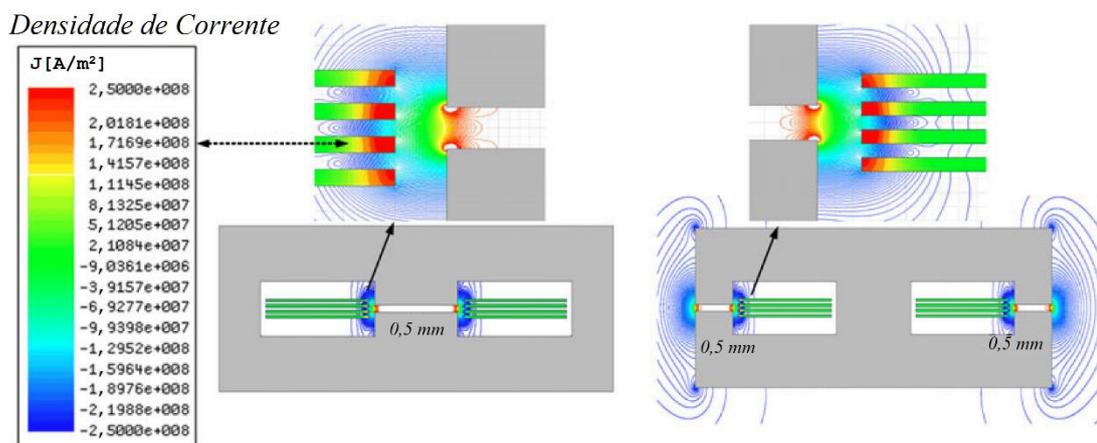
$$Ae_g = (a + \ell_g) \cdot (b + \ell_g) \quad (3.46)$$

$$Lm' = Lm \cdot \frac{Ae_g}{Ae} \quad (3.47)$$

3.3.4 Entreferro e efeito de proximidade

O espriamento de fluxo, além de aumentar o valor da indutância, também acaba afetando a MMF dos condutores próximos, levando ao aumento da densidade de corrente nos mesmos. Esse aumento na densidade de corrente contribui para o aumento na resistência CA. Esse efeito pode ser verificado na Figura 33, obtida através de simulação por elementos finitos apresentada em maiores detalhes por [17].

Figura 33 - Densidade de corrente próximo ao entreferro



Fonte: adaptado de [17]

Por esse motivo no transformador para o conversor Flyback, assim como em indutores, é interessante manter as bobinas afastadas do entreferro. Porém, para os indutores que atuam como filtro nos conversores CC-CC, que geralmente trabalham com baixa ondulação de corrente, a resistência CA dos condutores não representa uma parcela relevante das perdas no cobre, ao contrário do elemento magnético Flyback operando em DCM.

3.3.5 Indutância de dispersão

Com relação à indutância dispersão, conforme apresentado [1] [2] [6] [17] [19], verifica-se que a mesma está associada ao valor da MMF entre as espiras. Nesse caso ainda que no transformador para o Flyback não exista corrente simultânea no primário e secundário, existirá uma corrente equivalente no momento da transição. Ou seja, quando a corrente do primário deve se anular por conta da abertura do interruptor e a corrente desse enrolamento é então refletida para o secundário.

Considerando o núcleo com permeabilidade infinita, toda energia dispersa estará concentrada entre os enrolamentos. Uma vez que a região entre as espiras possui

permeabilidade magnética constante a energia acumulada na indutância dispersão E_{Ld} pode ser descrita por (3.48).

$$E_{Ld} = \frac{\mu_o}{2} \sum \int H^2 (l_w b_w d_x) \quad (3.48)$$

Sendo o valor de b_w relacionado a largura da janela e l_w ao comprimento médio das espiras MTL e d_x o elemento diferencial de espessura a qual o campo H deve estar contido. Em um caso particular com as bobinas uniformemente espaçadas e intensidade de campo constante entre elas o valor de campo disperso pode ser aproximado de acordo com (3.49), resultando na equação (3.50), que relaciona a energia por unidade de volume na região entre as espiras.

$$H = \sum \left(\frac{ni}{b_w} \right) \quad (3.49)$$

$$\begin{aligned} \frac{E_{Ld}}{V_{esp}} &= \frac{\mu_o}{2} \sum \left(\frac{ni}{b_w} \right)^2 \\ V_{esp} &= l_w \cdot b_w \cdot \sum \Delta x \end{aligned} \quad (3.50)$$

Além dos aspectos geométricos que determinam o volume entre as espiras, o valor de Δx está relacionado a espessura dos isolantes e de δ , a indutância de dispersão está associada ao somatório do produto ni que está relacionado ao valor da MMF na região entre as espiras. Com valor equivalente da energia não acoplada, representada por E_{Ld} , é possível determinar o valor da indutância de dispersão L_d através da relação apresentada em (3.51), sendo I_p o valor de pico da corrente no enrolamento em questão.

$$E_{Ld} = \frac{1}{2} \cdot L_d \cdot I_p^2 \therefore L_d = \frac{2 \cdot E_{Ld}}{I_p^2} \quad (3.51)$$

Considerando a corrente dos enrolamentos no momento da comutação, o arranjo intercalado dos enrolamentos primário e secundário reduz a resultante ni ou a MMF entre as camadas no transitório (bloqueio do interruptor), afetando diretamente o valor obtido em (3.50) por sua vez, reduzindo o valor efetivo da indutância de dispersão. Através de uma análise geométrica, por inspeção, é possível concluir que ao intercalar os enrolamentos primário e secundário, as bobinas estão sendo construídas fisicamente em uma região similar do núcleo, estando sujeitas a uma distribuição do campo magnético equivalente. Ou seja, se virtualmente

as bobinas pudessem ocupar mesma região no espaço dentro do núcleo, toda a energia acumulada em um dos enrolamentos seria transferida para o outro e vice-versa, reduzindo a indutância de dispersão. Ainda, segundo [20], o tipo de enrolamento que se aproximaria do ideal, com relação a indutância de dispersão, seria o bifilar, no qual as bobinas do primário e do secundário seriam enroladas juntas. Em contrapartida, essa forma construtiva apresenta dificuldades de implementação, devido a isolação e aumento na capacitância parasita.

3.3.6 Capacitância Parasita

As técnicas utilizadas para redução da indutância dispersão e resistência CA, resultam em elevação da capacitância parasita. Este aspecto pode ser tornar um fator limitante na aplicação dos transformadores em altas frequências [21]. A capacitância, de modo elementar, pode ser descrita conforme (3.52).

$$C_o = \varepsilon_r \varepsilon_o \frac{As_{cond}}{h_{\Delta}} \quad (3.52)$$

3.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Os principais conceitos e relações matemáticas apresentadas inicialmente são fundamentais para realizar as escolhas iniciais para o projeto do elemento magnético. Ressaltando que os principais conceitos físicos são válidos não somente para geometria planar, mas também para construção de elementos magnéticos tradicionais. A pré-seleção do núcleo, a definição das restrições construtivas, frequência de comutação devem ser realizadas inicialmente através de método analítico, com base no equacionamento apresentado que é relacionado diretamente à operação do elemento magnético no conversor Flyback.

Já os conceitos apresentados ao longo da seção 3.3, caracterizam fisicamente as principais não idealidades e características que afetam a resistência CA para operação em alta frequência nos transformadores. Embora sejam apresentadas algumas relações matemáticas, as mesmas não podem ser convenientemente aplicadas para caracterizar o elemento magnético de modo quantitativo. Principalmente devido a presença do entreferro que dificulta determinar a distribuição da MMF no elemento magnético, que está relacionada ao efeito de proximidade afetando tanto resistência CA quando a indutância de dispersão [14].

Entretanto os valores relacionados a resistência CA, indutância de dispersão, capacitância parasita serão obtidos através de simulação numérica utilizando modelagem por

elementos finitos (FEA). Nesse caso, a compreensão dos conceitos apresentados permite que sejam realizadas adequadamente, modificações em parâmetros construtivos (como sobreposição, número de camadas, espessura dos condutores e espessura dos isolantes), visando atender as demandas contraditórias de baixa indutância de dispersão, sem elevar demasiadamente a capacitância parasita. Além disso deve-se manter a relação entre resistência CC e CA em níveis adequados, permitindo um bom aproveitamento dos materiais. Por fim, os valores obtidos para os principais parâmetros através da simulação poderão ser avaliados através de medição em protótipos construídos, validando tanto as ferramentas utilizadas como os conceitos apresentados.

4 FERRAMENTAS DE PROJETO E ANÁLISE PARA ELEMENTOS MAGNÉTICOS

As ferramentas de análise e simulação baseadas na modelagem por elementos finitos, também conhecidas como FEA – *Finite Element Analysis*, permitem a obtenção de soluções para um problema relativamente complexo de ser equacionado em uma abordagem analítica. Por exemplo, devido aos aspectos geométricos e físicos de um problema real, que podem apresentar tanto não linearidades como descontinuidades. Nesses casos as expressões analíticas ou abordagem 1-D, são válidas geralmente para alguns casos particulares que não consideram todos os aspectos físicos relevantes. Por outro lado, com o aumento da frequência de operação dos elementos magnéticos, se faz necessário considerar no projeto os efeitos em alta frequência:

- Efeito pelicular e efeito de proximidade afetando a resistência CA dos condutores que compõe as bobinas dos transformadores.
- Indutância dos enrolamentos e fator de acoplamento
- Dispersão de fluxo que é caracterizada eletricamente como indutância de dispersão entre enrolamentos
- Capacitância parasita própria e entre enrolamentos

Alguns desses efeitos são fortemente afetados pelo posicionamento das espiras, geometria do núcleo, presença do entreferro. E também por aspectos geométricos da própria construção, como interconexões, que não são completamente considerados na abordagem analítica, ou seja, podem acabar sendo sub ou superestimadas nesse caso. Nessa abordagem, algumas características somente poderão ser verificadas através de medição após a construção de protótipos. Um dos objetivos de se utilizar a ferramenta de simulação FEA, consiste em obter um modelo elétrico equivalente para o elemento magnético que possa caracterizar seu comportamento no circuito do conversor e também determinar as perdas nos condutores em função da frequência ou resistência CA.

4.1 FERRAMENTA DE SIMULAÇÃO MAXWELL[®]

A análise eletromagnética pode ser realizada através da ferramenta Maxwell[®], que utiliza a abordagem FEA aplicada para resolver problemas magnéticos e elétricos. Para caracterizar o transformador aplicado em conversores comutados em alta frequência, podem ser utilizados os seguintes módulos do Maxwell[®]:

- *Magnetic Solver* → *Eddy Current*

- *Electric Solver* → *Electrostatic*

4.1.1 Módulo magnético para correntes parasitas Maxwell®

O módulo do Maxwell® aplicado para solução de problemas magnéticos considerando efeito da frequência relacionados as correntes parasitas, é chamado de *Eddy Current Solver*. Nesse tipo de solução são resolvidos problemas considerando campos magnéticos senoidais variantes no tempo no domínio da frequência. São consideradas as correntes de condução e deslocamento, que são regidas de acordo com a Lei de Ampère-Maxwell (4.1), onde o rotacional do vetor campo magnético H é relacionado a soma da corrente de condução (definida através da densidade de corrente J) e da corrente de deslocamento (definida pela variação do campo elétrico no material D no tempo, através da sua derivada parcial).

$$\nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (4.1)$$

Na ferramenta Maxwell® é solucionada efetivamente a equação na forma apresentada em (4.2), para o modo *Eddy Current* [22]. Com as características do meio material definidas através da sua condutividade σ , permeabilidade magnética μ e permissividade elétrica ϵ , sendo a frequência de excitação ω dada em radianos por segundo.

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\sigma + j\omega\epsilon} \nabla \times H \right) = j\omega\mu H \quad (4.2)$$

A excitação nesse caso pode ser definida como o valor de corrente em condutores ou mesmo campos magnéticos externos e variantes no tempo. Para o caso de transformadores a excitação geralmente é definida como o valor de corrente líquida nas espiras. As soluções são apresentadas para valores discretos de frequência, considerando operação em regime permanente, sem considerar transitórios. As soluções são obtidas apenas para materiais lineares, ou seja, não é possível considerar os efeitos de saturação no material ou quando operando próximo dessa região. São considerados os campos induzidos, efeito pelicular e efeito de proximidade para determinar a densidade de corrente nos condutores.

4.1.2 Módulo elétrico Maxwell®

O módulo do Maxwell® utilizado para resolver problemas elétricos, no caso utilizado para obtenção das capacitâncias é chamado de *Electrostatic Solver*. O módulo

Electrostatic Solver obtém solução para campos elétricos estáticos resultantes de distribuição de cargas estacionárias ou potencial aplicado de acordo com a Lei de Gauss (4.3), onde o divergente do vetor campo elétrico no material D é relacionado a densidade de carga ρ_Q .

$$\nabla \cdot D = \rho_Q \quad (4.3)$$

Para o modo *Electrostatic Solver*, da ferramenta Maxwell[®] é solucionada a equação na forma apresentada em (4.4) para modelos em 3D e a equação (4.5) para modelos em 2D [22]. São consideradas as características do material, através da permissividade elétrica ϵ_r , o vetor potencial elétrico, definido como Φ_E para o modelo 3D ou ϕ_E quando em 2D e a densidade de carga elétrica volumétrica ou superficial definida como ρ_v e ρ_q respectivamente.

$$\nabla \cdot (\epsilon_r \epsilon_0 \nabla \Phi_E) = -\rho_v \quad (4.4)$$

$$\nabla \cdot (\epsilon_r \epsilon_0 \nabla \phi_E(x, y)) = -\rho_q \quad (4.5)$$

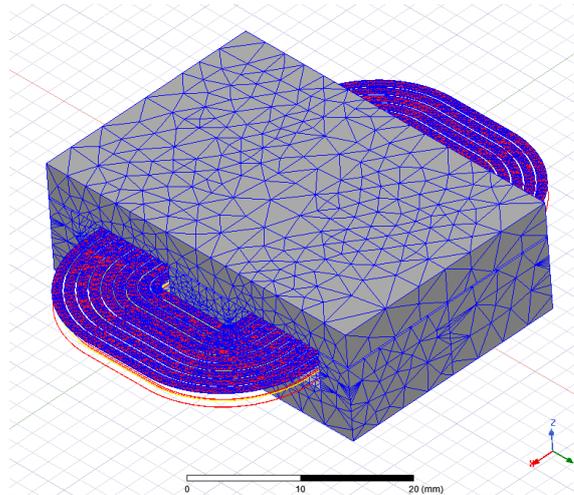
Esse módulo resolve problemas considerando distribuição de cargas estáticas em materiais lineares. Não são considerados efeito da frequência no material e a excitação é dada geralmente pela diferença de potencial, para o caso dos transformadores.

4.1.3 Modelagem por Elementos Finitos

As equações de Maxwell apresentadas em 4.1.1 e 4.1.2, descrevem os fenômenos físicos envolvidos na operação do componente eletromagnético de forma elementar. A modelagem por elementos finitos FEA, permite que esta solução elementar seja obtida para pontos localizados no modelo (elemento finito) e estendida para o problema como um todo que representa o modelo real. Na Figura 34 é apresentado um modelo 3D simplificado que representa um transformador planar criado no ambiente do Maxwell[®]. Ainda na Figura 34 pode ser vista a malha ou *mesh* utilizada para simulação e obtenção da solução no modo *Eddy Current Solver*.

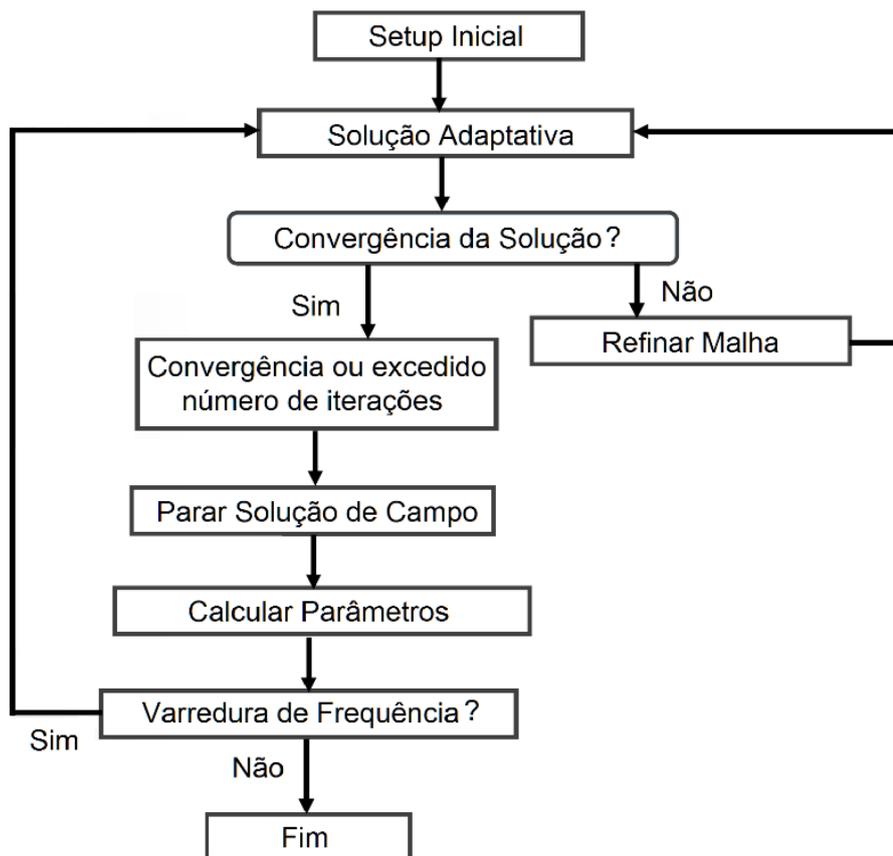
No Maxwell[®] a criação da malha utilizada para simulação é realizada de forma automatizada pela ferramenta computacional, sendo a mesma refinada de acordo com critérios de convergência baseados no erro percentual de energia e variação de energia, que são definidos na configuração da simulação. O fluxo utilizado para solução do problema FEA através do refinamento da malha, chamado de solução adaptativa, é mostrado na Figura 35.

Figura 34 - Modelo 3D criado no Maxwell mostrando a malha utilizada para obtenção da solução magnética



Fonte: produção do autor

Figura 35 - Fluxo utilizado para solução através de modelagem FEA no Maxwell®



Fonte: adaptado de: [22]

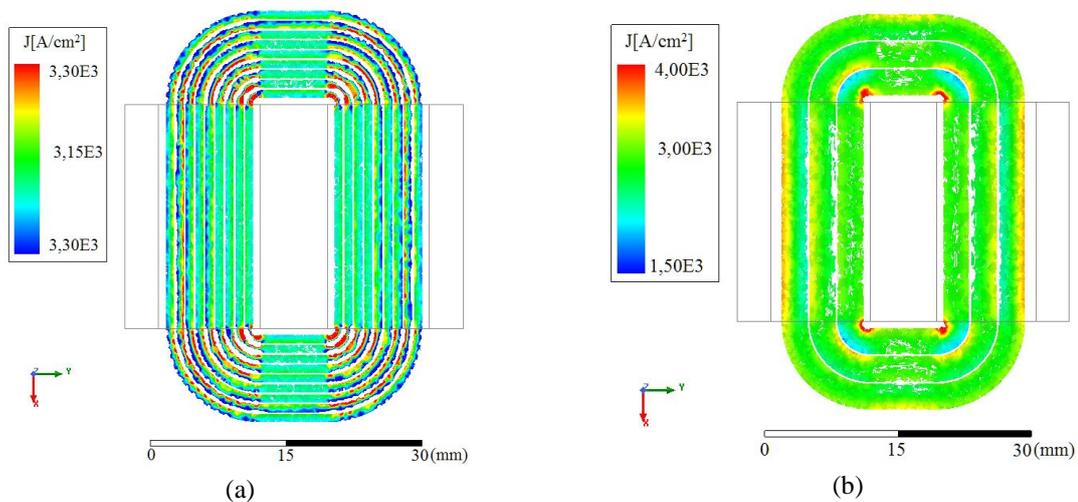
O refinamento da malha é executado com base nos critérios de convergência até que os mesmos sejam alcançados ou até que seja excedido o número máximo de iterações definido na

configuração inicial da simulação. Além disso, caso seja necessária a solução para diferentes valores de frequência, geralmente é definida como frequência inicial da solução adaptativa, a maior frequência, pois a malha obtida nesse caso provavelmente poderá ser utilizada para as outras frequências menores sem precisar de refinamento.

4.1.4 Visualização da Solução de Campo

Após obtida a solução de campo, podem ser exibidos no componente os campos resultantes elétricos ou magnéticos e variáveis relacionadas. Por exemplo para o *Eddy Current Solver*, podem ser visualizadas a distribuição da densidade de fluxo magnético B no núcleo, a intensidade de campo H nas regiões do entreferro, entre os condutores e densidade de corrente J_d nos próprios condutores. Na Figura 36 pode ser verificada graficamente a densidade de corrente resultante nos condutores obtidas da simulação para um transformador planar, realizada no Maxwell[®].

Figura 36 – Densidade de corrente nos condutores para um transformador planar obtida no Maxwell[®]: em (a) no enrolamento primário e em (b) no enrolamento secundário



Fonte: produção do autor

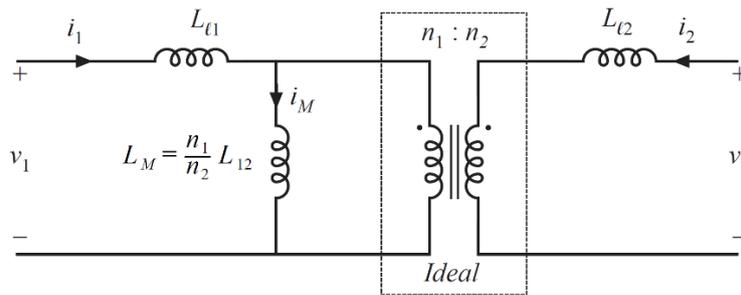
Os campos podem ser visualizados de acordo com a magnitude ou através de representação vetorial. Também é possível criar animações através da variação da fase da excitação ou mesmo em relação a frequência quando é realizada a simulação para diferentes valores de frequência. A visualização gráfica dessas grandezas, sobre o modelo do componente, é útil para verificar se a solução obtida faz sentido fisicamente e também para identificar pontos da construção que possam afetar componente, por exemplo: regiões com elevada densidade de corrente devido à proximidade com o entreferro ou até a distribuição da corrente desigual em

condutores paralelos. Entretanto a caracterização do componente é realizada através da obtenção dos parâmetros elétricos, que podem ser calculados a partir da solução de campo.

4.1.5 Cálculo dos parâmetros Elétricos

Ao ser alcançada a convergência para a solução de campo, podem ser calculados os parâmetros elétricos de acordo com o tipo de solução e conforme definido na configuração inicial da simulação. Para a solução *Eddy Current*, os parâmetros elétricos que representam a impedância, resistência, indutância e fator de acoplamento entre enrolamentos são apresentados na forma matricial. Por exemplo, através da matriz de indutâncias, a equação terminal que representa o circuito da Figura 37, para um transformador com dois enrolamentos é mostrada em (4.6).

Figura 37 - Circuito equivalente para um transformador



Fonte: adaptado de [6]

$$\begin{pmatrix} v_1(t) \\ v_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \end{pmatrix} \rightarrow L_{Mat} = \begin{pmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

Nesse caso as componentes da diagonal principal L_{11} e L_{22} representam a indutância própria de cada uma das bobinas, sendo as componentes da diagonal secundária L_{12} e L_{21} representam a indutância mútua dos enrolamentos, que devem possuir mesmo valor. A relação matemática entre as indutâncias é apresentada em (4.7)

$$\begin{aligned} L_{11} &= L_{l1} + \frac{n_1}{n_2} L_{12} \\ L_{22} &= L_{l2} + \frac{n_2}{n_1} L_{21} \\ L_M &= \frac{n_1}{n_2} \cdot L_{12} \end{aligned} \quad (4.7)$$

Através dos valores da matriz de indutâncias pode ser obtido o valor do fator de acoplamento entre os enrolamentos k_a de acordo com (4.8), com M representando a indutância mútua entre os respectivos enrolamentos.

$$k_a^2 = \frac{L_{12} \cdot L_{21}}{L_{11} \cdot L_{22}} \rightarrow k_a = \frac{M}{\sqrt{L_{11} \cdot L_{22}}} \quad (4.8)$$

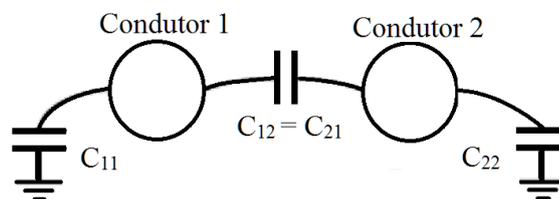
A relação de transformação real entre os enrolamentos, pode ser calculada de acordo com (4.9). Já o valor da indutância de dispersão L_d , (valor obtido na medição de curto-circuito) referenciada em cada um dos enrolamentos pode ser aproximado através de (4.10).

$$\left(\frac{N_1}{N_2} \right)_{real} = \sqrt{L_{11}/L_{22}} \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} L_{d1} &= (1 - k_a^2) \cdot L_{11} \\ L_{d2} &= (1 - k_a^2) \cdot L_{22} \end{aligned} \quad (4.10)$$

Já para a solução *Electrostatic Solver*, a principal grandeza obtida é a matriz que apresenta os valores das capacitâncias associadas aos condutores. Para um caso elementar com apenas dois condutores, conforme Figura 38, sendo C_{11} e C_{22} a capacitância dos condutores 1 e 2 respectivamente para o terra (referência neutra do sistema) e os valores de C_{12} e C_{21} associados a capacitância resultante entre os dois condutores.

Figura 38 - Capacitância entre condutores



Fonte: produção do autor

Apesar de demonstrar uma situação relativamente simples, o diagrama apresentado na Figura 38, poderia representar um transformador com 2 enrolamentos, sendo o Condutor 1 o conjunto de espiras que formam o primário e o Condutor 2 definido pelo o conjunto de espiras

que formam o secundário. O sistema de equações que será solucionado através da simulação nesse caso é apresentado em (4.11).

$$\begin{pmatrix} Q_1 \\ Q_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_A & C_C \\ C_B & C_D \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} C_A & C_C \\ C_B & C_D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{11} + C_{12} & -C_{12} \\ -C_{21} & C_{21} + C_{22} \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

Sendo os valores de V_1 e V_2 os potenciais definidos como excitação para o sistema, para o qual são obtidas as distribuições de carga resultantes Q_1 e Q_2 , possibilitando que sejam calculadas as capacitâncias do sistema. Os valores de capacitância associados diretamente aos condutores precisam ser calculados a partir da matriz obtida resultando em (4.12).

$$\begin{aligned} C_{11} &= C_A + C_C \\ C_{22} &= C_D + C_B \\ C_{21} &= C_{12} = -C_B = -C_C \end{aligned} \quad (4.12)$$

4.1.6 Maxwell[®] como ferramenta de projeto

Foram apresentados ao longo da seção 4.1, algumas das características elementares da ferramenta de simulação Maxwell[®] que utiliza a abordagem FEA. Apesar de terem sido mostrados alguns casos simples, o Maxwell[®] pode ser aplicado para casos mais complexos, assim como para geometrias diversas. Mas sempre utilizando como base as mesmas equações elementares, que são solucionadas modelando o problema por elementos finitos, utilizando métodos numéricos para refinamento e obtenção da solução.

A utilização direta do Maxwell[®] como ferramenta de projeto, especificamente para elementos magnéticos aplicados em conversores chaveados, entretanto pode ser relativamente complexa. As etapas iniciais de projeto para definições das características do componente magnético precisam ser realizadas previamente, através de métodos analíticos adequados à aplicação ou mesmo utilizando ferramentas específicas para o projeto de elementos magnéticos. Como ferramenta de simulação FEA, o Maxwell[®] tem como papel apenas caracterizar o componente projetado. E para obtenção de modelos que sejam capazes de caracterizar o componente, através de um circuito equivalente ao apresentado na Figura 54, são necessárias várias etapas, tais como:

- Modelagem geométrica do problema
- Definição dos materiais e propriedades

- Definir configurações de simulação e frequências
- Tratamento dos resultados

Com o objetivo de automatizar algumas dessas etapas iniciais, o próprio Maxwell[®] permite que para algumas tarefas sejam criadas e utilizadas rotinas através de linguagem de programação. Ou seja, podem ser criados scripts, por exemplo em Python[®], Visual Basic[®] ou Java[®], que podem ser utilizados diretamente no Maxwell[®] para automatização de tarefas. Para área de projetos de elementos magnéticos, entretanto, já existem ferramentas específicas oferecidas pela Ansys[®], que podem ser utilizadas em conjunto com o Maxwell[®], chamadas PExprt[®] e PEmag[®]. As ferramentas PExprt[®] e PEmag[®] são apresentadas nas seções 4.2 e 4.3 respectivamente, sendo utilizadas para auxiliar nas etapas iniciais de projeto e de interface com o Maxwell[®] para criação de modelos para simulação.

4.2 FERRAMENTA DE PROJETO PExprt[®]

O software PExprt[®], utilizado como ferramenta de auxílio ao projeto e simulação, é um programa que foi desenvolvido pela Universidade Politécnica de Madri (UPM). O mesmo é oferecido pela Ansys[®] como parte de um pacote para auxílio no projeto de componentes magnéticos voltado para aplicação em conversores. O PExprt[®] possui embarcado uma base analítica, contendo equações necessárias para o dimensionamento dos elementos magnéticos, similares as relações apresentadas no Capítulo 3 voltadas para o Flyback DCM, que podem ser utilizadas para triagem e validação inicial do projeto. Após etapa inicial de dimensionamento os resultados obtidos podem ser avaliados diretamente no Maxwell[®] ou através do PEmag[®], que será apresentado na seção 4.3.

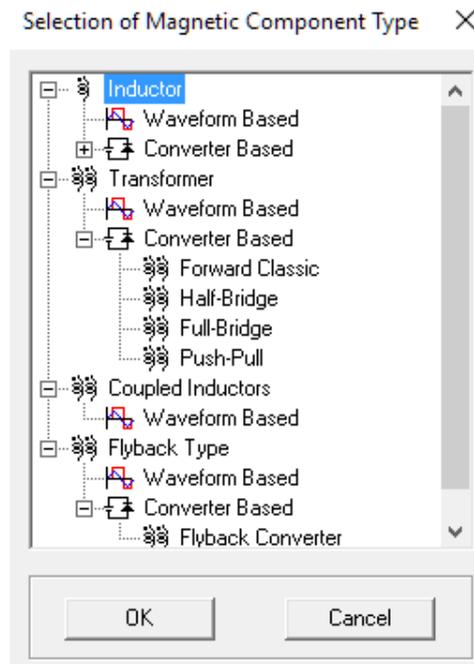
4.2.1 Tipo de projeto no PExprt[®]

Na Figura 39 é mostrada a janela de seleção utilizada para criação de um novo projeto, com a lista de tipos de componentes magnéticos que podem ser criados com a ferramenta e também alguns conversores relacionados aos mesmos. Dentre os tipos de magnéticos disponíveis, podem ser realizados projetos de indutores, transformadores, indutores acoplados e ainda uma quarta categoria específica para o conversor *Flyback*, que trata de indutores acoplados, operando nas condições do conversor. Além disso o projeto do elemento magnético pode ser baseado na forma de onda (*Waveform Based*) ou no conversor (*Converter Based*).

Para o segundo caso, a ferramenta PExprt[®] tem uma proposta mais didática, inclusive trazendo embarcado o equacionamento das principais grandezas de alguns dos conversores

tradicionais como: *Forward*, *Half-Bridge*, *Full-Bridge*, *Push-Pull*, *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost* e *Flyback*. Porém nesse modo, baseado nos conversores tem-se a limitação de apenas uma saída e em alguns casos é considerado o secundário dividido, ou seja, com *tap* central para implementação do retificador de saída.

Figura 39 – Opções de diferentes tipos de projeto para elementos magnéticos possíveis no PExprt®



Fonte: produção do autor

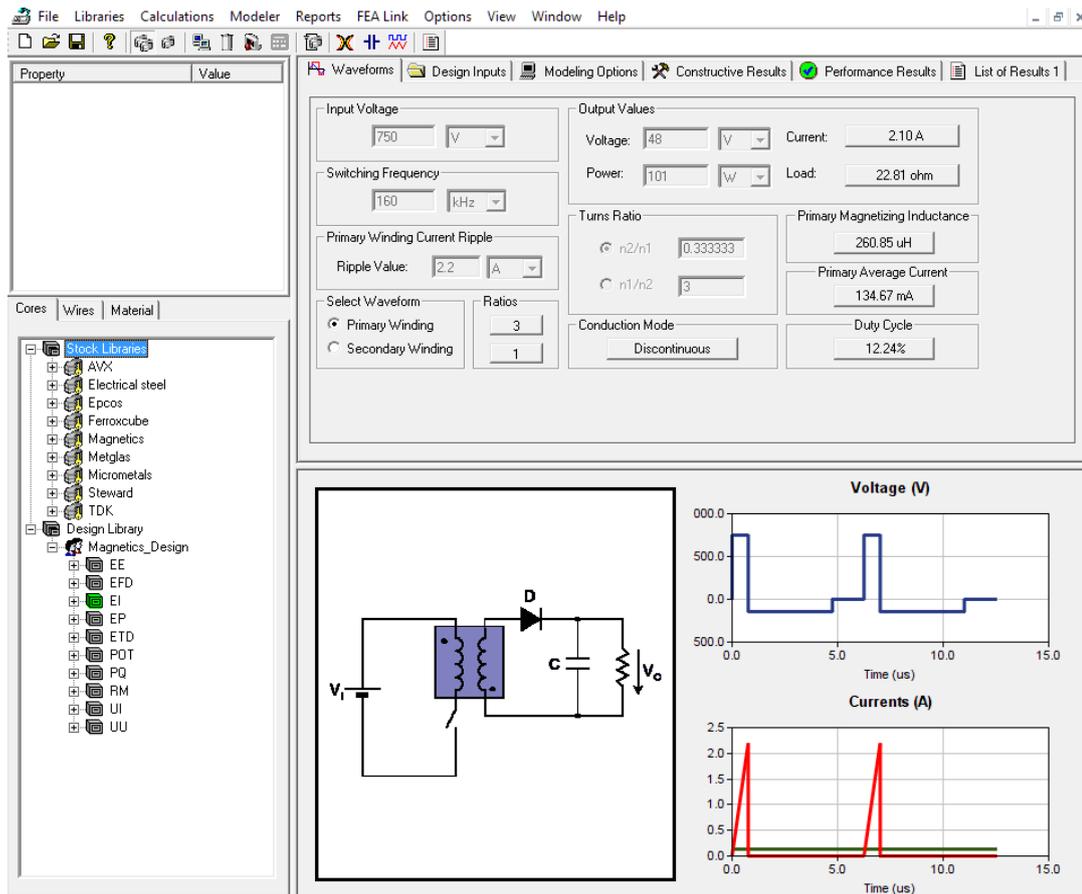
Já no modo *Waveform Based* existe maior flexibilidade, podendo ser criado um transformador com múltiplas saídas e também definindo a configuração do secundário de acordo com o retificador utilizado. Porém nesse caso, devem ser fornecidas informações mais detalhadas sobre o ponto de operação do conversor, assim alguns parâmetros como relação de transformação, indutância, razão cíclica, etc; dados que seriam calculados pelo programa no modo *Converter Based*.

4.2.2 Dados de entrada do conversor

O PExprt® utiliza métodos analíticos com o objetivo de obter projeto de elementos magnéticos otimizados, sendo possível selecionar qual grandeza que se pretende minimizar, por exemplo: perdas, volume, temperatura ou altura do componente. A ferramenta torna a execução do projeto relativamente simples, por possuir bibliotecas com dados de materiais magnéticos e dimensionais de alguns fabricantes. Sendo possível editar valores e criar um banco de dados

local, que pode ser criado com base nos existentes. Na Figura 40 é apresentada a tela inicial do PExprt[®] já com as informações referentes ao projeto de um elemento magnético para o conversor Flyback.

Figura 40 - Dados de entrada relativos ao conversor para o projeto do transformador Flyback no PExprt



Fonte: produção do autor

Nesse modo, como o projeto é realizado com base no conversor são necessários alguns dados iniciais, diretamente relacionados a operação do conversor:

- Tensão de entrada
- Tensão de saída
- Potência
- Frequência de comutação
- Relação de transformação
- Variação de corrente no primário ou *ripple* da corrente no primário

É importante destacar que o valor de potência utilizado deve ser relacionado a potência de entrada ou total do conversor, já considerando o rendimento esperado. Pois nos cálculos

realizados no PExprt o valor de potência é mantido fixo, sem considerar o rendimento do conversor.

Com esses dados o PExprt apresenta inicialmente alguns valores, que podem ser verificados e que serão necessários para o projeto do elemento magnético como:

- Corrente de saída
- Resistência de carga equivalente
- Indutância do primário
- Razão cíclica
- Corrente média no primário
- Indicação do modo de condução

O valor da corrente eficaz nos enrolamentos também é computado, mas não é mostrado nessa tela inicial, apenas após a execução do projeto.

4.2.3 Definições do elemento magnético

Na Figura 41 é mostrada a tela onde devem ser definidos dos dados de entrada diretamente relacionados ao projeto magnético. Nessa etapa devem ser definidos os parâmetros, como o tipo de geometria, planar, concêntrico (convencional) ou toroidal. Também são definidas condições geométricas referente ao número de camadas, condutores em paralelo, tipo de enrolamento, margens utilizadas entre condutores e carretel ou próprio núcleo.

Figura 41 - Dados de entrada para projeto transformador Flyback no PExprt

The screenshot displays the 'Design Inputs' tab of the PExprt software. The interface is organized into several sections:

- Gap Position:** Radio buttons for 'Central Leg', 'Both Legs' (selected), and 'None'.
- Geometry:** Radio buttons for 'Concentric Component', 'Planar Component' (selected), and 'Toroidal Component'.
- Turns Ratio:** Radio buttons for 'Maximum Variation (%)' (selected) with a value of 10, and 'Exact Value'. A checkbox for 'Permeability = f(H)' is present and unchecked.
- Thermal Parameters:** A 'Ventilation' dropdown menu set to 'Normal', a checkbox for 'Radiation & Convection' (unchecked), and an 'Ambient Temp (°C)' input field set to 25.
- Winding Setup:** Radio buttons for '1D "Completely-Full"' and 'Only ext. connections' (selected). A checkbox for 'Include Bobbin' is present and unchecked.
- Winding Efficiency:** A radio button for 'Spacing' (selected) with sub-inputs for 'Intra-layer: 25 um' and 'Inter-layer: 25 um'.
- Limit Values:** Input fields for 'Maximum Temperature (°C): 200', 'Bmax/Bsat (%): 50', 'Maximum Gap (% Window Height): 50', 'Maximum Parallel Turns: 2', and 'Maximum Number of Layers: 4'.
- Gap:** A checked checkbox for 'Consider Fringing Gap Energy' and an unchecked checkbox for 'Fixed Value (mm)' with a value of 0.
- Margin Tapes:** Input fields for 'Height (um): 2200' and 'Width (um): 750'.

Fonte: produção do autor

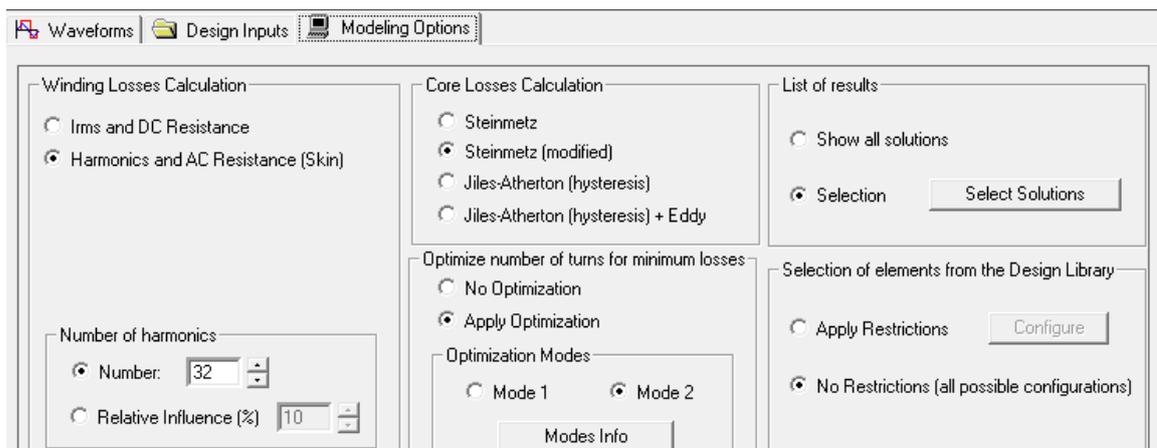
É recomendado para geometria planar, quando utilizando PCI na qual a bobina que tem uma forma espiral desenhada sobre um plano, que sejam utilizadas apenas conexões externas. Além disso, também são determinados os limites para operação do componente como:

- Condições térmicas de temperatura ambiente, máxima temperatura e ventilação;
- Limite para densidade de fluxo máxima relacionada a saturação B_{\max}/B_{sat} ;
- Variação permitida na relação de espiras para o valor definido inicialmente.

4.2.4 Opções de modelagem das perdas e otimização

As opções relativas a modelagem (*Modeling Options*), são apresentadas na Figura 42. Nessa etapa são definidos quais os modelos analíticos serão utilizados para cálculo das perdas nos enrolamentos e as perdas no núcleo do material magnético. Também é definida qual estratégia será utilizada para otimização, inclusive restringindo ou não as opções disponíveis nas bibliotecas de componentes selecionadas para execução do projeto.

Figura 42 - Opções de modelagem para projeto transformador Flyback no PExprt



Fonte: produção do autor

Além disso, pode ser definida como deve ser exibida a lista com os resultados obtidos, sendo possível restringir o número de soluções que serão apresentadas, através de uma classificação dos melhores resultados baseados em um dos seguintes critérios:

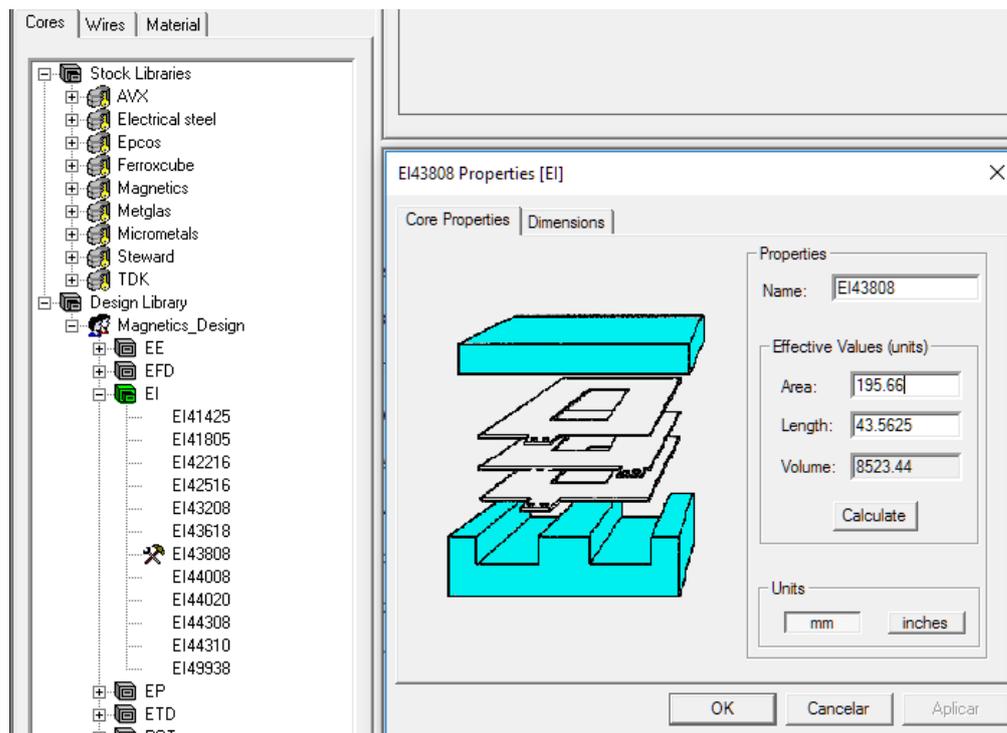
- Menores perdas
- Menor temperatura
- Menor volume
- Menor altura
- Menor área ou *footprint*

4.2.5 Definições da geometria e material magnético

Após serem definidas as características do conversor em 4.2.2, do elemento magnético em 4.2.3 e da modelagem que será utilizada para a estimativa das perdas em 4.2.4, é necessário definir os aspectos relacionados ao material magnético, geometria do núcleo e condutores poderão ser utilizados. Nessa etapa podem ser utilizados os dados dos materiais e geometrias disponíveis nas bibliotecas no PExprt® para diferentes fabricantes.

Na Figura 43 pode ser verificada a lista referente a biblioteca do PExprt® com os fabricantes disponíveis ao lado esquerdo da imagem. Sendo que para cada fabricante é disponibilizada uma lista contendo tamanhos de núcleo (*Cores*), tamanhos de condutores (*Wires*) e materiais magnéticos (*Material*). Já no lado direito da Figura 43, é mostrada uma janela que permite tanto verificação quanto a edição das propriedades do núcleo EI43808 que foi selecionado.

Figura 43 - Seleção do tamanho do núcleo

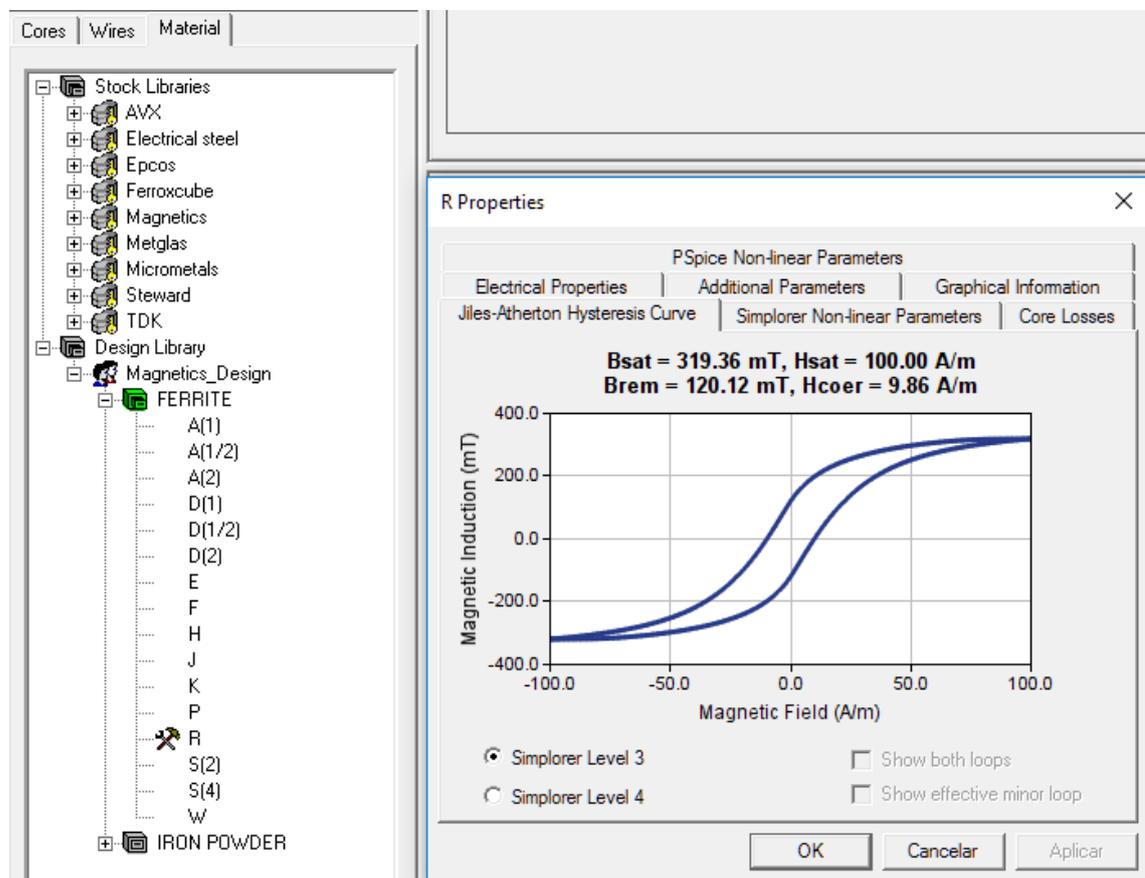


Fonte: produção do autor

Para que o projeto seja executado, é necessário que seja selecionado um fabricante e pelo menos uma opção para cada item: *core*, *wire* e *material*. Caso sejam selecionadas mais de uma opção, o software PExprt® irá executar o projeto considerando todas as possibilidades

habilitadas e apresentará os resultados com base nos critérios de otimização escolhidos, conforme apresentado na seção 4.2.4. Ainda caso não seja encontrado exatamente o material ou geometria que será efetivamente utilizada, as bibliotecas podem ser editadas para corresponder aos materiais que de fato serão utilizados para construção do elemento magnético. Na Figura 44 é apresentada a lista com os materiais magnéticos e ao lado direito da imagem a janela para edição das propriedades do material selecionado, mostrando por exemplo a curva de histerese do mesmo.

Figura 44 - Seleção do material magnético

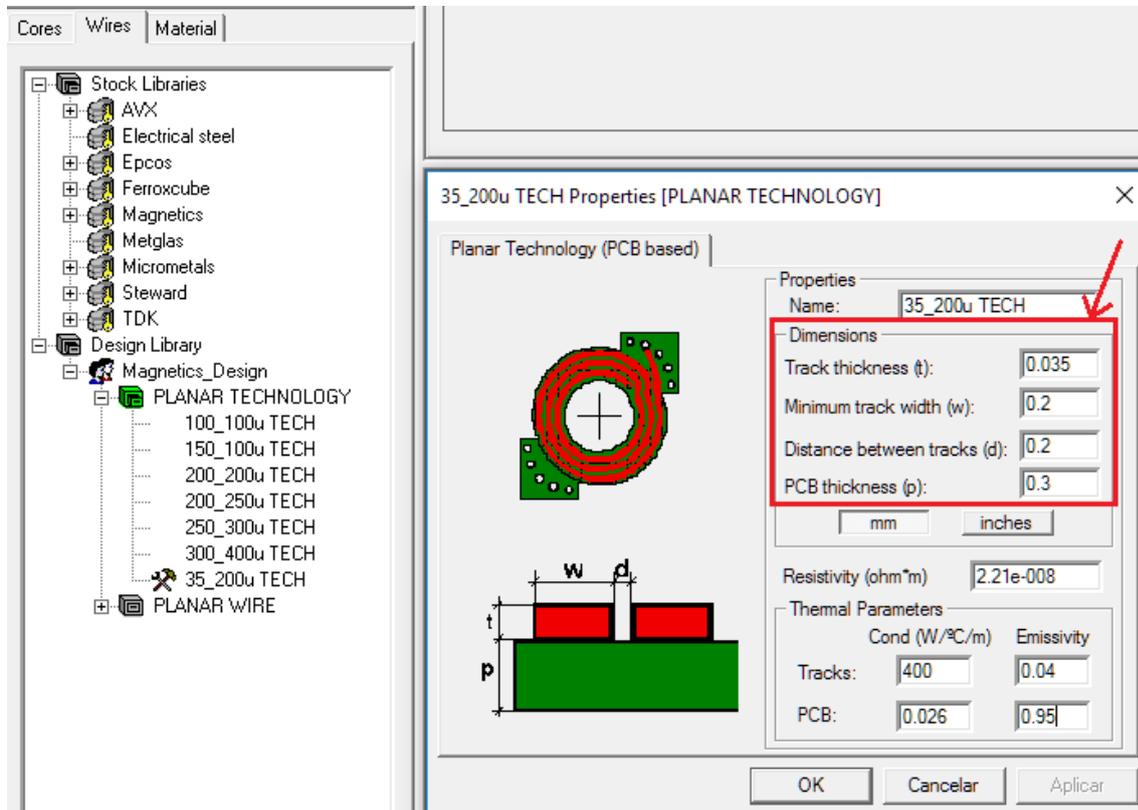


Fonte: produção do autor

Para os condutores, definição da propriedade *wire*, podem ser selecionadas diferentes tecnologias utilizadas para construção dos condutores. Na Figura 45 é apresentada a imagem com lista de condutores disponíveis e ao lado direito a janela de edição com as propriedades para o condutor da tecnologia planar. No caso de transformadores convencionais seria apresentada uma lista com diâmetros de fio disponíveis, por exemplo dados em AWG ou mesmo geometrias para fio Litz. O que se verifica nessa definição é que as limitações ou

tecnologias disponíveis não dependem mais do fabricante do material magnético, mas sim da tecnologia que será utilizada para construção dos enrolamentos.

Figura 45 - Seleção da geometria dos condutores para tecnologia planar



Fonte: produção do autor

O caso apresentado na Figura 45, corresponde ao transformador planar com os enrolamentos construídos com base na tecnologia de placa de circuito impresso (PCI) multicamadas. Nesse caso as características dos condutores, destacadas no quadro em vermelho na Figura 45, devem ser editadas para que correspondam aos limites do fabricante onde a PCI será construída. Sendo que os valores apresentados na Figura 45, correspondem limites típicos possíveis de serem construídos na maioria dos fabricantes de PCI [23] [24].

4.2.6 Abordagem analítica

Uma vez definidos todos os aspectos relacionados ao projeto do elemento magnético, incluindo os materiais e geometrias, o PExprt® utilizando a sua base analítica relacionada ao projeto, irá determinar com base em critérios eletromagnéticos e térmicos a possibilidade de executar o mesmo, assim como as possíveis soluções. Por fim, o algoritmo do PExprt®

considera um conjunto de equações, incluindo as apresentadas do Capítulo 3, na seção 3.2, basicamente com os objetivos: limitar ΔB , evitando a saturação do núcleo, manter as perdas magnéticas e as perdas no cobre equilibradas em um nível aceitável, limitada pela elevação de temperatura.

4.2.7 Verificação dos resultados do projeto analítico

Ao se executar o algoritmo do PExprt[®], o projeto será realizado com base nos dados de entrada e condições de contorno estabelecidas. Ao final da execução, uma lista com as possíveis soluções, caso sejam encontradas, serão exibidas de acordo com os critérios definidos conforme apresentado na seção 4.2.4. O desempenho de cada solução pode então ser verificado através das variáveis calculadas para o mesmo, conforme apresentado na Figura 46.

Dentre os resultados são apresentados:

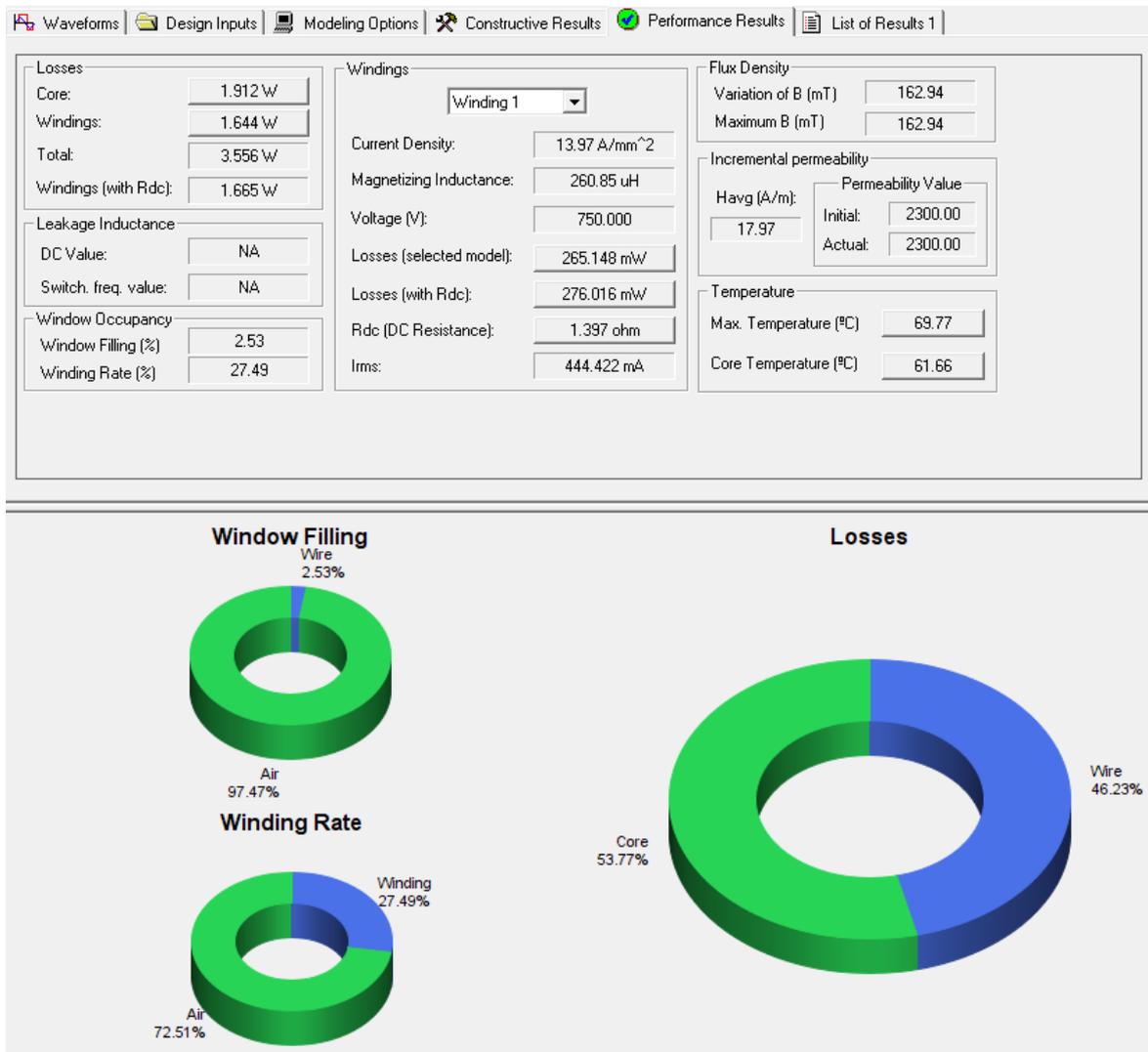
- Perdas no núcleo;
- Perdas no cobre – valor das resistências CC e CA considerando apenas efeito pelicular;
- Densidade de corrente nos enrolamentos;
- Variação da densidade de fluxo ΔB ;
- Valor máximo para densidade de fluxo B_{max} ;
- Valores de resistência CC obtidos para cada um dos enrolamentos;
- Valor de indutância para os enrolamentos – sem considerar a dispersão de fluxo;
- Valor eficaz de corrente em cada enrolamento;
- Máxima temperatura.

Como os resultados apresentados são baseados apenas na metodologia analítica, não são calculados os valores de indutância de dispersão, nem a resistência CA considerando o efeito de proximidade. Pois esses valores dependem da distribuição de fluxo e posição dos condutores na janela em relação ao entreferro. Esses efeitos poderão ser computados através da execução de simulação no Maxwell[®], que pode ser realizada diretamente do PExprt[®] ou após realizadas modificações em parâmetros construtivos no PEmag[®], que será apresentado na seção 4.2.

Para complementar a avaliação do desempenho são apresentados graficamente a distribuição percentual das perdas no cobre e no núcleo (46,23% no cobre e 53,77% no núcleo para o caso apresentado na Figura 46), que geralmente se busca manter equilibradas para que haja um bom aproveitamento dos materiais. Ainda na Figura 46 também são mostrados gráficos relacionados ao fator de utilização da janela, sendo kw (*Window Filling*) a área efetiva de

condutores e kr (*Winding Rate*) a área ocupada pelo conjunto de condutores somado ao material isolante que compõe o enrolamento

Figura 46 - Resultados de desempenho para solução selecionada



Fonte: produção do autor

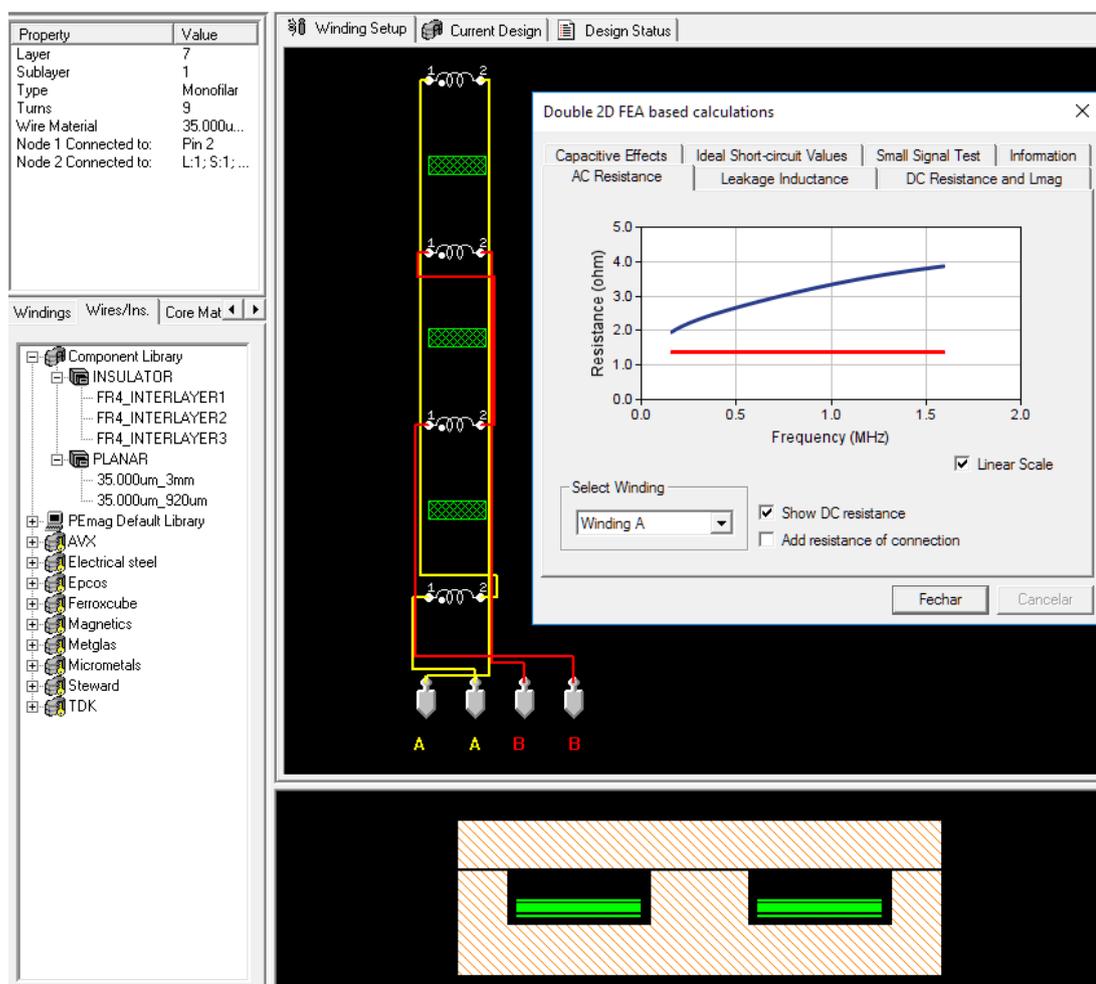
Para o caso do TP, apresentado na Figura 46, é possível verificar que a área da janela efetivamente ocupada com condutores é relativamente baixa, sendo k_w de apenas 2,53%, com o kr chegando a pouco mais de 27%. Esses fatores representam uma importante limitação e caracterizam a construção planar, quando se utiliza a tecnologia de PCI para formar os enrolamentos. Entretanto essa característica é compensada pela elevada densidade de corrente possível nos condutores de uma PCI, conforme será apresentado com maiores detalhes no Capítulo 5.

4.3 FERRAMENTA DE MODELAGEM PEmag[®]

Em um segundo momento os resultados obtidos no PExprt[®] podem ser utilizados diretamente no PEmag[®] que tem a função de criar efetivamente o modelo para caracterização do componente, servindo também como uma interface para criação de modelos 2D ou 3D para simulação no Maxwell[®].

Na Figura 47 é mostrada a tela com a área de trabalho do PEmag[®], apresentando o diagrama elétrico do componente, uma vista de seção transversal que representa a construção do mesmo e também a janela com os valores de resistência CA (em azul) e CC (em vermelho) já obtidos por simulação no Maxwell[®] com modelo 2D simplificado.

Figura 47 - Tela ferramenta PEmag[®] mostrando resultado simulação Maxwell para modelo 2D simplificado



Fonte: produção do autor

No diagrama elétrico podem ser identificadas as conexões entre as bobinas que compõe o componente magnético, sendo que as mesmas são dispostas (nesse caso verticalmente) na

sequência em que são construídas dentro da janela do núcleo. Entre cada enrolamento também pode ser verificado (retângulos com hachura na cor verde) os isolantes presentes entre as bobinas. Sendo assim várias propriedades podem ser modificadas através de edição diretamente neste diagrama, assim como sequência das bobinas, características dos condutores, dos isolantes e até mesmo a quantidade de espiras. Algumas mudanças realizadas no diagrama elétrico (dimensão dos condutores, isolantes e sequência dos enrolamentos) podem ser verificadas graficamente no desenho que representa a seção transversal do componente mostrada na parte inferior da imagem na Figura 47.

Dessa forma utilizando o PEmag[®] é possível modificar parâmetros do componente magnético como: espessura de cobre, espessura dos isolantes e disposição dos enrolamentos. Dessa forma, o modelo simulado pode ser aproximado do componente real, considerando por exemplo as tolerâncias e variações do processo de fabricação. A partir desse modelo, pode ser executada a simulação no Maxwell[®] com o objetivo de caracterizar o componente. Além disso, é possível modificar alguns parâmetros construtivos do componente, de acordo com conceitos apresentados no Capítulo 3, seção 3.3, permitindo avaliar o comportamento dos valores resultantes para resistência CA, indutância de dispersão, capacitância parasita e da própria indutância de magnetização, para diferentes casos.

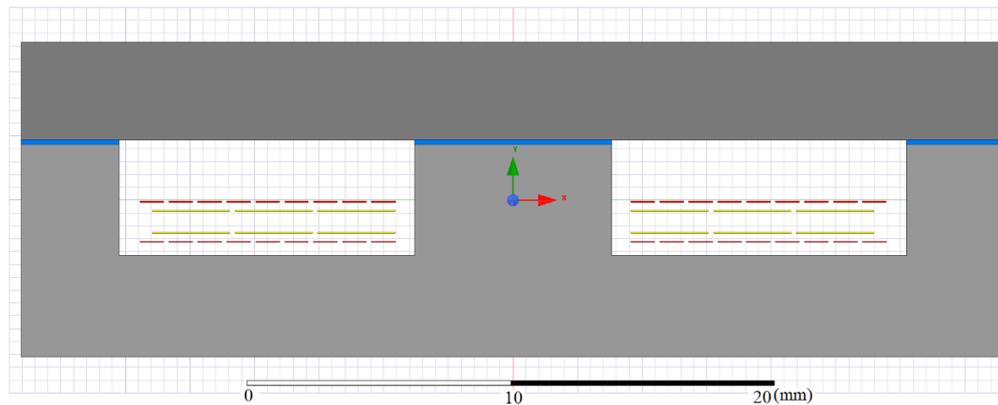
Já os valores apresentados (parâmetros calculados) são resultado de várias simulações executadas no Maxwell[®], considerando uma faixa de frequência que pode ser pré-definida. Ao final das simulações FEA no Maxwell[®], o algoritmo do PEmag[®] executa uma regressão linear (*curve fitting*), com os resultados obtidos com o objetivo de obter uma função que represente o comportamento das variáveis relevantes em função da frequência. Apenas o valor da capacitância parasita é considerado fixo, não apresentando variação com relação a frequência. Por meio da simulação no Maxwell[®], é possível obter resultados mais precisos para resistência CA considerando tanto o efeito pelicular quanto o de proximidade devido à geometria, conforme apresentado na seção 4.1. A obtenção dos elementos parasitas como indutância dispersão e capacitância entre enrolamentos, também permite que seja criado um modelo elétrico equivalente que pode ser utilizado para simulação no circuito elétrico.

4.3.1 Caracterização através do modelo 2D simplificado

A simulação utilizando o modelo 2D simplificado permite que sejam obtidos todos parâmetros para caracterização do componente. Entretanto as grandezas geométricas relacionadas ao posicionamento das espiras na janela do núcleo e seção transversal (apenas no eixo X e no eixo Y) podem ser modificadas. Mas o comprimento e alinhamento das espiras ao

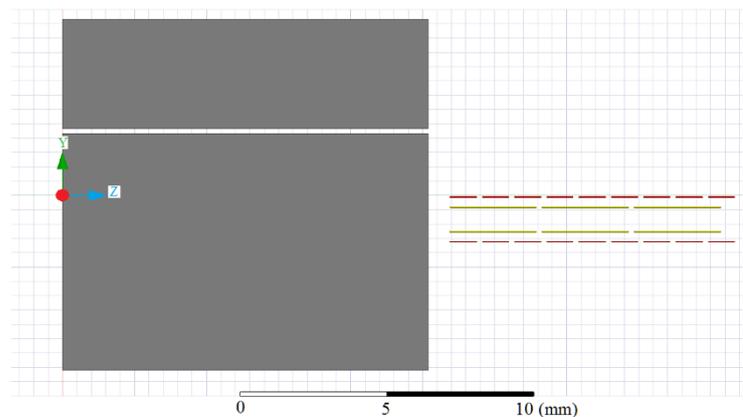
longo do eixo Z são considerados simétricos. O modelo pode ser simulado considerando simetria radial em torno do eixo Z. Entretanto para resultados mais precisos, ainda pode ser adotada simetria linear ao longo de Z. Permitindo executar uma simulação 2D dupla (*Double 2D*), ou seja, para seção transversal frontal e lateral do componente separadamente. Nessa abordagem os resultados obtidos para ambos os modelos são combinados para caracterizar o componente, melhorando a precisão. A principal vantagem nesse caso, em relação a abordagem 3D (tanto simplificada quanto completa) é o esforço computacional. Na Figura 48 e Figura 49 são apresentadas imagens com os modelos 2D simplificados criados a partir do PEmag[®], para vista frontal e lateral do componente respectivamente.

Figura 48 – Imagem com modelo 2D simplificado frontal representando um transformador planar no Maxwell[®] criado a partir do PEmag[®]



Fonte: produção do autor

Figura 49 - Imagem com modelo 2D simplificado lateral representando um transformador planar no Maxwell[®] criado a partir do PEmag[®]

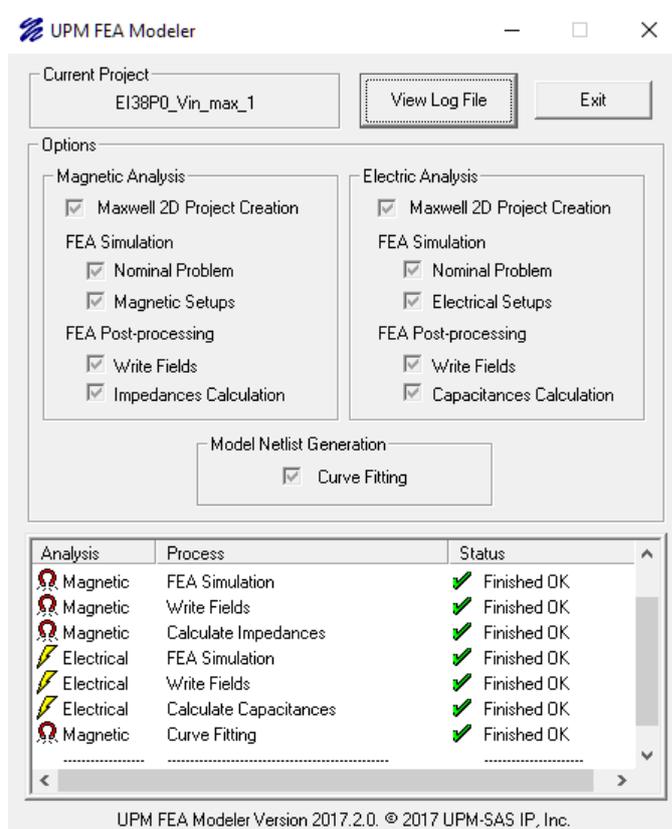


Fonte: produção do autor

Na Figura 48, a imagem representa a seção transversal de um transformador planar, construído no plano XY, sendo o núcleo representado em cinza, o entreferro pelos pequenos retângulos em azul. Já os condutores que compõem o enrolamento primário são representados pelos retângulos em vermelho e os condutores do enrolamento secundário através dos retângulos em amarelo. Ou seja, o modelo foi construído com a sequência de bobinas P-S-S-P, dentro da janela do núcleo formada pelo conjunto EI. Nesse caso, como não foram conectados condutores em paralelo, cada retângulo presente em uma das janelas representa uma espira do seu respectivo enrolamento. Já na Figura 49, é apresentada a representação lateral, no plano YZ, para o mesmo transformador representado na Figura 48.

Na Figura 50 é apresentada a sequência com as tarefas executadas no Maxwell® para caracterizar o componente incluindo o ajuste de curva, para o caso representado na Figura 48 e Figura 49. Nesse caso, para a execução das simulações foram necessários menos de 5 minutos, permitindo obter tanto as características CA quanto os valores de capacitância característica: nesse caso foram executadas simulações em três valores distintos de frequência e realizada regressão para ajuste de curva, além da simulação eletrostática para determinar as capacitâncias.

Figura 50 – Imagem mostrando sequência de tarefas de simulação executadas para caracterização do componente utilizando modelo 2D simplificado com abordagem dupla (*Double 2D*)



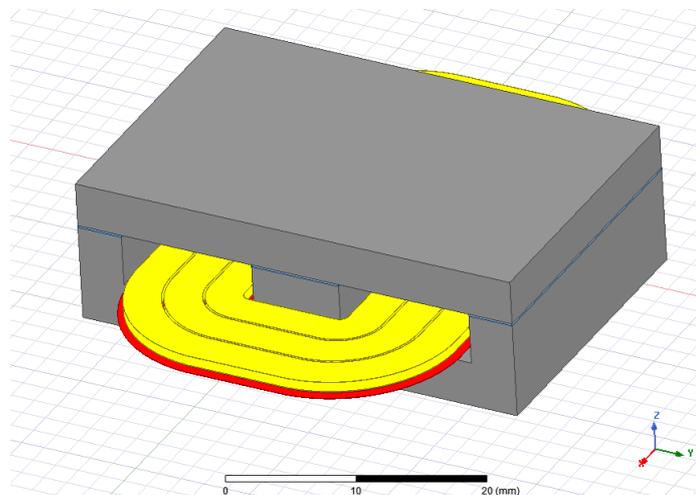
Apesar das aproximações realizadas, a caracterização através do modelo 2D simplificado apresenta resultados coerentes com boa aproximação em relação aos valores encontrados no componente real, principalmente para resistência CA. Apenas o valor de indutância de dispersão, em termos absolutos, pode divergir consideravelmente nesse caso, pois no modelo simplificado não são consideradas diferenças nos comprimentos das espiras e o desalinhamento das mesmas que pode ocorrer para manter isolação, principalmente no componentes planar. Mesmo assim os valores obtidos para indutância de dispersão, qualitativamente são válidos, apresentando coerência com os conceitos físicos apresentados no Capítulo 3 seção 3.3.

Ainda com os resultados dessa análise também é possível criar um modelo elétrico para o componente magnético, contendo as não idealidades, permitindo a simulação do mesmo no circuito do conversor, para verificação do desempenho do sistema como um todo. O modelo por ser criado com base nas ferramentas de simulação PSpice (Orcad[®]), Simplorer (Ansys[®]) ou MAST (Saber[®]).

4.3.2 Caracterização através do modelo 3D simplificado

Ainda no PEmag[®] é possível criar um modelo 3D simplificado, para simulação no Maxwell[®], que permite que o componente também seja caracterizado através da mesma metodologia apresentada na seção 4.3.1. O modelo 3D simplificado equivalente a geometria avaliada na seção 4.3.1 é mostrado na Figura 51.

Figura 51 - Imagem com modelo 3D simplificado representando um transformador planar no Maxwell[®] criado a partir do PEmag[®]



Fonte: produção do autor

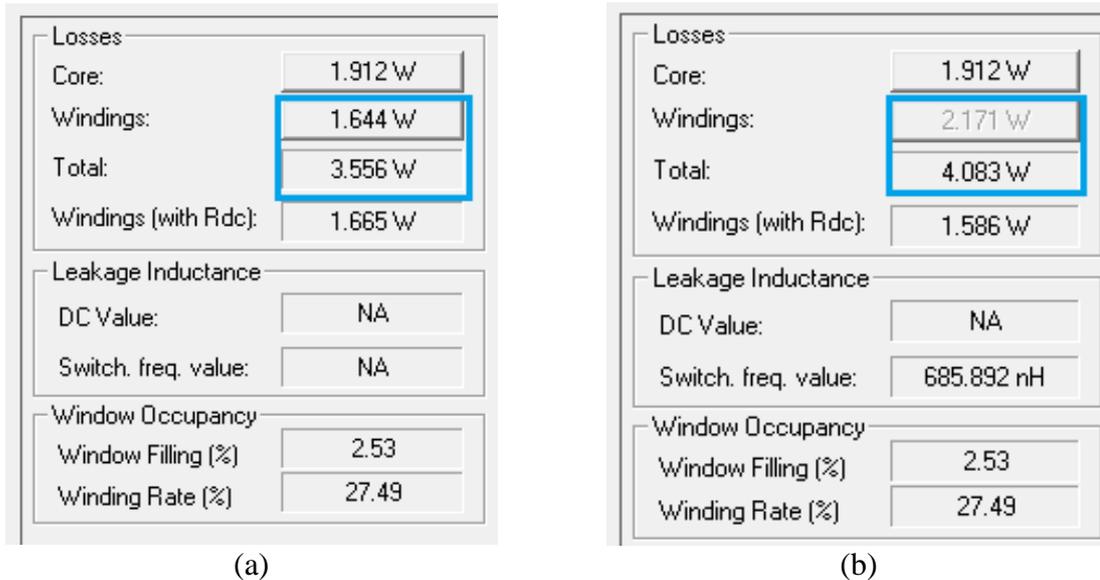
Apesar de representar o componente mais próximo do modelo real, o modelo 3D mostrado na Figura 51 ainda possui geometrias simplificadas, por exemplo, os enrolamentos são constituídos de espiras concêntricas não conectadas fisicamente. São estabelecidas nas configurações da simulação as condições que representam eletricamente o conjunto conectado. Ou seja, no ambiente de simulação é possível atribuir uma fonte de corrente individual para cada espira do transformador, gerando o efeito equivalente ao da corrente circulando no conjunto. A vantagem dessa simplificação é que o componente pode ser criado de forma paramétrica, sem grande esforço computacional. Também é mantido um alto grau de simetria que pode acabar facilitando a convergência da simulação eletromagnética, reduzindo o tempo de simulação. Apesar disso, para um caso similar ao avaliado na seção 4.3.1, mas utilizando o modelo 3D simplificado, são necessários mais de 50 minutos, para realizar apenas a simulação eletromagnética (*Eddy Current*), frente a apenas 5 minutos da abordagem 2D simplificada apresentada na seção 4.3.1, utilizando mesmos recursos computacionais.

Mesmo com o custo de um elevado esforço computacional, ainda nessa abordagem o modelo 3D simplificado não representa fielmente o componente que será de fato implementado. Entre os aspectos relevantes, devido a simplificação é mantido o alinhamento praticamente exato entre as espiras do primário e secundário. Ou seja, os valores obtidos nessa abordagem são bastante similares a abordagem 2D dupla. Inclusive os valores obtidos para indutância de dispersão, em termos absolutos, ainda podem divergir consideravelmente dos valores reais. Pois mesmo que o modelo seja em 3D ainda não são consideradas as diferenças nos comprimentos das espiras e o desalinhamento entre as mesmas que pode ocorrer para manter isolamento entre os enrolamentos, por exemplo.

4.3.3 Cálculo de perdas considerando resistência CA

Os valores obtidos para resistência CA através do PEmag[®], podem ser utilizados diretamente no PExprt[®] para recalculas as perdas no cobre, considerando a corrente do conversor com seu conteúdo harmônico estimado, para as formas de onda ideais do conversor. Na Figura 52 é apresentada a comparação com os valores de perdas no cobre apenas com cálculo inicial analítico, considerando apenas efeito pelicular (a) e após obtidos os valores de resistência CA por simulação no Maxwell com modelo 2D simplificado criado através do PEmag[®] (b).

Figura 52 – Perdas no cobre: (a) cálculo analítico (b) simulação com modelo 2D simplificado no Maxwell®



Fonte: produção do autor

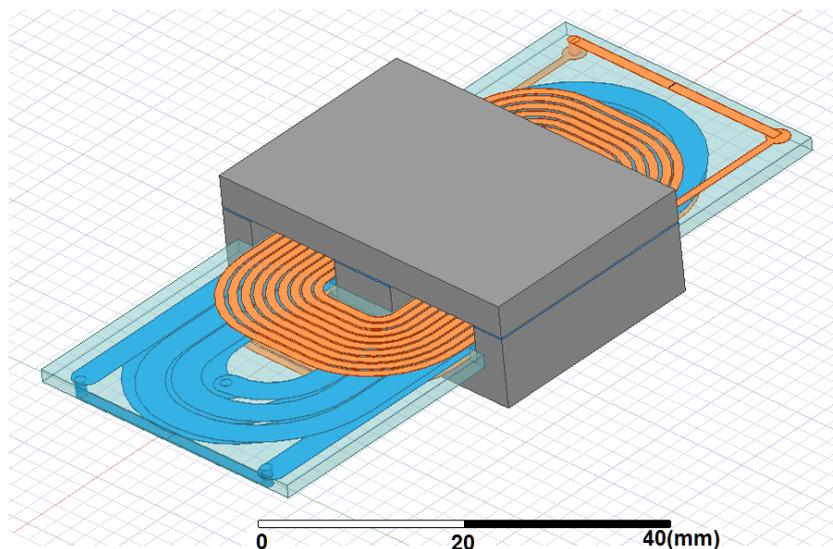
4.3.4 Caracterização através do modelo 3D físico

Para validar o projeto do elemento magnético, após definir fisicamente sua construção, pode ser realizada a simulação FEA diretamente no Maxwell® a partir de um modelo que represente o mesmo fisicamente: considerando a geometria real das espiras no formato espiral, com suas conexões e não idealidades geométricas devido a isolação, por exemplo. No caso do EMP construído com tecnologia de PCI, a geometria das espiras e conexões devem ser criadas com o auxílio de uma ferramenta de edição de leiaute, geralmente conhecidas como ECAD (*Electronic Computer Aided Design*) ou EDA (*Electronic Design Automation*). Dessa forma, a partir da ferramenta utilizada para essa edição, por exemplo, Altium Designer®, podem ser exportados os dados referentes a geometria auxiliando a criação do modelo 3D físico para simulação no Maxwell®.

Na Figura 53 é mostrado modelo físico do componente implementado para simulação no Maxwell®, criado a partir de geometria projetada no Altium Designer®. Nesse caso é possível verificar as conexões entre as camadas, a geometria espiral das bobinas, assim como o desalinhamento entre primário (em laranja) e secundário (em azul) que ocorreu devido a isolação entre as vias utilizadas para de conexão entre as camadas. Para essa abordagem é exigido um esforço computacional para simulação similar ao necessário na simulação com o modelo 3D simplificado. A dificuldade adicional nesse caso está nas etapas iniciais necessárias para criação do modelo que é realizada diretamente no Maxwell® sem auxílio do PExprt® ou

PEmag[®]. Por isso, é recomendada a utilização dessa abordagem para validação do projeto antes da fabricação do EMP, mas após serem realizadas as devidas análises para otimização das características ainda com o modelo 2D simplificado.

Figura 53 - Modelo 3D físico implementado no Maxwell criado a partir de geometria projetada no Altium Designer



Fonte: produção do autor

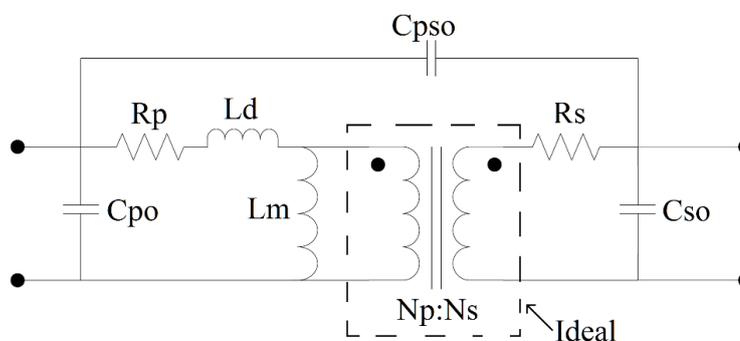
Como nesse caso o modelo representa, com elevada fidelidade a geometria das bobinas, é possível obter uma boa correlação entre os valores obtidos por simulação e os valores medidos no componente real. Inclusive para a indutância de dispersão que, no caso mostrado na Figura 53, representa um dos protótipos construídos, apresentou um erro menor que 1%, sendo o valor obtido na simulação de $6,12 \mu\text{H}$ e o valor medido $6,16 \mu\text{H}$ para frequência de 100 kHz (valor obtido com medidor LCR modelo U1733C da Keysight[®]).

Apesar da elevada fidelidade, a simulação direta no Maxwell[®] dificulta a obtenção de um modelo para simulação do circuito, baseado em uma linguagem simples (através do *netlist*) como PSpice[®] ou mesmo Simplorer por exemplo. Nesse caso é possível utilizar o modelo para simulação no circuito, mas através de uma abordagem mais complexa, que exige que a simulação FEA, no caso o Maxwell[®], seja integrado ao simulador do circuito, no caso o Simplorer[®] que também é oferecido pela Ansys[®], o que é conhecido como co-simulação. Porém o esforço computacional é relativamente elevado e não há flexibilidade para modificar qualquer parâmetro do componente sem que seja necessária realizar toda caracterização do componente novamente.

4.4 FERRAMENTA DE SIMULAÇÃO DO CIRCUITO

Uma vez realizada a caracterização do componente na ferramenta FEA Maxwell[®], seja a partir do modelo 2D ou 3D simplificado, é possível obter um modelo elétrico para simulação utilizando o PEmag[®], conforme descrito na seção 4.3.2. Assim é possível avaliar o desempenho do elemento magnético tanto individualmente quanto o funcionamento no circuito do conversor. Na Figura 54 é mostrado o circuito elétrico equivalente, que representa um transformador com os principais elementos parasitas e não idealidades, obtidos através da simulação no Maxwell[®] utilizando modelos 3D ou 2D simplificados.

Figura 54 - Modelo elétrico equivalente obtido para um transformador



Fonte: adaptado de [13]

Os valores de resistência para primário R_p e secundário R_s , são modelados em função da frequência caracterizando a resistência CC e CA dos enrolamentos. Assim como a indutância de dispersão L_d^2 e indutância de magnetização L_m também são caracterizadas em função da frequência. Já as capacitâncias são fixas, uma vez que são obtidas através de análise eletrostática, considerando o dielétrico ideal sem perdas e com permissividade elétrica independente da frequência.

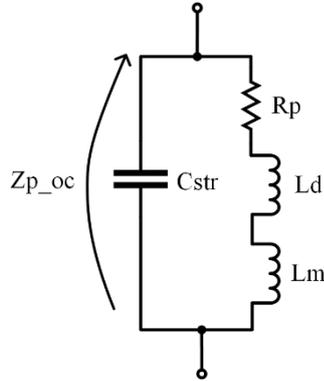
4.4.1 Simulação da resposta CA característica

Através do modelo elétrico, o elemento magnético pode ser caracterizado em termos de circuito, através da sua resposta em relação a frequência. O circuito elétrico equivalente, que representa a impedância vista pelo primário com o secundário em aberto Z_{p_OC} , é mostrado na

² No modelo apresentado a indutância L_d representa o efeito da indutância de dispersão tanto do enrolamento primário quanto do secundário (que pode ser refletida ao lado primário). O valor de L_d pode ser obtido diretamente na medição da indutância do primário com os demais enrolamentos em curto-circuito.

Figura 55. Sendo o valor da frequência de ressonância (f_r) obtido através da equação (4.13) e a impedância característica de acordo com (4.14).

Figura 55 - Circuito equivalente da impedância do primário com secundário em aberto Z_{p_oc}



Fonte: produção do autor

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_m + L_d) \cdot C_{po}}} \quad (4.13)$$

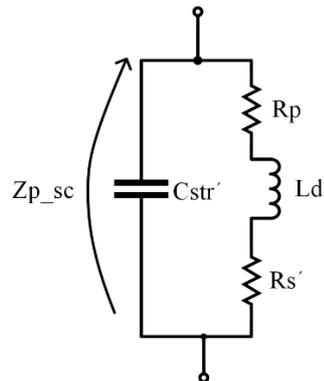
$$X_C = \frac{1}{j\omega C_{po}}$$

$$X_L = j\omega(L_m + L_d) \quad (4.14)$$

$$Z_{p_oc} = \frac{(X_L + R_p) \cdot X_C}{(R_p + X_L) + X_C}$$

Já o circuito equivalente, que representa a impedância vista pelo primário com o secundário em curto-circuito Z_{p_sc} , é mostrado na Figura 56.

Figura 56 - Circuito equivalente da impedância do primário com secundário em curto-circuito Z_{p_sc}



Fonte: produção do autor

Sendo que o valor da frequência f_r e da impedância Z_{p_sc} obedece ao mesmo modelo matemático, mas nesse caso está relacionado ao valor da indutância de dispersão L_d , resultando em (4.15) e (4.16).

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_d \cdot C_{po}}} \quad (4.15)$$

$$R_{s'} = R_s \cdot \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2$$

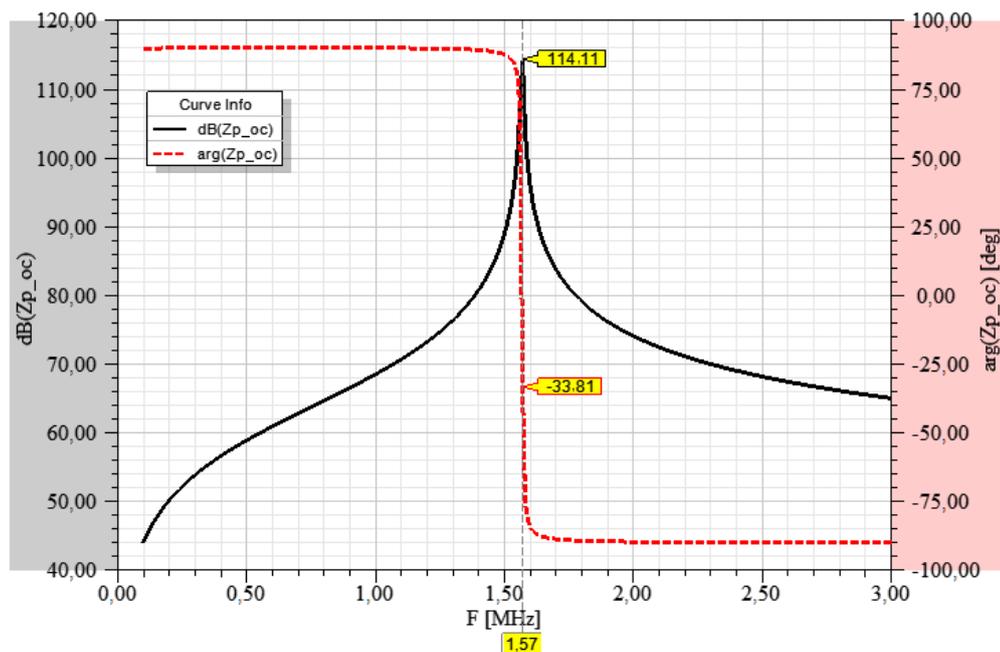
$$X_L = j\omega L_d$$

$$X_C = \frac{1}{j\omega C_{po}} \quad (4.16)$$

$$Z_{p_sc} = \frac{(X_L + R_p + R_{s'}) \cdot X_C}{(R_p + X_L + R_{s'}) + X_C}$$

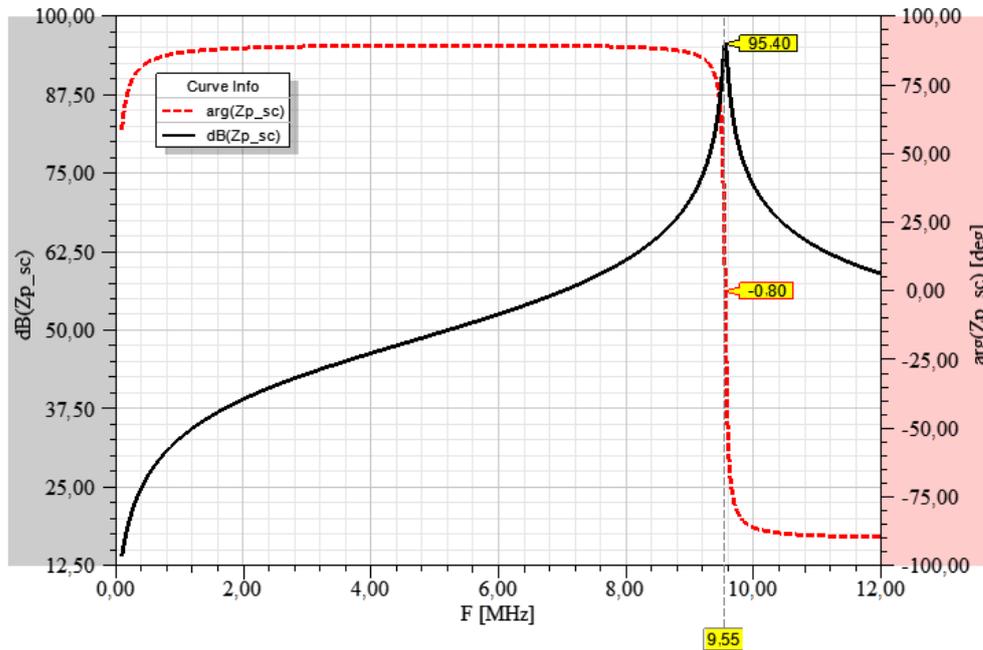
As curvas de impedância, obtidas através de simulação no Simplorer®, para o enrolamento primário Z_p , considerando o secundário aberto Z_{p_oc} e posteriormente com secundário em curto-circuito Z_{p_sc} são apresentadas na Figura 57 e Figura 58 respectivamente. Em ambas as curvas estão identificadas as frequências de ressonância para cada caso.

Figura 57 - Curva de impedância para o primário Z_p , com secundário aberto, obtida por simulação no Simplorer® utilizando modelo criado no PEmag®



Fonte: produção do autor

Figura 58 - Curva de impedância para o primário Z_p , com secundário em curto-circuito, obtida por simulação no Simplorer® utilizando modelo criado no PEmag®



Fonte: produção do autor

A partir das curvas apresentadas, dos valores de frequência de ressonância identificados e modelos matemáticos aplicados, os valores de capacitância parasita equivalente entre os terminais do componente, nesse caso referenciado ao lado primário, podem ser calculados, uma vez que já são conhecidos os valores de L_m e L_d . O resumo com os principais parâmetros que caracterizam o elemento magnético são apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 - Parâmetros do transformador obtidos do modelo de simulação

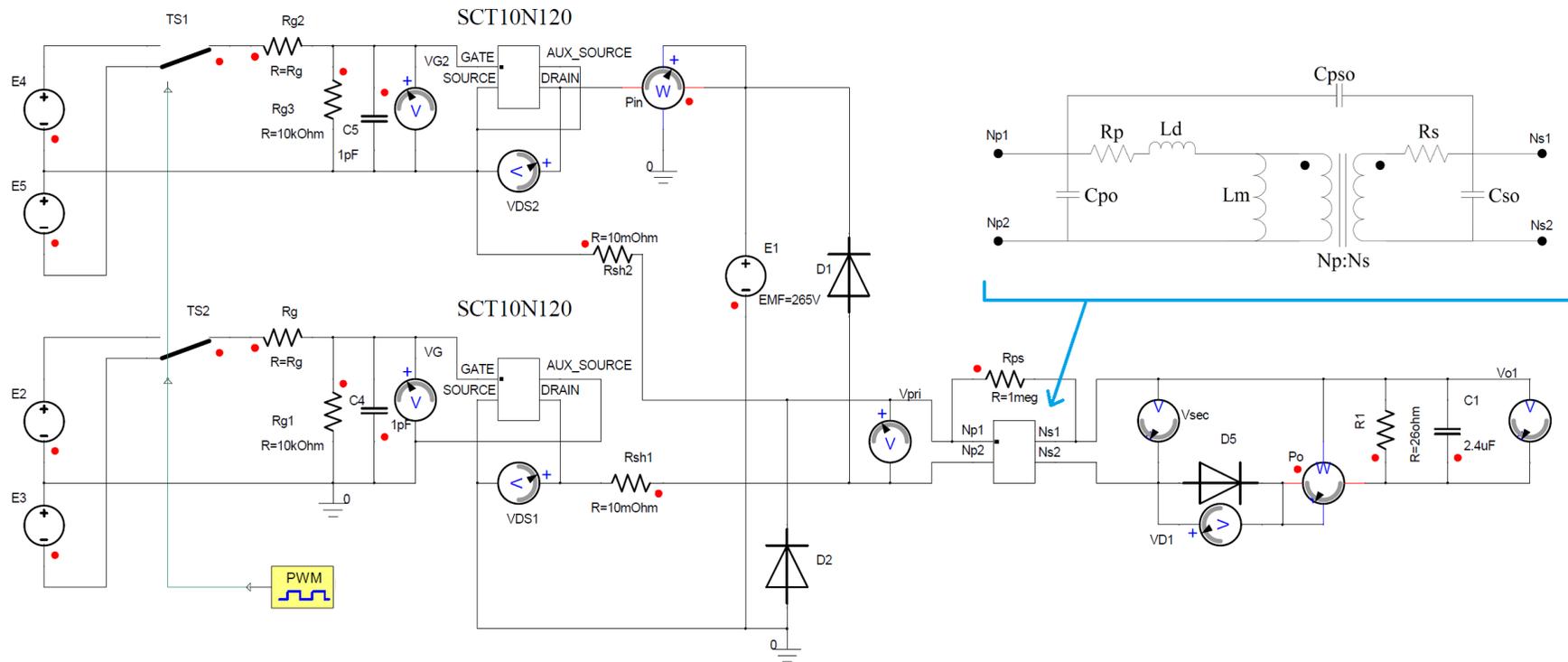
Parâmetro	Valor
Indutância do primário L_m	245,14 μH
Indutância do secundário L_s	27,31 μH
Indutância de dispersão L_d	6,8 μH @ 160 kHz
Resistência CA R_p	2,00 Ω @ 160 kHz
Resistência CA R_s	225,52 m Ω @ 160 kHz
Resistência CC R_p	1378,2 m Ω
Resistência CC R_s	138,46 m Ω
Resistência CC R_p+R_s'	2624,5 m Ω
Capacitância C_{str}	40,78 pF
Capacitância C_{str}'	40,84 pF

4.4.2 Simulação no circuito do conversor e análise da resposta transitória

Através do modelo elétrico, obtido com PEmag[®] é possível avaliar o desempenho do elemento magnético através de simulação diretamente no circuito do conversor ao qual pretende-se empregá-lo. É possível verificar a resposta transitória e os efeitos na comutação dos semicondutores, permitindo estimar inclusive as perdas por comutação. Também é possível estimar as perdas no cobre do transformador considerando o efeito da resistência CA aplicando a corrente com o espectro mais próximo do real, pois são considerados os tempos de comutação e capacitâncias parasitas presentes nos circuitos.

Na Figura 59 é apresentado o circuito do conversor Flyback-2S implementado na ferramenta de simulação Simplorer[®]. Nesse caso está sendo utilizando o modelo elétrico do elemento magnético obtido a partir dos resultados de análise com Maxwell[®] e criado através do tratamento destes resultados pelo do PEmag[®]. Para os interruptores principais também é utilizado um modelo elétrico equivalente. Sendo que o mesmo foi criado utilizando a ferramenta de caracterização de semicondutores do próprio Simplorer[®], a partir dos parâmetros disponíveis na folha de dados do componente. Dessa forma é possível avaliar tanto os resultados das perdas nos semicondutores, assim como as perdas no cobre para o transformador. As perdas no núcleo, também são consideradas no modelo elétrico do elemento magnético, mas nesse caso isso é feito de modo simplificado. Sendo assim, para as perdas no núcleo ainda é necessário considerar os resultados estimados analiticamente através da MSE, uma vez que o modelo de simulação elétrica apresenta resultados menores, pois não são considerados efeitos da derivada dB/dt, por exemplo.

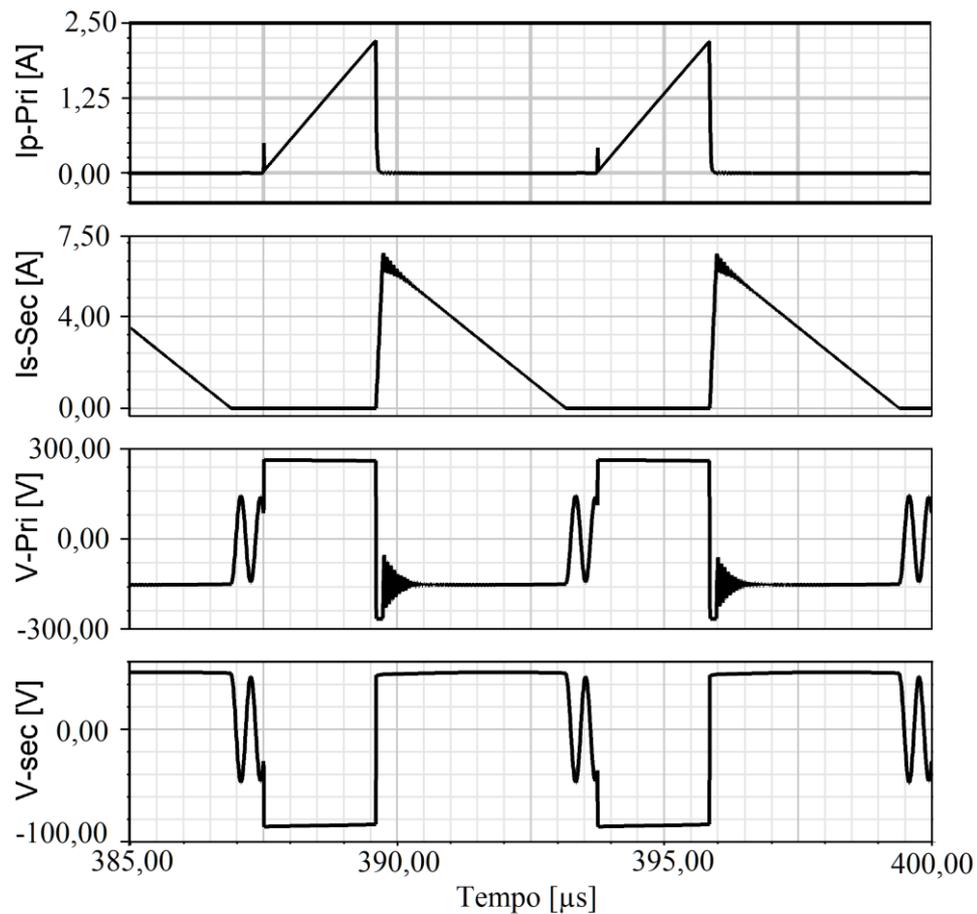
Figura 59 - Circuito Flyback 2S implementado para simulação no Simplerer com o modelo do transformador



Fonte: produção do autor

Na Figura 60 são mostradas as formas de onda de corrente e tensão resultantes no primário e secundário do transformador, obtidas da simulação do circuito apresentado na Figura 59. É possível verificar o efeito das não idealidades, tanto do transformador quanto dos semicondutores nas formas de onda resultantes.

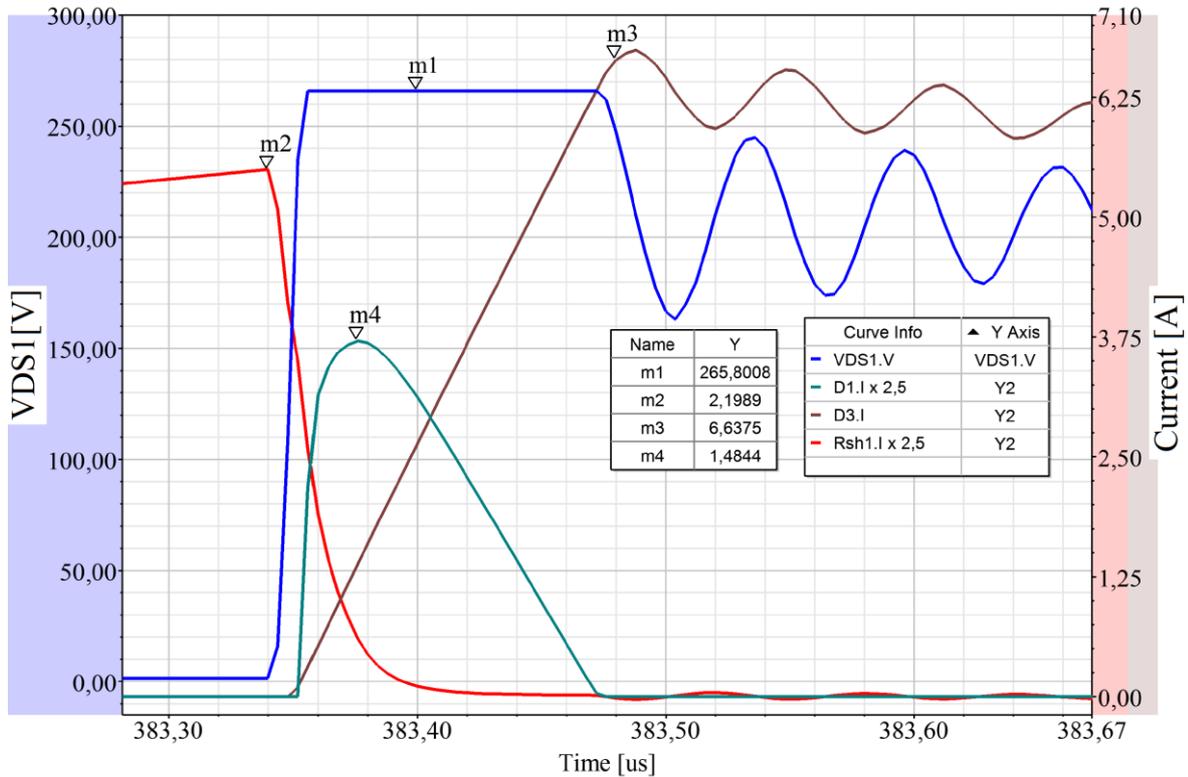
Figura 60 - Formas de onda no primário e secundário do transformador obtidas por simulação utilizando o modelo elétrico equivalente para o transformador



Fonte: produção do autor

Já na Figura 61 pode ser verificado com maiores detalhes as grandezas de corrente e tensão para um dos interruptores, no instante do bloqueio, assim como a corrente no diodo de saída e no diodo de grampeamento. A partir das formas de onda resultantes, com o conversor operando em regime permanente, são extraídos os valores médios do produto tensão por corrente nos semicondutores (que representam a potência instantânea), permitindo estimar as perdas totais para cada elemento. No modelo de simulação do transformador, o valor instantâneo das perdas no cobre é computado em um parâmetro específico, podendo ser extraído também o seu valor médio.

Figura 61 - Forma de onda com detalhe da comutação para Flyback-2S utilizando modelo elétrico para simulação do transformador



Fonte: produção do autor

Os resultados obtidos para as perdas nos principais componentes e a eficiência do conversor, para a condição avaliada na simulação ($V_{in} = 265 \text{ V}$) são apresentados na Tabela 5. Apenas lembrando que para as perdas no núcleo, foi considerado o valor obtido diretamente do modelo analítico no PExprt®, nesse caso utilizando a MSE.

Tabela 5 - Resultado de perdas e eficiência para o conversor Flyback-2S obtidos por simulação ($V_{in} = 265 \text{ V}$) utilizando o modelo elétrico equivalente para o transformador

Parâmetro	Valor
Potência de Entrada	96,90 W
Potência de Saída	87,44 W
Tensão de Entrada	265 V
Tensão de Saída	48,30 V
Perdas nos interruptores 2x	2,90 W
Perdas no diodo de saída	3,34 W
Perdas no cobre	2,34 W
Perdas no núcleo (PExprt)	0,88 W
Perdas Totais	9,46 W
Rendimento η	90,23%

O valor das perdas no cobre, considerando a resistência CA também pode ser estimado diretamente no PExprt[®], considerando as formas de onda ideais do conversor. Para este caso as perdas no cobre ficaram em 2,15 W de acordo com o PExprt[®], muito similar ao obtido na simulação do circuito 2,34 W. Entretanto no caso avaliado no PExprt[®] está sendo considerada uma potência de 100 W, uma vez que não é considerado o rendimento do conversor nos cálculos realizados na ferramenta.

4.5 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Com as ferramentas apresentadas é possível estabelecer uma metodologia para o projeto e caracterização do elemento magnético. A pré-seleção do núcleo, a definição das restrições construtivas, frequência de comutação devem ser realizadas inicialmente através de método analítico. Os dados do material magnético e as principais equações para projeto encontram-se embarcados na ferramenta PExprt[®] e também podem ser utilizados nessa etapa. Já os efeitos em alta frequência, relacionados a resistência CA, indutância dispersão e capacitâncias parasitas, podem ser avaliados através da análise Maxwell[®], utilizando modelo 2D simplificado criado no PEmag[®]. Sendo que nesse modelo já podem ser consideradas restrições construtivas da tecnologia utilizada para implementação. Por sua vez, a simulação FEA em 2D apresenta baixo esforço computacional, comparada a FEA em 3D, permitindo analisar as variações construtivas e seus efeitos no desempenho do transformador para alta frequência de forma inteligível. Além disso, a partir do modelo 2D simplificado é possível obter um modelo elétrico para simulação no circuito do conversor. Destacando que apesar de evidenciar de forma confiável as características em alta frequência, os valores absolutos de indutância de dispersão obtidos com os modelos simplificados podem ser subestimados devido a simplificação das geometrias. Mesmo assim qualitativamente apresentam boa correlação com os conceitos físicos ao qual a grandeza está associada. Sendo assim após definições preliminares referente a construção do elemento magnético, o mesmo deve ser executado em uma ferramenta EDA para edição de leiaute de PCI, por exemplo, Altium Designer[®]. Os dados do projeto de leiaute podem ser utilizados para auxiliar a criação de um modelo 3D completo no Maxwell[®] permitindo a validação do projeto antes da construção de protótipos.

5 ELEMENTOS MAGNÉTICOS COM GEOMETRIA PLANAR

Neste capítulo são apresentados o conceito e o histórico dos elementos magnéticos planares (EMP). Alguns métodos utilizados para construção dos EMP serão apresentados, assim como exemplos de aplicação dos mesmos. Inicialmente são abordados os aspectos gerais encontrados nos EMP que os tornam interessantes para aplicação em alta frequência. São discutidos como principais aspectos relevantes para operação em alta frequência, resistência CC e CA dos condutores, indutância de dispersão, capacitância parasita. Por fim são apresentadas as principais relações necessárias para o projeto de um elemento magnético planar utilizando a tecnologia de placas de circuito impresso, abordagem proposta neste trabalho.

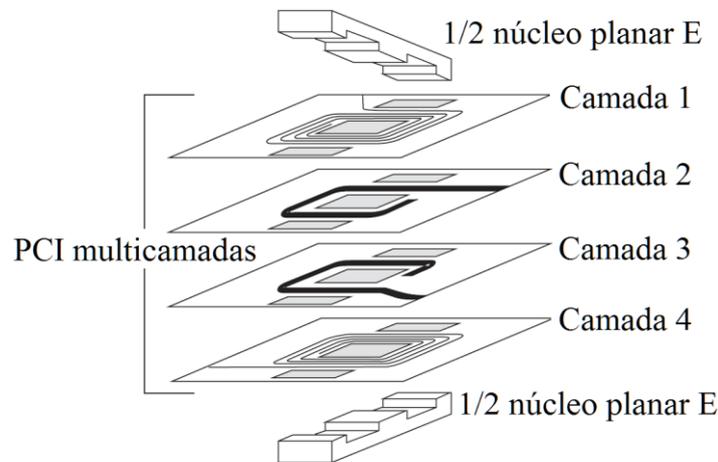
5.1 ELEMENTO MAGNÉTICO PLANAR CONCEITO E HISTÓRICO

Estudos sobre a tecnologia de elementos magnéticos com construção planar, para aplicação em conversores chaveados, são encontrados na literatura técnica desde a década de 80 [2] [25] [26]. As características de um transformador planar (TP), frente ao convencional, tornam o mesmo interessante para aplicação em conversores operando com frequência elevada, tipicamente acima de 100 kHz [6]. Entretanto, as tecnologias de semicondutores de potência disponíveis até então, acabaram restringindo tanto a aplicação quanto o interesse na tecnologia de elementos magnéticos planares para conversores estáticos. Já no cenário atual, as novas tecnologias de semicondutores com as melhorias dos MOSFET de silício (Si), assim como os novos componentes baseados em materiais *wide-bandgap*, como nitreto de gálio (GaN) e carbeto de silício (SiC) [3], vem possibilitando o aumento da frequência de comutação dos conversores chaveados, tornando interessante a utilização da tecnologia EMP. Nesse cenário os elementos magnéticos, passam a figurar como um dos principais fatores que limitam o aumento da frequência, principalmente devido as não idealidades e características que tornam-se relevantes com o aumento da mesma [4].

5.1.1 Construção em placa de circuito impresso

A construção dos enrolamentos de um EMP utilizando a estrutura de uma placa de circuito impresso (PCI) multicamadas é apresentada na Figura 62 [27].

Figura 62 - Estrutura planar construída através de PCI multicamadas

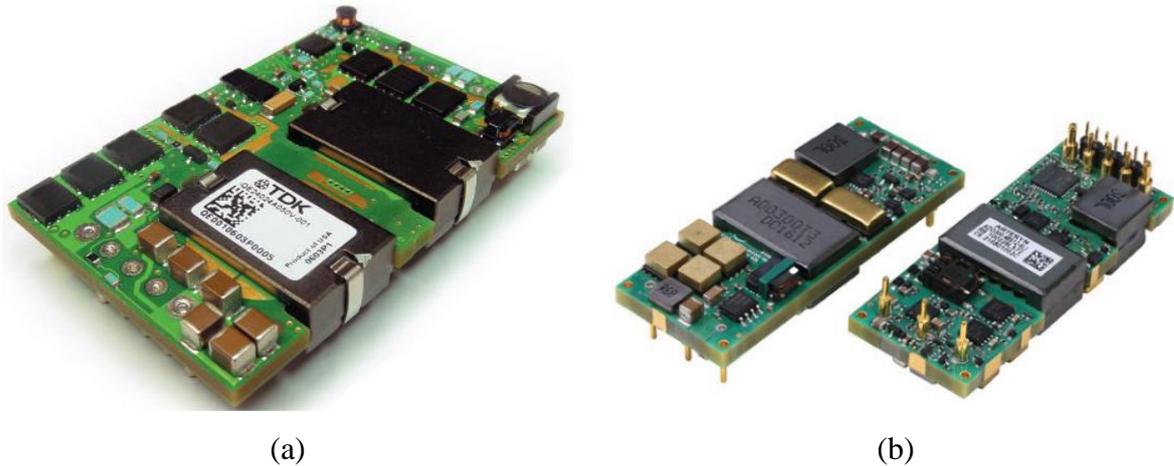


Fonte: adaptado de [27]

Apesar de a fabricação de PCI ser um processo relativamente complexo, se trata de um processo dominado e já utilizado para fabricação das placas tanto de potência quanto de controle dos conversores e também de inúmeras aplicações em eletrônica. Nesse caso a geometria e posição das espiras são definidas previamente com auxílio de ferramentas computacionais para projeto de layout, conhecidas como EDA ou ECAD. Essa abordagem construtiva traz consigo flexibilidade para o projeto aliada a fidelidade construtiva. Pois mesmo que sejam fixadas algumas especificações da PCI como espessura de cobre, isolamento e número de camadas, ainda assim a largura das trilhas e formas de interconexão entre camadas podem ser modificadas livremente para cada projeto. Ou seja, podem ser definidos diferentes valores de largura para trilhas que constituem os enrolamentos, permitindo otimizar número de espiras de acordo com a largura da janela disponível, mas mantendo a reprodutibilidade das características elétricas em uma produção em larga escala, pois as variações no processo de fabricação de PCI, relacionadas tanto a posição quanto largura das trilhas em uma dada camada, são extremamente pequenas.

A utilização de EMP em conversores utilizando como base tecnologia de PCI em equipamentos comerciais já é realidade em alguns setores da eletrônica de potência. Por exemplo, em fontes de alimentação para aplicações em equipamentos de telecomunicação (Telecom) e *Datacenters*, baseadas em conversores CC-CC. Na Figura 63, são apresentados exemplos de conversores disponíveis comercialmente, construídos de acordo com o padrão DOSA (*Distributed-power Open Standards Alliance*).

Figura 63 – Conversores padrão DOSA: (a) 1/4 brick, fabricante TDK e (b) 1/8 brick, fabricante ARTESYN



Fonte: adaptado de [28] [29]

Sendo na Figura 63(a) tem-se o 1/4 *brick*, conversor do fabricante TDK [28] e Figura 63(b) o 1/8 *brick*, conversor do fabricante ARTESYN [29]. São conversores CC-CC isolados, com entrada na faixa de 36V à 75V, que apresentam baixo perfil, com tamanho e posição dos pontos de conexão padronizados. Dessa forma o conversor pode ser tratado como um dos componentes a ser montado em uma placa base que contém o sistema como um todo. Nessas aplicações os EMP de potência predominam, tanto para transformadores como indutores, permitindo a obtenção de conversores com baixo perfil e elevada compactação.

Nesses casos o EMP é integrado a placa de potência do conversor, sendo necessária apenas a montagem de um núcleo magnético. Por outro lado, a capacitância necessária na entrada, para filtrar a ondulação de tensão gerada pela comutação e corrente pulsada na entrada do conversor, deve ser conectada externamente, o que também permite a redução no volume total do conversor. A placa de potência do conversor é construída basicamente com componentes montados em superfície (SMD). Isso torna praticamente toda a montagem do conversor automatizada, conferindo confiabilidade e reprodutibilidade na montagem: gerando baixos índices de defeito e reduzindo a necessidade de retrabalho. Além disso nos sistemas com baixa tensão, assim como nos apresentados para faixa de 36V-75V, há uma maior flexibilidade sendo que as distâncias necessárias para isolamento são relativamente menores, facilitando a interconexão entre camadas e a compactação no projeto dos transformadores e indutores.

Entretanto, a tecnologia de PCI utilizada para implementação desses conversores é diferenciada, possuindo especificações técnicas como espessura de cobre, número de camadas e espessura total elevada. Essa especificação, geralmente foge dos valores típicos encontradas

em placas de potência, o que se traduz em um EMP com elevada densidade de potência, mas com custo e complexidade relativamente maiores.

5.1.2 Construção com condutores estampados

As bobinas dos EMP também podem ser construídas através da estampagem dos condutores e isolantes em chapas, também chamados de *lead-frame*. Com essa técnica existe menor flexibilidade, uma vez que os conjuntos de espiras e isolantes são fabricados em alguns tamanhos pré-definidos e posteriormente montados. Também se faz necessário um investimento inicial em ferramentas específicas para estampagem, sendo viável para sistemas com alto valor agregado ou para uma produção em larga escala de uma determinada solução. Ainda assim é possível definir o número de espiras através do número de camadas utilizadas e da forma como as mesmas são conectadas.

A Figura 64(a) ilustra uma montagem esquemática de um TP utilizando essa técnica, já na Figura 64(b) são apresentados alguns formatos, ou *lead-frames*, disponíveis para construção das espiras. Essa técnica é utilizada geralmente quando espessuras maiores de condutores são necessárias, assim a sustentação mecânica e posicionamento é determinado pelos próprios condutores. Essa montagem é encontrada geralmente em sistemas operado com tensão e potência mais elevada. Como exemplo é mostrado na Figura 65 o TP de 5 kW para frequência de 150 kHz, que é um item de catálogo do fabricante Payton®.

Figura 64 - Construção transformador planar através de chapas estampadas

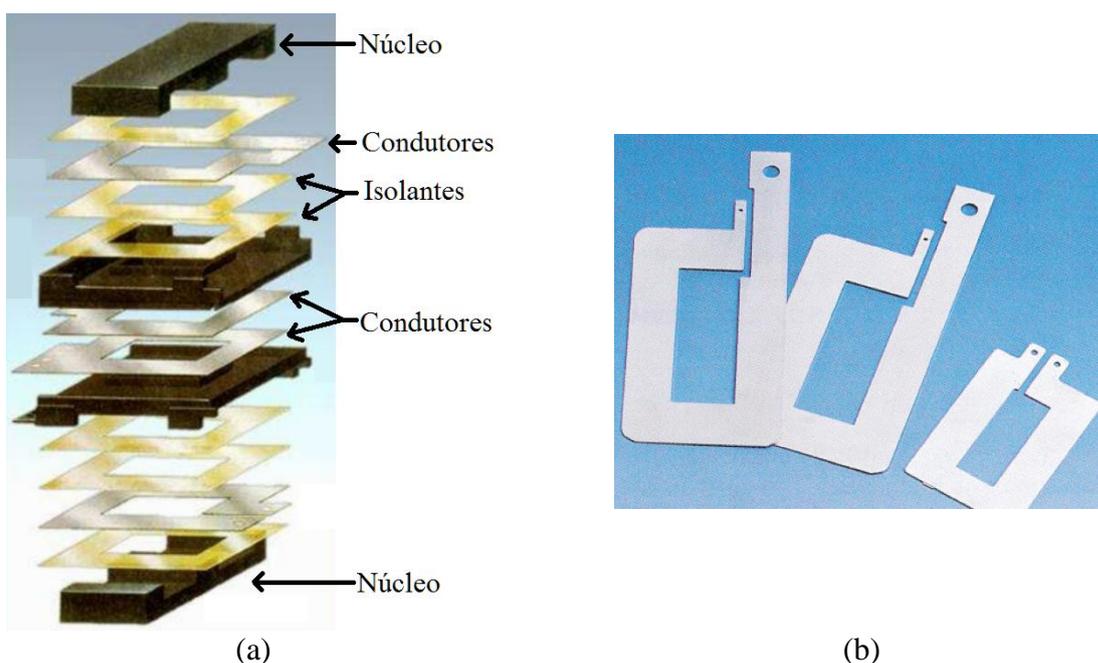
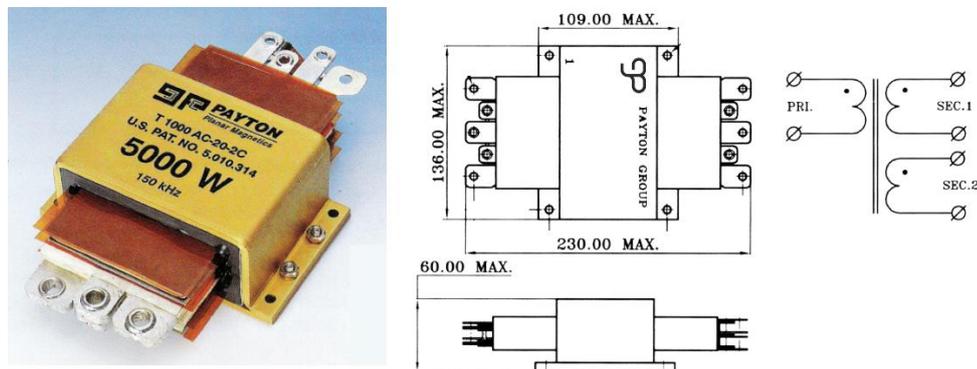


Figura 65 - Transformador planar de alta frequência – 150 kHz e elevada potência – 5 kW



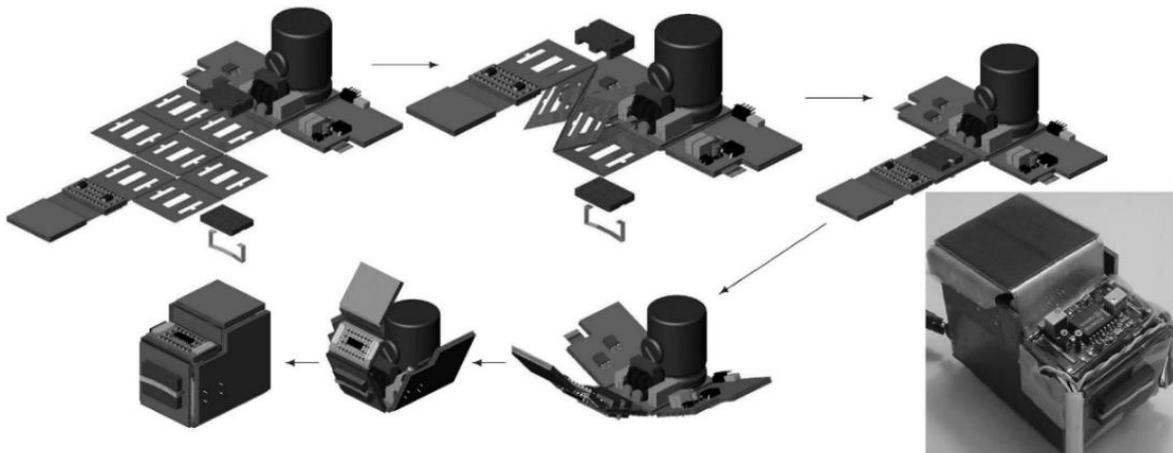
Fonte: adaptado de [12]

No exemplo apresentado na Figura 65, o transformador planar é construído com chapas pré-fabricadas, com estrutura externa em alumínio preparada para montagem sobre dissipador de calor. Sendo que essa forma construtiva, inclusive possui alguns detalhes patenteados pelo fabricante Payton[®], conforme pode ser verificado na fotografia do componente.

5.1.3 Construções alternativas PCI rígida e flexível

Além da construção de EMP com as tecnologias de PCI multicamadas e estampagem das espiras, outras técnicas vêm sendo exploradas principalmente nas áreas de pesquisa com o objetivo de elevar a densidade de potência dos conversores. Como exemplo, na Figura 66 é apresentado um conversor conceitual, utilizando técnicas construtivas que visam otimizar o seu volume de modo geral e obter uma elevada densidade de potência. Este conversor, utiliza a combinação das tecnologias de PCI multicamada tipo rígida e flexível para construção do EMP e o conceito de empacotamento em 3-D do próprio conversor [30] [31]. O conversor apresentado na Figura 66, se trata de uma fonte isolada CA-CC com potência de saída de 20 W, entrada CA 220 V e saída CC em 12 V, com frequência de comutação de 530 kHz. Nesse conversor é obtida uma elevada densidade de potência, em torno de 250 kW/m³. Além da utilização da PCI rígida e flexível, para realizar a dobra do conversor mantendo as conexões elétricas, também é utilizado o transformador planar com as espiras construídas sobre a própria PCI.

Figura 66 - Abordagem de empacotamento 3-D realizada com placa rígida e flexível obtendo um conversor com elevada compactação



Fonte: adaptado de [30]

5.2 ASPECTOS GERAIS

As técnicas utilizadas para construção do EMP permitem que os enrolamentos sejam arranjados de diferentes formas, sem elevar a complexidade da montagem, por exemplo: permite intercalar e particionar os enrolamentos, que constituem o primário e o secundário, realizar conexão em série ou paralelo entre camadas diferentes. Com isso é possível reduzir tanto a resistência CA, devido ao efeito de proximidade, quanto a indutância dispersão [17].

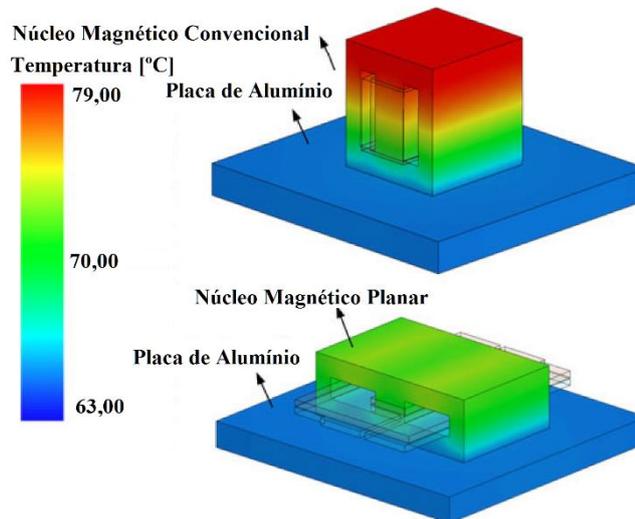
Algumas das principais vantagens, de um TP operando em alta frequência, podem ser citadas:

- Altura reduzida, baixo perfil – ideal onde existe limitação de altura;
- Melhor dissipação de calor devido à relação área/volume;
- Facilidade de fabricação em escala – reprodutibilidade das características devido à estrutura das bobinas;
- Facilidade em intercalar camadas, sobreposição, técnica conhecida como *interleaving*, reduzindo a indutância dispersão e a resistência CA.

Na Figura 67 é apresentado o resultado de simulação térmica representando a distribuição das temperaturas em uma geometria típica planar e uma convencional quando montadas sobre uma superfície dissipadora. Fica evidente que na geometria planar existe maior uniformidade da temperatura, principalmente devido ao baixo perfil. Essa característica é

fisicamente determinada pela relação de entre a área superficial e volume, que apresenta valor favorável à dissipação na geometria planar.

Figura 67 - Comportamento Térmico de núcleo convencional e planar sobre dissipador



Fonte: adaptado de [17]

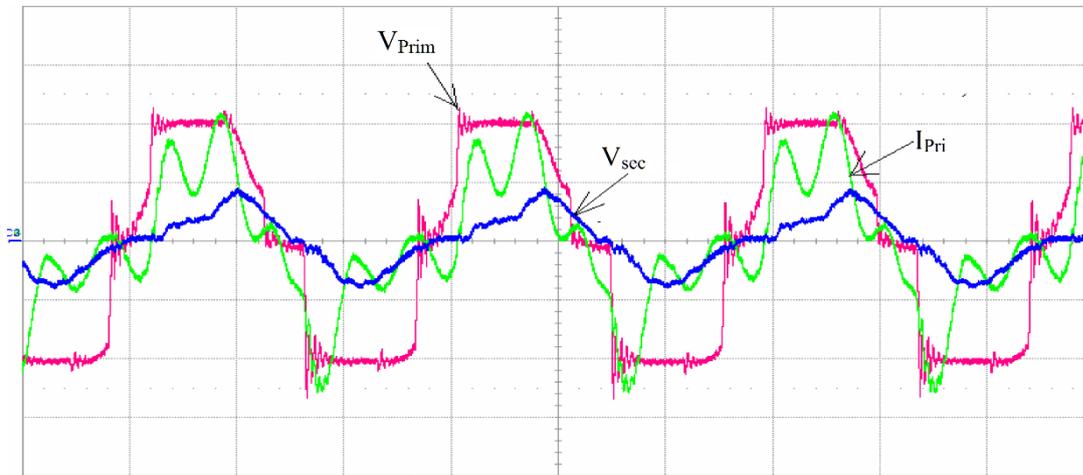
Como principais desvantagens apresentam as seguintes características:

- Maior *footprint*, ou seja, ocupa área relativamente maior;
- Baixo fator de utilização da janela – área efetivamente com condutores;
- Número limitado de espiras;
- Alta capacitância entre enrolamentos, resultante da geometria plana e elevada sobreposição, utilizada para redução da resistência CA e indutância de dispersão.

sobreposição, utilizada para redução da resistência CA e indutância de dispersão.

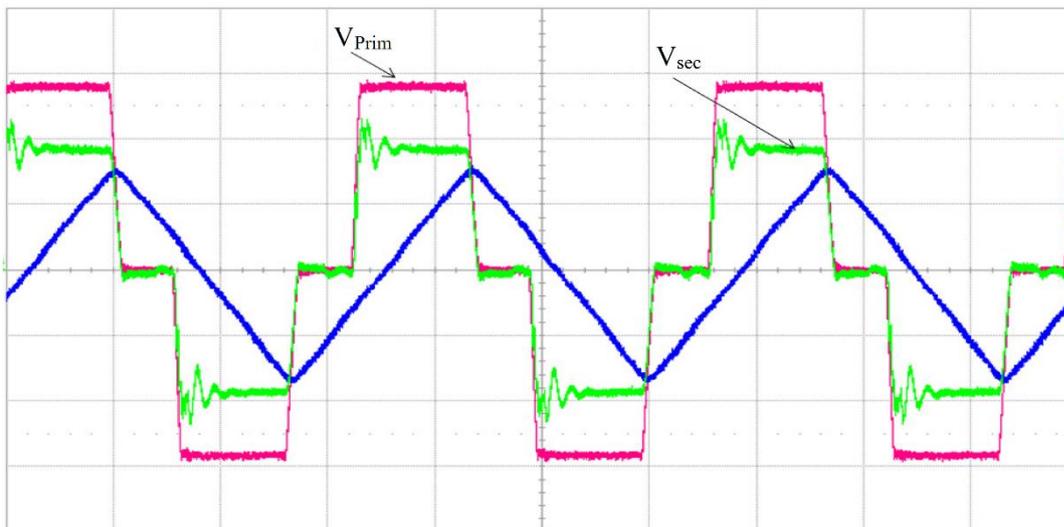
Apesar de ter características interessantes para aplicação em alta frequência, do ponto de vista da indutância de dispersão e resistência CA, a elevada capacitância, característica típica do transformador planar, pode limitar a frequência de aplicação do mesmo [21]. Pois, em um projeto com resistência CA e indutância de dispersão minimizadas, ou seja, com alto grau de sobreposição, haverá uma elevada capacitância. São apresentadas na Figura 68 e na Figura 69, as formas de onda obtidas de um conversor CC-CC *Full Bridge* operando em 500 kHz, com tensão de 400 V. Sendo a forma de onda apresentada na Figura 68 para um transformador planar típico, com elevada capacitância parasita, e na Figura 69 para um transformador convencional, ou tipo *wire-wound*. É possível verificar que o desempenho do conversor com o componente planar fica comprometido, pois existe elevada oscilação na tensão do secundário e deformação da corrente, gerando problemas para o próprio funcionamento do conversor, assim como elevando níveis de EMI e perdas associadas ao elevado conteúdo harmônico resultante.

Figura 68 - Formas de onda de tensão e corrente no primário/secundário para um transformador planar com elevada capacitância em um conversor CC-CC Full Bridge comutando na frequência de 500 kHz



Fonte: adaptado de [21]

Figura 69 - Formas de onda de tensão e corrente no primário/secundário para um transformador convencional com baixa capacitância operando em um conversor CC-CC Full Bridge comutando na frequência de 500 kHz



Fonte: adaptado de [21]

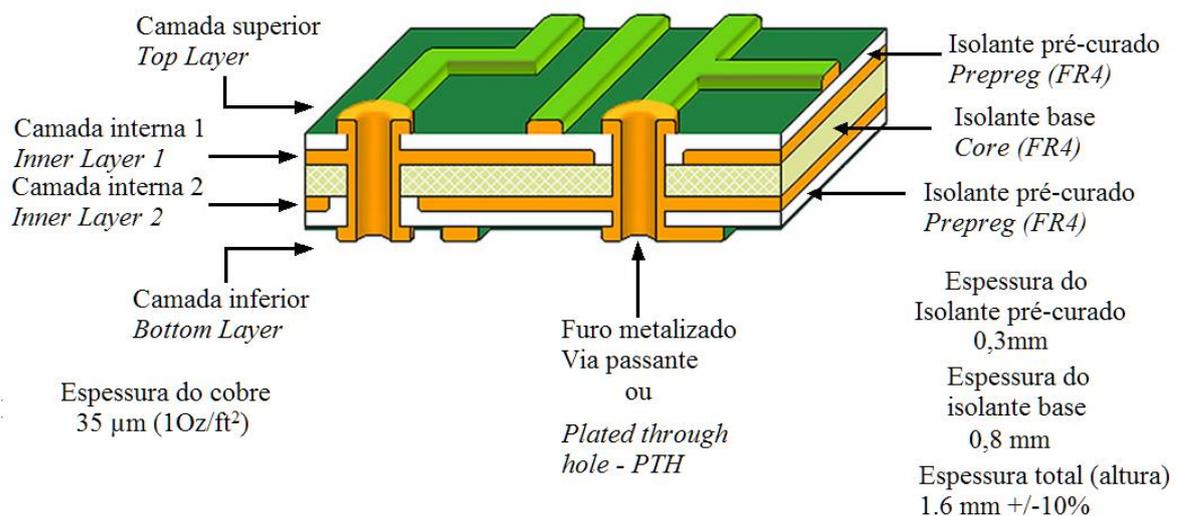
Com base nestes aspectos, em linhas gerais, se pode concluir que os transformadores planares naturalmente apresentarão um melhor desempenho, principalmente em aplicações de baixa tensão e alta corrente. Pois nesses casos a energia acumulada e dissipada, assim como a corrente de fuga devido as capacitâncias parasitas se relacionam diretamente com o nível de tensão ou com a sua derivada dv/dt . Enquanto que, por outro lado, as perdas devido à resistência CA dos enrolamentos e também a energia acumulada na indutância de dispersão, relativas a

sobretensão e oscilações (*overshoot/ringing*) causando aumento nas perdas por comutação, estão diretamente relacionadas ao nível de corrente e a sua respectiva derivada – di/dt .

5.3 TECNOLOGIA DE PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

A fabricação de PCI multicamadas é um processo relativamente complexo, mas se trata de um processo dominado pela indústria, pois o mesmo já é utilizado como base para criação tanto dos conversores de potência como circuitos eletrônicos de controle. Na Figura 70 pode ser verificada a estrutura típica de uma PCI multicamadas, também chamada de *stack-up* (nesse caso para uma placa de circuito impresso com 4 camadas), onde Figura 70 podem ser identificados os seus principais aspectos.

Figura 70 - Estrutura típica para uma PCI multicamadas (*multilayer*) com 4 camadas



Fonte: produção do autor

A estrutura de 4 camadas é obtida a partir de um laminado base, geralmente de fibra de vidro, chamado de *Core* com 2 camadas de cobre, superior e inferior. A partir dessa base, são utilizados materiais isolantes chamados de *Prepreg*, que possuem as mesmas características do material de base. O *Prepreg* também é composto de fibra de vidro, como o laminado base, mas com alto conteúdo de resina ainda não totalmente curada. Sendo assim o *Prepreg* é flexível e possibilita que sejam aderidas folhas de cobre para formar as camadas externas de condutores através de um processo de prensagem, chamado de laminação. Essa metodologia utilizada para construção de PCI multicamadas é conhecida de *Foil-lamination*, e esta sequência pode ser estendida para obter PCI com maior número de camadas. Por exemplo, em uma PCI de 6 camadas são utilizados 2 laminados base internos tipo *Core*, criando inicialmente 4 camadas ao

juntá-los através de uma camada de isolante *Prepreg*, posteriormente são adicionadas as 2 camadas externas, utilizando mais camada de *Prepreg* e uma folha de cobre em cada um dos lados.

Com a estrutura montada, já com todas as camadas, são feitos os furos que devem ser metalizados chamados de PTH (*plated through hole*). Estes podem ser tanto para montagem de componentes como servirem apenas como vias de interconexão entre camadas. Nessa tecnologia de fabricação, mesmo que as vias sejam feitas apenas para conexão entre camadas internas, ainda assim os furos atravessaram todas as camadas, por isso é conhecida como via passante ou PTH. Existem técnicas de fabricação que permitem a criação das chamadas vias cegas (*blind vias*) e vias enterradas (*buried vias*). Dessa forma, com a *blind via* se pode realizar a conexão entre camadas externas e internas sem atravessar a placa toda, e com a *buried via* é possível conectar camadas internas entre si sem atravessar as camadas externas. Porém a utilização de vias tipo *blind* e *buried* torna o processo de fabricação das PCIs mais complexo. Impactando tanto no custo como impondo algumas limitações, por exemplo, no valor da espessura máxima do isolante entre camadas. Por isso, geralmente essa tecnologia é utilizada apenas em circuitos complexos de controle com alta densidade de compactação, principalmente quando os mesmos são construídos em PCIs com elevado número de camadas. Para construção do EMP será considerada a tecnologia típica de 4 camadas que utiliza apenas furos tipo PTH. Destacando que essa é uma restrição importante que afeta a geometria dos enrolamentos principalmente para manter a isolação entre camadas.

Ainda na Figura 70, também é possível identificar as dimensões típicas utilizadas para as espessuras dos isolantes, em uma PCI com espessura total de 1,6 mm. Nesse caso a espessura do *Core* é naturalmente maior (0,8 mm), enquanto que os isolantes tipo *Prepreg*, admitem uma espessura com valores relativamente menores (em torno de 0,3 mm nesse caso), limitado apenas pela isolação do circuito. Pois o *Core* precisa de uma espessura mínima que garanta uma estrutura mecânica capaz de suportar o circuito interno, ainda na primeira etapa do processo de fabricação da PCI. Já os isolantes externos, tem a função apenas de aderir as folhas de cobre externas, podendo nesse caso chegar a valores muito menores (em torno de 0,1 mm), sem elevar a complexidade ou custo da montagem. Essa diferença entre as espessuras dos isolantes, se torna relevante ao distribuir os enrolamentos em torno da estrutura da PCI, pois deve influenciar tanto na capacitância parasita como na indutância de dispersão.

5.3.1 Dimensionamento de trilhas capacidade

Os limites mínimos para largura e isolamento das trilhas geralmente são definidos de acordo com a capacidade de fabricação [32] [33]. Entre os principais aspectos para o dimensionamento das trilhas em uma PCI, devem ser respeitados os valores mínimos tanto para largura quanto para a isolamento, relacionado a uma espessura de cobre. Na Tabela 6 são apresentados valores típicos para alguns dos principais parâmetros que representam a capacidade técnica, disponível comercialmente em fabricantes de PCI nacionais [23] [24].

Tabela 6 – Valores típicos dos parâmetros para fabricação de PCI – capacidade de fabricação

Parâmetros	Valores
Espessura de cobre	½ Oz (35µm)
	1 Oz (35µm)
	2 Oz (70µm)
	3 Oz (105µm)
Largura mínima de trilha e Espaçamento mínimo entre trilhas	0,10 mm @ ½Oz
	0,15 mm @ 1Oz
	0,20 mm @ 2Oz
	0,25 mm @ 3Oz
Espaçamento mínimo Entre trilhas e bordas da PCI	
	Camada externa Camada interna
Espessura total da PCI	0,5 mm
	1,0 mm
	1,6 mm
	3,2 mm
Menor furo/via PTH	0,20 mm
	0,30 mm
Espessura típica laminado base – <i>Core</i>	0,8 mm
	1,0 mm
	2,0 mm
Espessura típica isolante – <i>Prepreg</i>	0,120 mm
	0,220 mm
	0,320 mm
Número de camadas	2 até 10

Em um processo típico tanto a largura, quanto isolamento mínima é em torno de 0,2 mm para uma PCI com espessura de cobre de até 2 Oz/ft² (70µm). Além da isolamento entre as trilhas, também deve ser respeitada a distância mínima de isolamento para as bordas, ou limites da PCI. Nesse caso para camadas internas tipicamente devem ser mantidos em torno de 0,5 mm, enquanto que nas camadas externas podem ser utilizados valores de até 0,3 mm.

Por outro lado, normalmente os valores nominais utilizados para dimensionar a largura das trilhas, são determinados pela capacidade de corrente necessária nas mesmas. Enquanto que

os valores de isolamento, são determinados devido a diferença de potencial entre condutores, relacionados as normas relacionadas ao tipo de equipamento. Por exemplo, dentre outras podem ser citadas as normas IEC60664-1 [34], UL580C e UL840 [35] [36], que são aplicáveis para conversores de frequência industriais de baixa tensão.

5.3.2 Dimensionamento de trilhas capacidade de corrente

O dimensionamento da capacidade de corrente dos condutores sobre a PCI está relacionado as variáveis que determinam as perdas e capacidade de dissipação do calor. As perdas podem ser determinadas em função do comprimento, para um dado valor de área de seção transversal (relacionada a espessura de cobre e largura das trilhas). Já a capacidade de dissipação pode ser relacionada a área da superfície disponível para transferência do calor gerado. Em condutores com espessura relativamente menor que a largura, a área de transferência de calor pode ser determinada em função do comprimento, para uma dada largura da trilha na PCI. Em uma investigação apresentada em [37], referente a IPC-2152 são obtidas equações que relacionam a elevação de temperatura ΔT resultante para uma dada corrente relacionadas a geometria dos condutores. O método pode ser utilizado para se verificar as condições de densidade de corrente possíveis para trilhas em uma PCI. Para os condutores nas camadas externas de uma PCI com um espessura de cobre Th , a elevação de temperatura para uma corrente I_{cond_ext} é dada por (5.1).

$$\Delta T_{ext} = 215.3 \cdot I_{cond_ext}^2 \cdot W^{-1.15} \cdot Th^{-1.0} \quad (5.1)$$

Já para os condutores internos, considerando a espessura de cobre Th de $35\mu m$ ($1 \text{ Oz}/ft^2$) a elevação de temperatura pode ser calculada através de (5.2).

$$\Delta T_{int} = 200 \cdot I_{cond}^{1.9} \cdot W^{-1.10} \cdot Th^{-1.52} \quad (5.2)$$

Nas equações (5.1) e (5.2) são considerados os valores para largura W e espessura Th convertidos para mil ($0,0254 \text{ mm}$), a elevação de temperatura é dada em $^{\circ}C$, sendo I_{cond} e I_{cond_ext} os valores de corrente eficaz resultante em Ampères para condutores nas camada internas e externas respectivamente. O valor de ΔT calculado pelas equações dadas, é válido para corrente circulando em uma trilha, sobre uma PCI com uma dada área para dissipação. Sendo que, geralmente a superfície disponível para troca de calor não é limitada pela largura da trilha, mas sim da própria PCI que age como um dissipador de calor, apesar da baixa condutividade

térmica, em torno de 0,3 W/mK [38]. Dessa forma, caso existam vários condutores próximos, sejam na mesma ou em outras camadas, com corrente similar, a elevação de temperatura deverá ser somada uma vez que a maior parte da área superficial externa, responsável pela dissipação do calor na PCI será comum ao conjunto.

Para avaliar uma situação tipicamente encontrada em um EMP, com múltiplas espiras em uma mesma camada, pode ser verificada a elevação de temperatura ΔT resultante para um conjunto de trilhas formado por um dado número de espiras N_x , largura da trilha W_x e uma corrente circulante com valor eficaz I_{ef} por espira, por exemplo. Nessa condição as equações (5.1) e (5.2) podem ser reescritas conforme (5.3) e (5.4) para os condutores nas camadas externa e interna respectivamente.

$$\Delta T_{ext} = 215.3 \cdot (I_{ef} \cdot N_x)^2 \cdot (W_x \cdot N_x)^{-1.15} \cdot Th^{-1.0} \quad (5.3)$$

$$\Delta T_{int} = 200 \cdot (I_{ef} \cdot N_x)^{1.9} \cdot (W_x \cdot N_x)^{-1.10} \cdot Th^{-1.52} \quad (5.4)$$

Na Figura 71 são apresentados os valores obtidos para ΔT em função da largura W_x , para diferentes valores de N_x (5, 10 e 20) e para I_{ef} de 1 A por espira, para as trilhas na camada externa conforme equação (5.3). Já na Figura 72, são apresentados os valores considerando as mesmas condições aplicadas a equação (5.4) para as trilhas em uma camada interna.

Figura 71 - Elevação de temperatura em função da largura da trilha por espira em camada externa de uma PCI

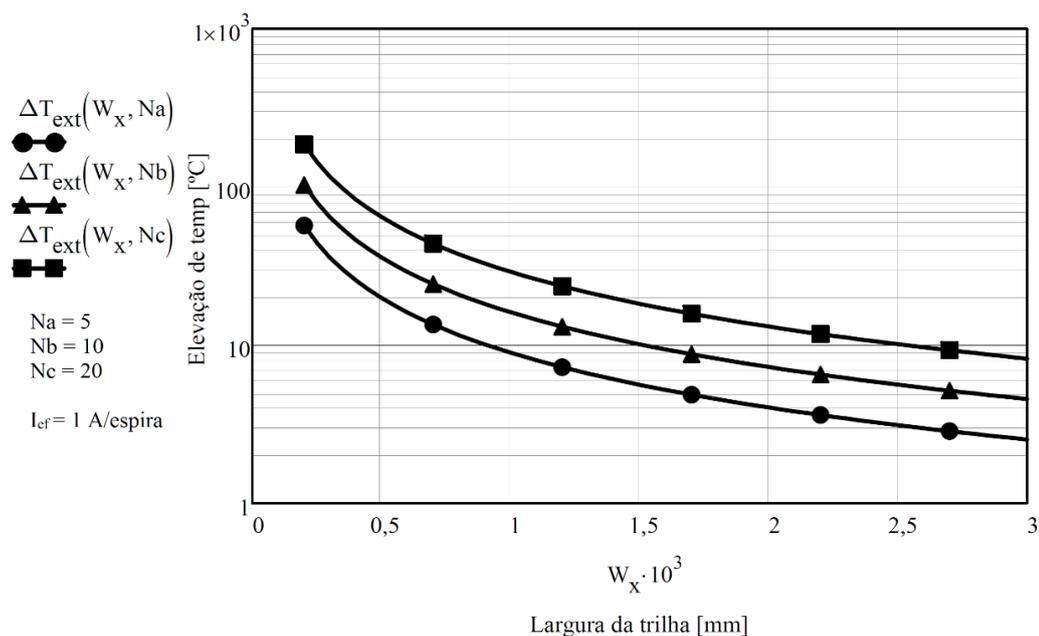
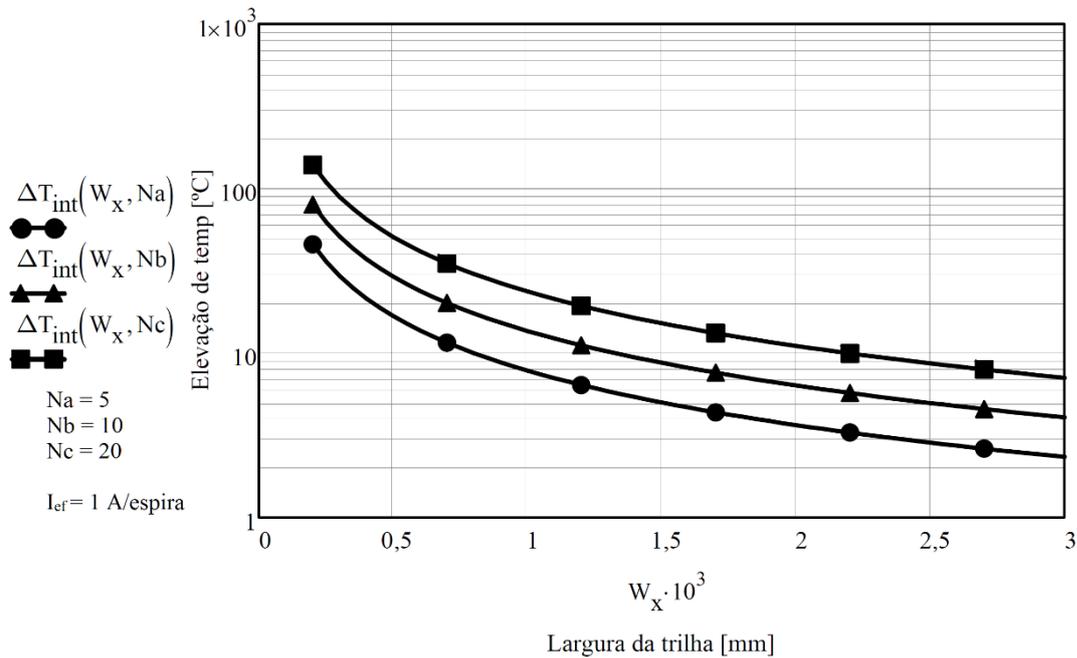


Figura 72 - Elevação de temperatura em função da largura da trilha por espira em camada interna de uma PCI



Fonte: produção do autor

De acordo com os gráficos apresentados, na Figura 71 e Figura 72, para os condutores na camada interna, a elevação de temperatura é ligeiramente menor que para os condutores na camada externa, de acordo com os estudos apresentados em [37]. Por outro lado, é possível perceber que mesmo com a corrente por espira equivalente assim como a mesma largura de trilha W_x por espira, quando é considerado um conjunto com maior quantidade de espiras, por exemplo para $Nc = 20$, é obtida uma maior elevação de temperatura que para o conjunto com menos espiras $Na = 5$.

Além disso, em uma PCI com várias camadas carregadas, com corrente circulando, é prudente considerar a elevação de temperatura gerada pelo conjunto de trilhas em todas as camadas, através da soma das contribuições de cada camada. Para uma PCI de 4 camadas a elevação de temperatura efetiva ΔT_{ef} pode ser obtida através da equação (5.5)

$$\Delta T_{ef} = 2 \cdot \Delta T_{ext} + 2 \cdot \Delta T_{int} \quad (5.5)$$

Para realizar a pré-seleção do tamanho para o núcleo magnético, geralmente é utilizada como variável a densidade de corrente nos condutores J_c . De acordo com as equações apresentadas pode ser calculada uma densidade de corrente equivalente, por exemplo limitando a elevação de ΔT_{ef} em torno de 40°C , ou seja, aproximadamente 10°C por camada em uma PCI

com 4 camadas. Nesse caso, verificando na Figura 71, para largura de trilha de W_x de 1.5 mm e número de espiras N_b igual a 10, no ponto que resulta em um ΔT de aproximadamente 10°C , é obtida uma densidade de corrente equivalente J_{ext} de 1900 A/cm^2 , de acordo com (5.6). Já para os condutores internos, é obtida um ΔT equivalente para uma largura de W_x de 1.3 mm, considerando mesma quantidade de espiras, nesse caso a densidade de corrente equivalente é de J_{int} de aproximadamente 2200 A/cm^2 de acordo com (5.7).

$$J_{ext} = \frac{I_{ef}}{W_x.Th} \rightarrow J_{ext} = 1904 \frac{A}{cm^2} \quad (5.6)$$

$$J_{int} = \frac{I_{ef}}{W_x.Th} \rightarrow J_{int} = 2197 \frac{A}{cm^2} \quad (5.7)$$

Em princípio os valores obtidos para a densidade de corrente podem ser utilizados como referência para a pré-seleção do núcleo. Entretanto de acordo com o número de espiras e espessura dos condutores na PCI, diferentes valores podem ser obtidos variando de pouco mais de 1500 A/cm^2 até próximo de 3500 A/cm^2 . Sendo assim, uma vez que o tamanho do núcleo seja pré-selecionado e o número de espiras determinado, é necessário retornar as equações que determinam a elevação de temperatura (5.3), (5.4) e (5.5) para verificar os valores resultantes de ΔT para a construção que de fato será utilizada. Ainda vale destacar que nas equações estão sendo consideradas apenas as perdas devido a corrente em baixa frequência nos condutores.

5.3.3 Número de espiras e larguras condutores na PCI

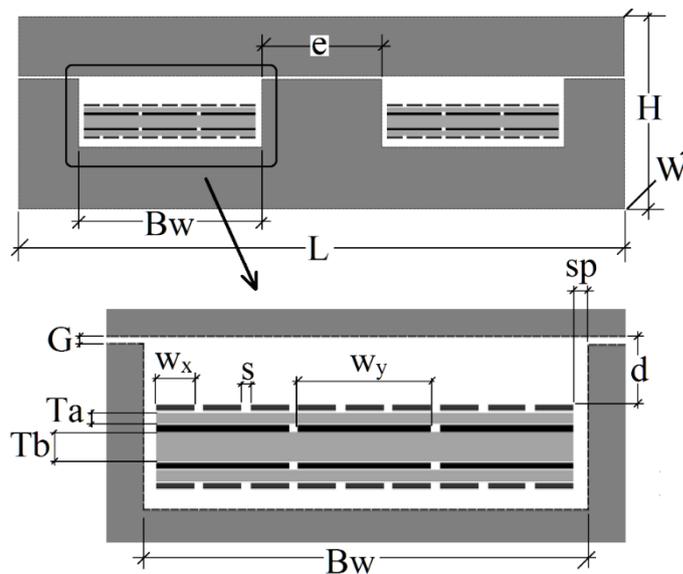
No projeto de um EMP, a partir do número de espiras necessário N_p , pode ser obtido o valor resultante para a largura das trilhas que compõe os enrolamentos. Além disso, se pode destacar que como os condutores são definidos através das trilhas em uma PCI, não há valores pré-definidos para as larguras possíveis. Na Figura 73 é ilustrada a seção transversal de um EMP mostrando as principais grandezas geométricas relacionadas aos aspectos construtivos do mesmo e a geometria do núcleo utilizado. O valor de largura para as trilhas que compõem um enrolamento W_x pode ser definido como uma função que depende das seguintes características: largura da janela disponível B_w , espaçamento das trilhas para as bordas s_p , espaçamento mínimo entre trilhas s , número de camadas em que será construído o enrolamento n_L e número de espiras do enrolamento N_p , de acordo com a equação (5.8).

$$W_x = \frac{\left[Bw - sp - \left(\frac{Np}{nL} - 1 \right) \cdot s \right]}{Np/nL} \quad (5.8)$$

Por outro lado, a equação (5.8) pode ser reescrita permitindo obter o número de espiras possível de ser realizado para uma dada geometria, considerando fixo o valor necessário para W_x , resultando na equação (5.9).

$$Np = nL \left(\frac{Bw - sp + s}{W_x + s} \right) \quad (5.9)$$

Figura 73 - Seção transversal de transformador planar com as principais grandezas geométricas



Fonte: produção do autor

Considerando constantes os parâmetros que dependem da geometria e da tecnologia de PCI, a largura W_x pode ser definida como uma função apenas do número de espiras Np . Limitando inicialmente o número de camadas e espessura da PCI, considerando as restrições técnicas e econômicas para o projeto, uma das principais variáveis que deve ser verificada para determinar o tamanho do núcleo é a largura da janela Bw . Essa afirmação é válida para o EMP quando a espessura total da PCI é reduzida, geralmente menor que a altura da janela encontrada nas geometrias de núcleo disponíveis. Nesse caso a largura da janela Bw irá determinar, juntamente com a área efetiva Ae , o número de espiras Np possível para a largura de trilha W_x , que é imposta pela capacidade de corrente necessária.

5.3.4 Fator de utilização da janela para condutores na PCI

A área da seção transversal para os condutores na PCI pode ser determinada de acordo com as equações (5.10) e (5.11). Logo o fator de utilização da janela k_w pode ser definido de acordo com (5.12).

$$A_{s_{pri}} = W_x \cdot Th_{ext} \quad (5.10)$$

$$A_{s_{sec}} = W_y \cdot Th_{int} \quad (5.11)$$

$$k_w = \frac{A_{s_{pri}} + A_{s_{sec}}}{A_w} = k_w = \frac{A_{w_{ef}}}{A_w} \quad (5.12)$$

Antes de serem determinados os valores para as larguras das trilhas, a área da seção efetivamente com condutores pode ser aproximada através do fator kc_{PCI} : determinado de acordo com a relação entre a área da seção dos condutores $A_{s_{cond}}$ e da área total da seção da PCI $A_{s_{PCI}}$. Que pode ser aproximada através da relação entre a espessura dos condutores Th e dos isolantes T_{iso} , para um dado número de camadas NL , conforme (5.13).

$$kc_{PCI} = \frac{A_{s_{cond}}}{A_{s_{PCI}}} = \frac{Esp_{cond} \cdot bw_{cond}}{Esp_{PCI} \cdot bw_{PCI}} \rightarrow bw_{cond} \approx bw_{PCI} \quad (5.13)$$

$$kc_{PCI} = \frac{NL \cdot Th}{(NL \cdot Th) + (T_{iso1} + T_{iso2} + T_{iso(NL-1)})}$$

Para uma construção típica de 4 camadas com espessura de cobre de 35 μm e PCI com espessura total em torno de 1,6 mm, o valor obtido para o fator kc_{PCI} será de 8,75%. Caso a altura da janela do núcleo utilizado seja suficiente apenas para acomodar a PCI, ao considerar as folgas necessárias para montagem, o k_w resultante será ligeiramente menor que o valor kc_{PCI} , ou seja, $k_{w_{max}} \leq kc_{PCI}$. Ainda pode ser determinado o fator $k_{w_{PCI}}$, calculado de acordo com (5.14), como o fator de ocupação da janela do núcleo pela PCI, que considera a área total da seção transversal da PCI em relação a área da janela do núcleo A_w .

$$\begin{aligned}
 kw_{PCI} &= \frac{As_{PCI}}{Aw} = \frac{Esp_{PCI} \cdot bw_{PCI}}{Hw \cdot Bw} \\
 kw_{PCI} &= \frac{\left[(NL \cdot Thk) + (T_{iso1} + T_{iso2} + T_{iso(NL-1)}) \right] \cdot (Bw - sp)}{Hw \cdot Bw}
 \end{aligned} \tag{5.14}$$

Sendo assim, a partir dos valores de kw_{PCI} e kc_{PCI} pode ser obtida uma aproximação para o fator de utilização máximo possível para janela do núcleo kw_{max} de acordo com (5.15).

$$kw_{max} = kw_{PCI} \cdot kc_{PCI} \tag{5.15}$$

A equação (5.15) representa o caso em que é feita uma espira elementar por camada, ocupando toda largura disponível. Dessa forma o valor obtido é uma aproximação para o valor máximo possível de kw , uma vez que não considera a isolamento necessária entre os condutores de uma mesma camada, para uma construção com múltiplas espiras por camada. Ou seja, em uma montagem com múltiplas espiras por camada o valor de kw será menor que kw_{max} .

5.4 PRÉ-SELEÇÃO PARA O TAMANHO DO NÚCLEO NO ELEMENTO MAGNETICO PLANAR

Para o EMP aplicado ao conversor Flyback, onde é interessante manter os condutores afastados do entreferro, se faz é necessário utilizar uma altura para janela do núcleo Hw , maior que a espessura da PCI. Nesse caso, de acordo com as expressões (5.13), (5.14) e (5.15), caso o Hw seja de 2 a 3 vezes a espessura total da PCI, Esp_{PCI} , o kw resultante deve ficar em torno de 4,3% a 2,9% respectivamente. Esse baixo fator kw vai de encontro a elevada densidade de corrente Jc , em torno de 2000 A/cm^2 , possível nos condutores em uma PCI, apresentados na seção 5.3.2. Os valores de kw e Jc , representam os principais aspectos físicos que diferenciam o projeto de um EMP utilizando PCI, em comparação a um elemento magnético convencional. Essa característica permite que a pré-seleção do núcleo seja realizada através do produto $AeAw$, apresentada no Capítulo 3, conforme equação (3.8), pois o EMP está sujeito aos mesmos fundamentos físicos, obtidos analiticamente para a baixa frequência, dos elementos magnéticos convencionais. Mas as características particularmente diferentes para as grandezas Jc e kw , devem ser corretamente consideradas para que sejam obtidos resultados coerentes.

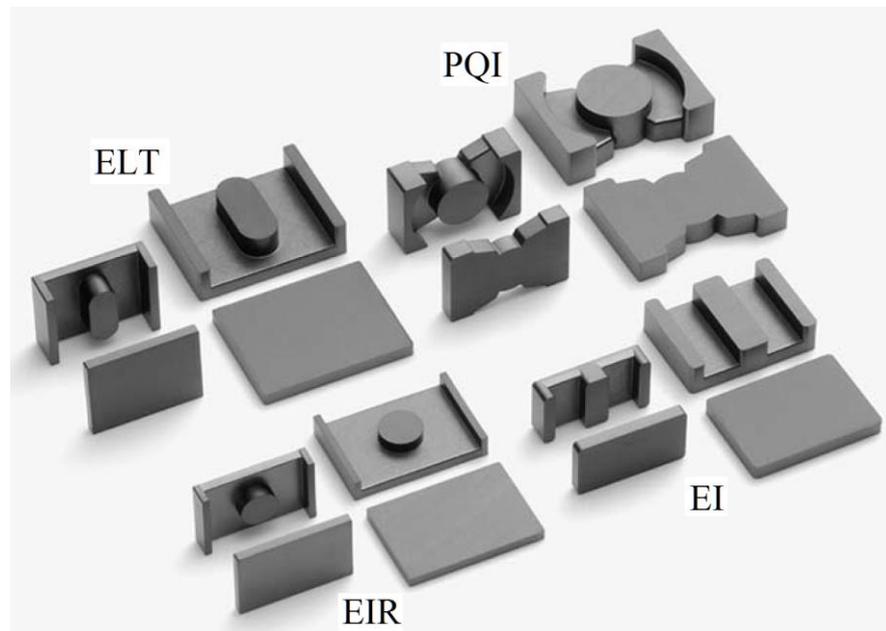
Além disso, o valor de Aw pode ser obtido de diferentes combinações de Bw e Hw . Entretanto para o EMP, uma das principais grandezas é a largura da janela do núcleo Bw , pois em um núcleo planar geralmente Hw será reduzido. Sendo que a dimensão Bw que limitará a

quantidade de espiras possíveis de serem construídas por camada, para uma dada largura W_x que é imposta pela capacidade de corrente necessária.

5.5 GEOMETRIAS TÍPICAS UTILIZADAS NA CONSTRUÇÃO DO ELEMENTO MAGNÉTICO PLANAR

Na Figura 74 são apresentadas algumas geometrias típicas utilizadas para construção de um EMP, obtidas do catálogo do fabricante TDK. As mesmas são muito similares as geometrias tradicionais, com a área da perna central efetiva A_e equivalente, mas com altura bastante reduzida, uma vez que a proposta é a utilização de condutores planares, ou construídos sobre uma PCI.

Figura 74 - Geometrias típicas para núcleos magnéticos planares do fabricante TDK: EIR, ELT, PQI e EI



Fonte: adaptado de [28]

Nas geometrias de núcleo com perna central circular ou arredondadas, por exemplo EIR, ELT e PQI, é possível obter um menor comprimento médio das espiras MLT , resultando em menores perdas no cobre, menor indutância de dispersão para uma mesma área efetiva A_e . Além disso, nesses casos a área ocupada pelo EMP, ou *footprint*, também deve ser menor. Entretanto tradicionalmente são encontradas em muitas aplicações, devido ao custo e simplicidade da geometria, o núcleo no formato E, utilizando a montagem EI ou mesmo EE, quando necessário acomodar uma montagem com maior espessura total. Estas geometrias são equivalentes as geometrias tipo E tradicionais, mas com altura reduzida, ou seja, a altura da janela é suficiente apenas para acomodar condutores planos, ou a espessura de uma PCI. Na

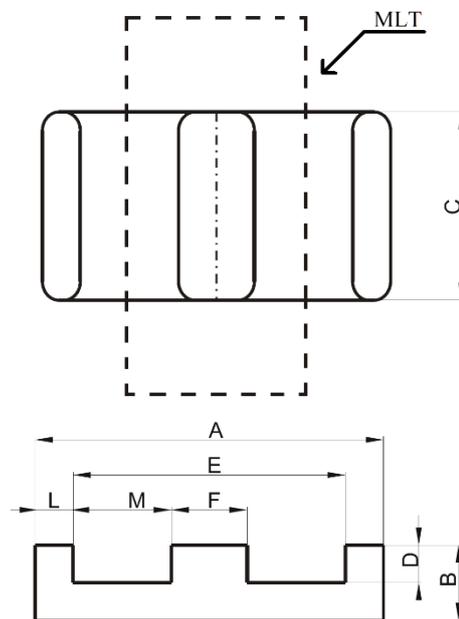
Figura 75 é apresentado o desenho com o comprimento que é definido pela variável MLT obtida em uma montagem EE ou EI, que nesse caso pode ser aproximada de acordo com (5.16)

$$MLT = \left[\frac{LT_{\max} + LT_{\min}}{2} \right]$$

$$LT_{\max} = 2 \left[(2 \cdot M + F) + (2 \cdot M + C) \right]$$

$$LT_{\min} = 2(C + F)$$
(5.16)

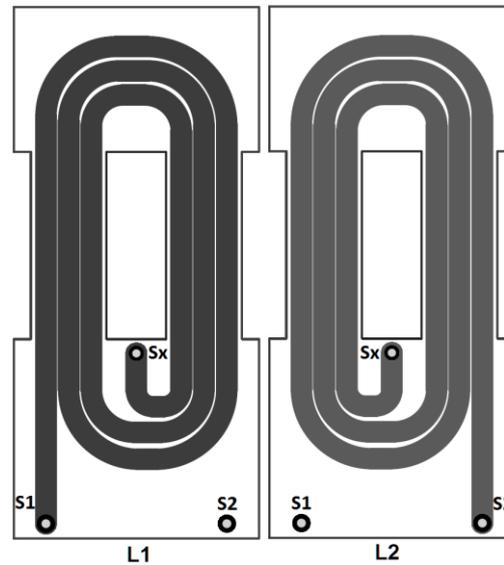
Figura 75 - Comprimento médio das espiras MTL para geometria tipo EE/EI



Fonte: adaptado de [39]

Quando é utilizada a tecnologia de PCI para construção dos enrolamentos, na qual a geometria da bobina que tem uma forma espiral desenhada sobre um plano, é interessante que cada enrolamento seja particionado sempre de duas em duas camadas. Dessa forma é possível acessar os terminais da bobina para conexão com o circuito pelo do lado externo da espira. Por exemplo, no caso apresentado na Figura 76, que mostra um enrolamento com 6 espiras construído em 2 camadas, permitindo o acesso para conexão ao circuito direto pelas extremidades S_1 e S_2 , ficando na região central apenas o ponto S_x utilizado para conexão entre as camadas.

Figura 76 - Enrolamento espiral construído em duas camadas



Fonte: produção do autor

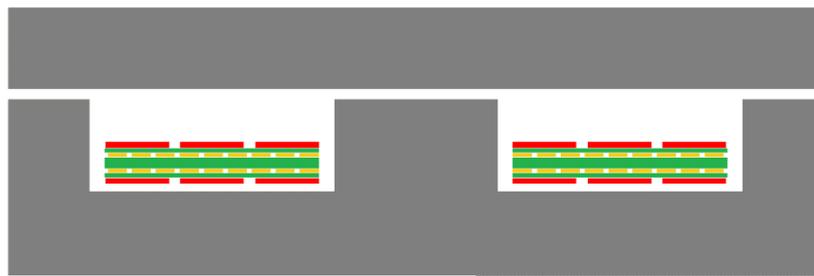
5.6 OBTENÇÃO DA RESISTÊNCIA CA E NÃO IDEALIDADES PARA O TRANSFORMADOR PLANAR

De acordo com os conceitos apresentados ao longo do Capítulo 3, especificamente na seção 3.3, para a obtenção da resistência CA e demais não idealidades, não é conveniente utilizar uma abordagem analítica. No caso do Flyback, principalmente devido a presença do entreferro que dificulta determinar a distribuição da MMF no elemento magnético, que está relacionada ao efeito de proximidade afetando tanto resistência CA quanto a indutância de dispersão [14]. Apesar disso, os conceitos apresentados no Capítulo 3 são de extrema importância, permitindo estabelecer relações entre as variáveis construtivas e seus efeitos nas características do elemento magnético. Pois a compreensão dos conceitos físicos envolvidos permite que sejam realizadas modificações em parâmetros construtivos, como: sobreposição, número de camadas, espessura dos condutores e espessura dos isolantes; visando atender as demandas contraditórias de baixa indutância de dispersão, sem elevar demasiadamente a capacitância parasita. Além disso mantendo uma relação entre resistência CC e CA adequados, ou seja, para que haja um bom aproveitamento dos materiais. Dessa forma os valores relacionados a resistência CA, indutância de dispersão, capacitância parasita podem ser obtidos com auxílio das ferramentas de simulação e modelagem Maxwell[®], PExprt[®] e PEmag[®], apresentadas no Capítulo 4.

5.6.1 Resistência CA na geometria planar

Para verificar os efeitos da resistência CA e das principais não idealidades no EMP, foi realizada análise com Maxwell[®], utilizando um modelo 2D simplificado para uma geometria típica de TP-F. O modelo utilizado na simulação, é apresentado na Figura 77, apresenta 18 espiras no primário representadas em amarelo, 6 espiras no secundário representadas em vermelho e camadas isolantes em verde.

Figura 77 - Modelo 2D simplificado para simulação no Maxwell[®]



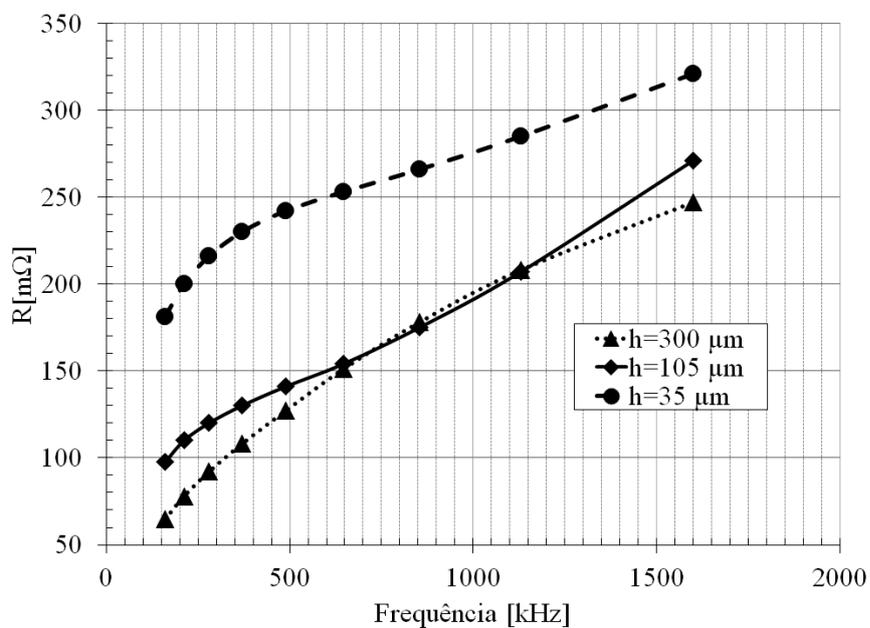
Fonte: produção do autor

A simulação foi realizada para condutores com diferentes valores de espessura, para as trilhas que compõe o enrolamento secundário, mantendo largura das trilhas, distâncias de isolamento e posição dos condutores na janela do núcleo. O modelo foi montado com enrolamentos particionados permitindo intercalar as camadas do primário e do secundário, para redução da indutância de dispersão.

A montagem foi construída com núcleo EI, mantendo condutores afastados do entreferro. A simulação foi realizada para condutores com diferentes valores de espessura, mantendo largura das trilhas, distâncias de isolamento e posição dos condutores na janela do núcleo. Foram avaliadas para valores de espessuras possíveis de serem construídas em um processo de fabricação de PCI típico: de 35 μm , 105 μm e 300 μm . Os valores para resistência CA obtidos para as diferentes espessuras, na faixa de 160 kHz até 1,6 MHz são apresentados na Figura 78. Pode ser constatado, que para as frequências acima de 160 kHz, o aumento na espessura de cobre de 105 μm para 300 μm não traz benefícios. Enquanto que na solução com maior espessura, 300 μm , o valor de resistência CC deve ser praticamente 3 vezes menor, visto que a área da seção aumenta por um fator 300/105, com relação a resistência CA não houve redução significativa. Sendo na Figura 79 é apresentada a relação R_{ac}/R_{dc} , confirmando o efeito

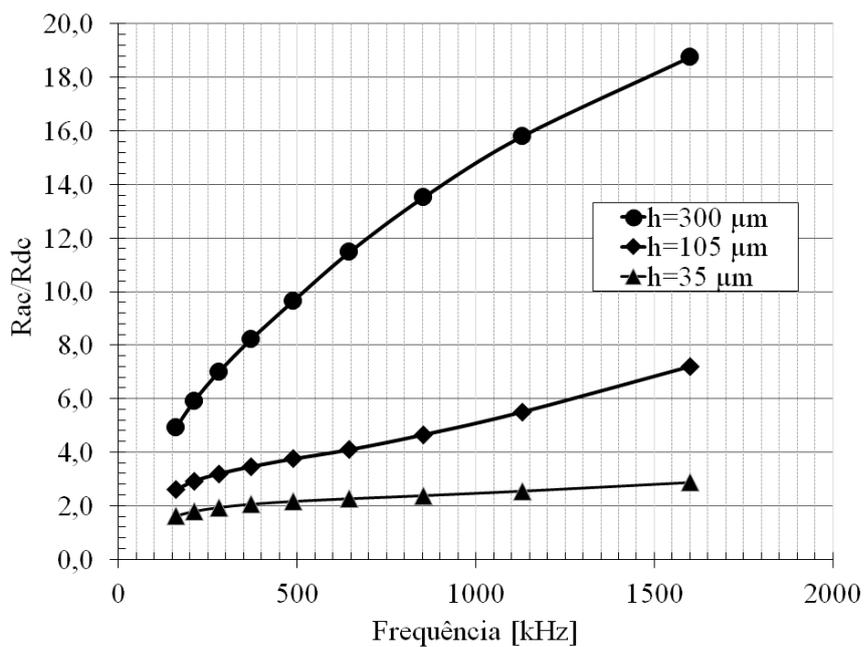
de proximidade para a espessura de 300 μm essa relação é elevada, em torno de 5 vezes à 160 kHz, chegando a mais de 18 vezes para 1,6 MHz.

Figura 78 - Resistência CA do secundário para diferentes valores de espessura de cobre h



Fonte: produção do autor

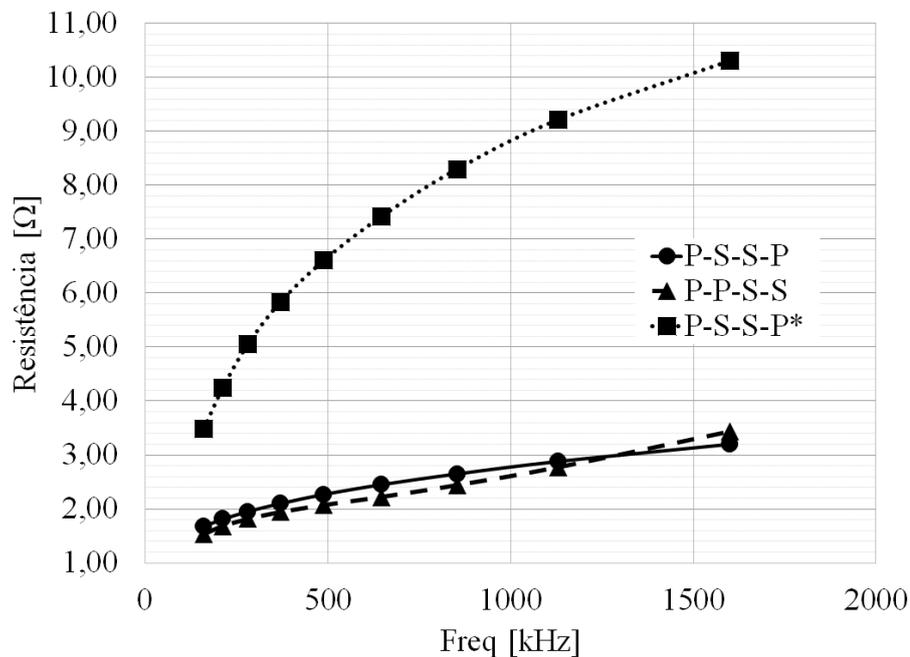
Figura 79 - Relação entre R_{ac}/R_{dc} para diferentes valores de espessura de cobre h



Fonte: produção do autor

Para verificar o efeito do entreferro, foi realizada a simulação com considerando a mesma geometria apresentada na Figura 77, mas mantendo a espessura dos condutores em todas as camadas com 35 μ m. Nesse caso os enrolamentos foram particionados nas seguintes seqüências: P-P-S-S e P-S-S-P mantendo a distância do entreferro em torno de 2,2 mm. Foi realizada uma terceira proposta, para seqüência P-S-S-P* mas nesse caso aproximando os condutores do entreferro em torno de 0,5 mm. Na Figura 80 são apresentadas as curvas com valor da resistência CA para o enrolamento primário, obtidas a partir da simulação no Maxwell[®], realizada com modelo 2D simplificado.

Figura 80 - Resistência CA do enrolamento primário modelo 2D simplificado no Maxwell[®]



Fonte: produção do autor

É possível verificar de acordo com as curvas apresentadas na Figura 80, que para o EMP aplicado ao Flyback, praticamente não há impacto na resistência CA ao se intercalar ou não as camadas do primário e secundário. Entretanto a distância entre os condutores e o entreferro é um fator determinante para reduzir a resistência CA dos enrolamentos. Ainda com base nos resultados obtidos da análise FEA, as perdas no cobre foram recalculadas, comparando com os valores estimados inicialmente através da abordagem analítica, houve um aumento de 9% para a montagem (P-P-S-S), 10% (P-S-S-P) e em torno de 92% (P-S-S-P*).

Sendo assim se confirma, através da análise que o principal aspecto relacionado a resistência CA no caso do EMP para o Flyback é a presença do entreferro. É recomendado então

que os condutores sejam posicionados o mais distante possível do entreferro. Além disso, por esse motivo há um menor aproveitamento da janela do núcleo, pois não é recomendado preencher toda área de janela disponível, com o objetivo de manter os condutores afastados do entreferro (do lado oposto à abertura). Utilizar toda área da janela, maximizando a área com condutores, poderá não trazer benefício esperado, frente à maior quantidade de material utilizado e aumento o custo, ainda em casos extremos podendo levar ao aumento das perdas no cobre.

5.6.2 Indutância de dispersão e capacitância parasita

Na Tabela 7 são apresentados os valores obtidos para a indutância magnetizante do primário, indutância de dispersão e capacitância parasita, obtidos da simulação no Maxwell®, para o modelo 2D simplificado apresentado na Figura 77.

Tabela 7 – Resultados obtidos em análise com modelo 2D simplificado no Maxwell®

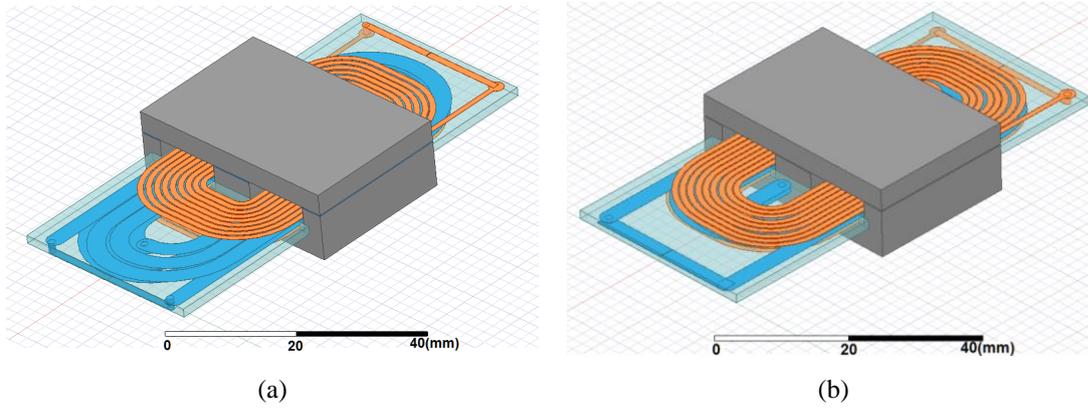
Parâmetros / Montagem	P-P-S-S	P-S-S-P	P-S-S-P*
Indutância vista pelo Primário Lm [μH]	245,6	245,7	241,0
Capacitância vista pelo Primário Cpo [pF]	33,18	12,14	11,97
Capacitância entre o Primário e Secundário Cps0 [pF]	47,30	249,21	216,2
Indutância de dispersão vista pelo Primário Ld @ 160kHz [μH]	2,80	0,534	0,580
Resistência CA do primário Rp_CA @ 160 kHz [m Ω]	1530	1680	3490
Resistência CA do secundário Rs_CA @ 160 kHz [m Ω]	164	181	358

Nesse caso é possível verificar que para o arranjo intercalado é obtida uma menor indutância de dispersão, em torno de 5 vezes menor que no arranjo sem intercalar P-P-S-S. O custo dessa montagem está no aumento da capacitância entre primário e secundário Cps0, que também aumenta praticamente em 5 vezes.

Para o valor da indutância de dispersão, apesar de qualitativamente o resultado representar o comportamento dessa grandeza, em termos de valor absoluto o valor pode divergir consideravelmente do obtido para o componente real. Isso pode ocorrer tanto devido ao desalinhamento das geometrias do primário e secundário, quanto do possível aumento na MLT por conta da isolamento necessária. Para avaliar o valor da indutância nesse caso será necessário

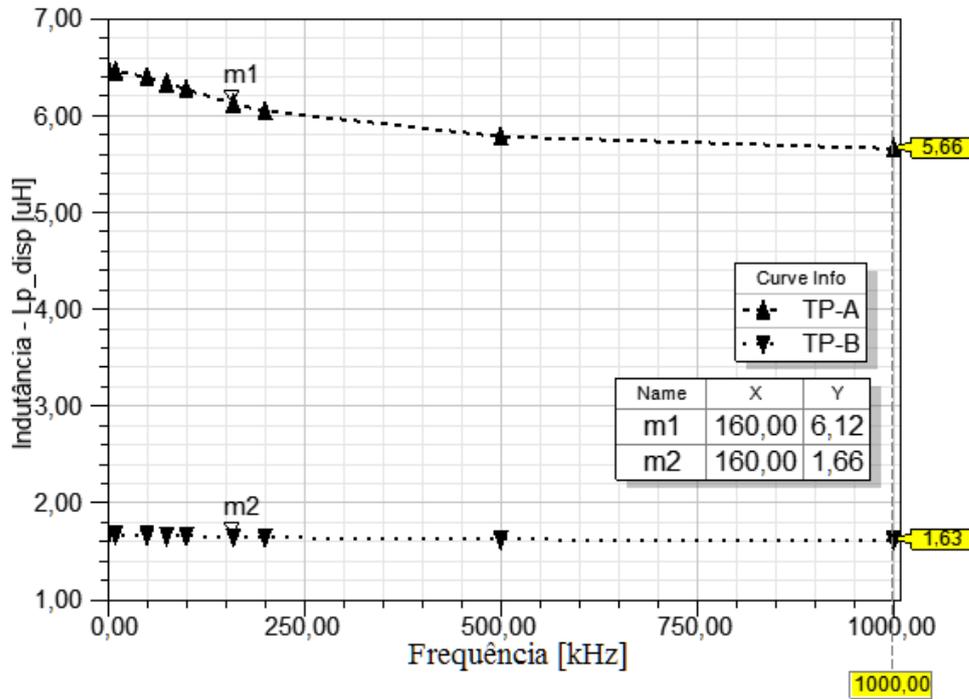
realizar a simulação com modelo 3D físico obtido a partir do projeto do leiaute, conforme apresentado na Figura 81.

Figura 81 - Modelo 3D para as propostas de leiaute: (a) leiaute TP-A e (b) leiaute TP-B



Fonte: produção do autor

Figura 82 - Indutância de dispersão vista pelo primário obtidas do Maxwell® para modelo 3D físico

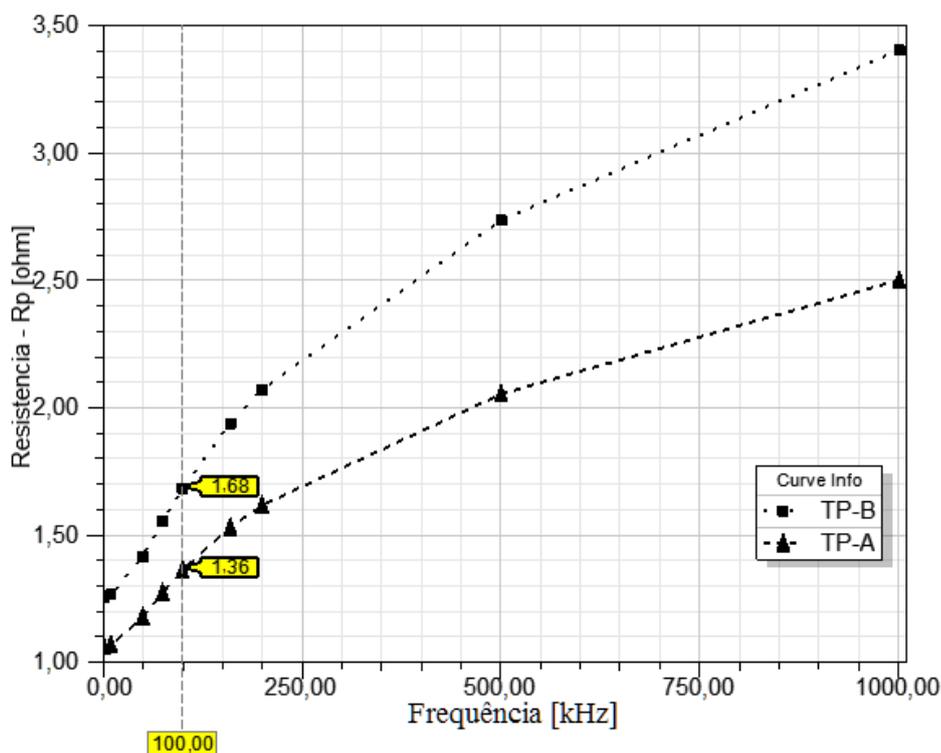


Fonte: produção do autor

Os valores para a indutância de dispersão vista pelo primário, obtida através da análise no Maxwell® para ambos os modelos, são apresentados na Figura 82. Sendo a curva indicada por TP-A referente ao modelo da Figura 81(a) e a curva TP-B correspondente ao modelo da

Figura 81(b). O valor da indutância de dispersão obtida para a frequência de 160 kHz, comparando com os valores obtidos com modelo 2D simplificado, é em torno de 3 vezes maior para o modelo TP-B, chegando a 11 vezes maior para o modelo TP-A. Assim é confirmado o impacto do desalinhamento das geometrias para a indutância de dispersão.

Figura 83 - Resistência CA do primário obtidas do Maxwell® para modelo 3D físico



Fonte: produção do autor

Já na Figura 83 são mostrados os valores obtidos para resistência CA dos enrolamentos do primário nas duas soluções propostas. Nesse caso os valores estão próximos aos obtidos com o modelo 2D simplificado. Sendo que para o modelo TP-A, o valor da resistência resultante é ligeiramente menor devido ao menor comprimento das espiras do primário obtidas para esse leiaute, conforme pode ser visto na Figura 81.

5.7 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

No capítulo 5 foram apresentadas as principais características dos elementos magnéticos com geometria planar EMP. Foram discutidas as particularidades do EMP para construção com a tecnologia de PCI, relacionadas aos fatores kw, Jc e algumas restrições dessa implementação. Por fim as não idealidades incluindo a resistência CA foram obtidas através de simulação no

Maxwell[®] para geometrias típicas. Com os resultados obtidos foram confirmados os conceitos teóricos apresentados no Capítulo 3. Também foram evidenciadas as particularidades do projeto como relação a indutância de dispersão que é sensível a geometria dos condutores, principalmente o alinhamento entre os enrolamentos. Sendo nesse caso necessário utilizar para simulação um modelo 3D baseado no projeto para que sejam obtidos valores que representem o comportamento esperado no componente.

6 PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR FLYBACK-2S E DO ELEMENTO MAGNÉTICO PLANAR

Para comprovar os conceitos, confirmando os resultados teóricos, inclusive os obtidos nas simulações apresentadas no Capítulo 5, foram construídos protótipos do EMP para aplicação no conversor Flyback-2S. Assim como, também foi realizado o projeto do conversor Flyback-2S para aplicação proposta. A partir dos transformadores construídos e, os seus efeitos na operação do conversor, são verificados por meio de simulações.

6.1 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR

Para o circuito do conversor são apresentadas as escolhas realizadas para os principais componentes com base nos esforços de tensão e corrente, calculados no Capítulo 2. Com os parâmetros, principalmente dos semicondutores é possível avaliar o comportamento das perdas e eficiência do conversor adicionando as perdas do EMP aplicado ao mesmo. Também é indicada a estratégia de controle para saída isolada através de optoacoplador e do comando também isolado utilizando um transformador de pulso implementado com construção planar.

6.1.1 Seleção do interruptor principal

O interruptor principal deve suportar uma tensão de bloqueio pelo menos igual a $V_{in_{max}}$ de 750 V (uma vez que será grampeada pelos diodos de recirculação), valor eficaz de corrente $I_{p_{ef_{max}}}$ de 0,75 A e valor de pico de acordo com $I_{p_{pk}}$ do primário de aproximadamente 2,20 A. Para operar com elevada frequência de comutação f_s de pelo menos 160 kHz, realizando a comutação forçada, o interruptor deve ser capaz de comutar com elevado dv/dt , que sugere um baixo tempo de subida e descida do sinal t_f e t_r respectivamente. Foi selecionado o interruptor SiC do fabricante ST[®], item SCT10N120. Este possui tensão de bloqueio de até 1200 V, estando pouco acima do necessário, mas em onerar a resistência do canal $R_{DS_{on}}$ que é de apenas 580 m Ω para T_j de 200 °C. Os valores de t_f e t_r típicos são de 17 ns e 12 ns respectivamente para um R_G de 10 Ω , V_{GS} de -5 V a 20 V, V_{ds} de 800 V e I_D de 6 A [40].

6.1.2 Seleção do diodo de saída

O diodo de saída precisa de uma tensão de bloqueio que suporte a tensão de entrada máxima $V_{in_{max}}$ refletida ao secundário somada a tensão de saída V_o , nesse caso em torno de 300 V. A corrente máxima do diodo é determinada pelo valor de pico $I_{s_{pk}}$ de 6,6 A, o valor médio é de 1,8 A e o valor eficaz definido por $I_{s_{ef}}$ em torno de 2,93 A. Para o diodo de saída

foi selecionado um diodo SiC, do fabricante ST[®], item STPSC10H065D, que possui tensão de bloqueio de 650V, corrente direta com valor médio de 10 A, para temperatura Tc de 85 °C [41].

6.1.3 Seleção do diodo de roda livre

Para o diodo de roda livre, ou recirculação, do conversor foi selecionado o item MUR2100E do fabricante On Semiconductor[®]. O mesmo possui tensão de bloqueio de 1000 V, corrente direta com valor médio de 2 A e apesar de ser considerado ultra-rápido conforme descrição do catalogo [42], o mesmo possui tempo de recuperação reversa relativamente elevado entre 75 ns e 100 ns, o que pode afetar negativamente o desempenho. Mesmo assim, esse item foi aplicado devido a indisponibilidade de um diodo com melhores características para montagem no protótipo.

6.1.4 Seleção do capacitor de saída

O capacitor de saída C_o , é geralmente determinado através do valor eficaz de corrente necessária $I_{C_{ef}}$, no caso em torno de 2,20 A e tensão maior que V_o de 48 V. Para atender a especificação foram utilizados dois capacitores em paralelo, do fabricante TDK EPC[®], item B41866G0687M000, com capacitância de 680 μ F, tensão de 75 V, corrente com valor eficaz de 2,58 A para 100 kHz @ 125°C [43]. Sendo que o valor de capacitância necessário calculado para ondulação de tensão de até 4%, seria de apenas 2,0 μ F.

6.1.5 Circuito de Gate Driver para os interruptores

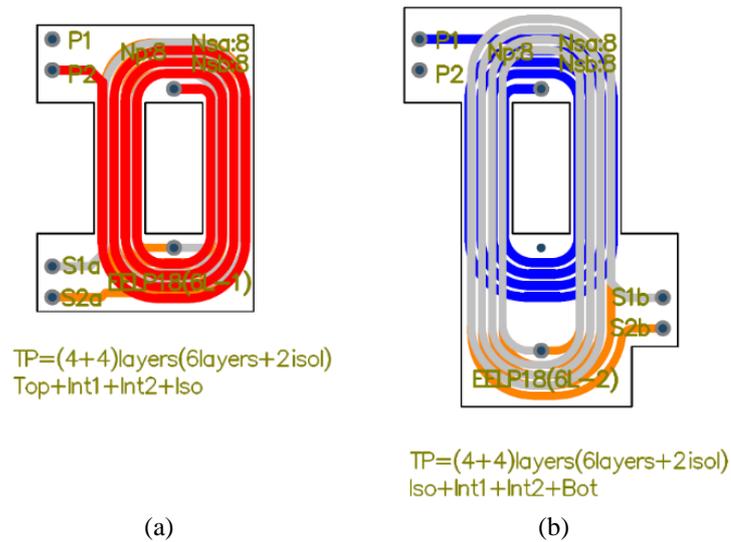
Para o circuito de *gate driver* isolado para os interruptores, será utilizado o circuito proposto por [8], utilizando um transformador de pulso com duas saídas, para sincronizar o comando. Sendo o circuito utilizado adaptado de [9], conforme apresentado na Figura 16.

O transformador de pulso foi realizado utilizando a construção planar, com núcleo EELP18 no material tipo R da Magnetics. As características do projeto do transformador de pulso são apresentadas na Tabela 8. Para formar os 3 enrolamentos necessários (N_p , N_{sa} e N_{sb}) foram utilizadas duas PCIs de 4 camadas cada com espessura de 1,6 mm. Das 8 camadas disponíveis, 2 não foram utilizadas para manter a isolamento entre as placas ao montar o conjunto. O leiaute proposto para o transformador de pulso é apresentado na Figura 84, sendo composto por duas placas. Os enrolamentos foram particionados em duas camadas cada um e intercalados de acordo com a sequência P-Sa-Sa-Sb-Sb-P. Na Figura 85 é mostrada uma fotografia com o protótipo do TP montado. Devido a isolamento as espiras que formam o enrolamento N_{sb} apresentam comprimento em torno de 38% maior em relação a N_p e N_{sa} .

Tabela 8 – Dados do transformador de pulso para circuito de comando isolado

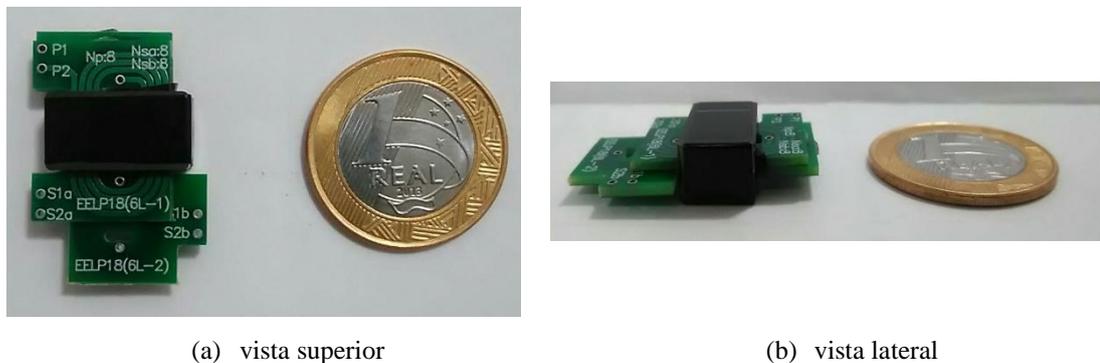
Parâmetro	Valor
Tamanho do núcleo	EELP18
A_e – área efetiva da perna central	41 mm ²
V_e – volume efetivo do núcleo	984 mm ³
L – comprimento do conjunto EE18	17,9 mm
H – altura do conjunto EE18	8,0 mm
W – largura do conjunto EI38	10,0 mm
L_{mp} – indutância de magnetização	217 μ H
R_p/R_{sa} – resistência dos enrolamentos N_p/N_{sa}	0,310 Ω
R_{sb} – resistência do enrolamento N_{sb}	0,430 Ω
$N_p/N_{sa}/N_{sb}$ – número de espiras	8/8/8
$W_p/W_{sa}/W_{sb}$ – largura utilizada em todas as trilhas	0,65 mm
N_{Lp} - número de camadas	6 camadas
	2x (4-1)

Figura 84 - Leiaute proposto para o transformador de pulso EE18: (a) placa superior e (b) placa inferior



Fonte: produção do autor

Figura 85 - Fotografia do protótipo construído para o transformador de pulso EE18



Fonte: produção do autor

6.1.6 Seleção do controlador e circuitos auxiliares

Para o controlador, foi utilizado o UC2844 do fabricante Texas Instruments[®], já apresentado no Capítulo 2 seção 2.6.3, realizando o controle modo corrente. Para permitir o controle em malha fechada diretamente da tensão de saída V_o , mantendo a isolamento da mesma, será utilizada a realimentação através de um optoacoplador, item SFH6156 do fabricante Vishay[®], fechando a malha com o circuito integrado TL431A, conforme apresentado em detalhes em [8]. O circuito de controle implementado pode ser verificado com maiores detalhes no Apêndice A1.

6.2 METODOLOGIA DE PROJETO PARA O ELEMENTO MAGNÉTICO PLANAR

Com base nas expressões matemáticas, conceitos apresentados no Capítulo 3 e Capítulo 5. Também considerando as ferramentas de simulação apresentadas no Capítulo 4, foi definida uma metodologia para o projeto do EMP, que contempla os seguintes passos:

- Projeto preliminar utilizando base analítica para definição tamanho do núcleo e número de espiras, definição do material, frequência de comutação e realizada a validação inicial com PExprt[®].
- Geração dos modelos em 2D com PExprt[®] e PEmag[®] para simulação no Maxwell[®]
- Aplicação de modificações no modelo 2D, arranjo e geometria das espiras, com base nos conceitos físicos, para redução da resistência CA devido aos efeitos da MMF, obtenção da indutância de dispersão e capacitâncias parasitas. Verificação dos efeitos em alta frequência Maxwell[®].
- Execução do projeto com ferramenta de edição de layout PCI Altium Designer[®].
- Criação de modelo 3D, baseado no projeto PCI para validação no Maxwell, obtendo valores corrigidos principalmente para indutância de dispersão.
- Criação dos modelos de simulação elétrica para avaliar desempenho no circuito do conversor.

6.3 PROJETO PELIMINAR DO ELEMENTO MAGNÉTICO

Como projeto preliminar é considerada a pré-seleção do núcleo considerando as restrições da tecnologia de PCI utilizada, dimensionamento dos condutores com base no número de espiras, dentre as etapas que são realizadas tem-se:

- Pré-seleção do núcleo com base na potência e produto de áreas AeAw.
- Verificação das perdas CC no cobre.
- Verificação das perdas no núcleo magnético.
- Cálculo das perdas CA nos condutores.
- Verificação das perdas e rendimento teórico para o conversor

6.3.1 Pré-seleção do núcleo

A pré-seleção do núcleo pode ser realizada através do AeAw, calculado com base nas restrições impostas pela tecnologia utilizada para construção dos enrolamentos, nesse caso para a fabricação da PCI. Também são utilizados os parâmetros elétricos do conversor assim como as escolhas de projeto realizadas com base nas características típicas do EMP.

Tabela 9 – Restrições da tecnologia PCI utilizada e parâmetros de projeto

Parâmetro	Valor
Número de camadas	4 camadas
Espessura do cobre	35 μm
Espessura total da PCI E_{spPCI}	1,6 mm
Menor isolamento entre trilhas s	0,2 mm
Isolação para as bordas sp	
Camadas internas	0,5 mm
Camadas externas	0,3 mm
Fator de utilização da PCI com condutores k_{cPCI}	8,75%
Fator de utilização da janela Pela PCI $k_{wPCI} @ H_w = 2,5x E_{spPCI}$	40%
Fator de utilização da janela kw	3,5%
Densidade de corrente possível Jd para 4 camadas com $\Delta T \approx 40^\circ\text{C}$	2500 A/cm ²
Densidade de fluxo ΔB	160 mT

A partir dos parâmetros de projeto definidos na Tabela 9 e dos dados referentes ao conversor, definidos ainda no Capítulo 2 e apresentados Tabela 2, o valor do AeAw pode ser calculado.

$$AeAw = \frac{\frac{2\sqrt{3}}{3} P_o \sqrt{D}}{J_d \cdot f_s \cdot k_p \cdot k_w \cdot \Delta B \cdot \eta} = 7101,88 \text{mm}^4 \quad (6.1)$$

O núcleo com geometria, com tamanho mais próximo disponível é o EI38, que apresenta AeAw de 9661 mm⁴, com Ae de 192 mm². Para operação próxima ao valor de ΔB definido em

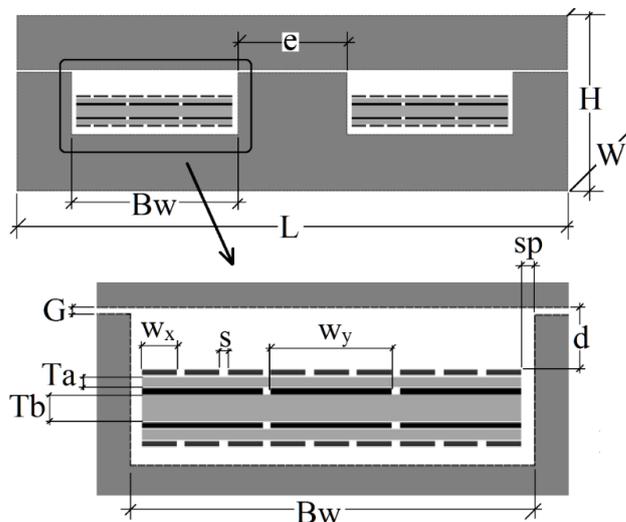
160 mT, nesse caso são necessárias 18 espiras no primário. Para essa condição são calculadas as dimensões possíveis para os condutores permitindo estimar inicialmente as perdas no EMP, ainda sem considerar a resistência CA, verificando a elevação de temperatura. Os valores obtidos para construção do EMP com núcleo EI38 são apresentados na Tabela 10.

Tabela 10 – Resultados construtivos obtidos com PExprt® utilizando núcleo EI38

Parâmetro	Valor
Tamanho do núcleo	EI38
A_e – área efetiva da perna central	192 mm ²
V_e – volume efetivo do núcleo	8520 mm ³
e – largura da perna central	7,62 mm
B_w – largura da janela	11,4 mm
H_w – altura da janela	4,32 mm
L – comprimento do conjunto EI38	38,1 mm
H – altura do conjunto EI38	12,0 mm
W – largura do conjunto EI38	25,4 mm
G – comprimento do ½ entreferro	0,178 mm
N_p – número de espiras do primário	18
N_s – número de espiras do secundário	6
w_x – largura das trilhas no primário	0,92 mm
w_y – largura das trilhas no secundário	3,0 mm
T_a – espessura dos isolantes entre camadas externas	0,32 mm
T_b – espessura dos isolantes entre camadas internas	0,80 mm

As principais grandezas apresentadas na Tabela 10, podem ser verificadas na Figura 86, que representa a seção transversal do EMP construído com um núcleo EI.

Figura 86 - Seção transversal do EMP com as principais grandezas



Fonte: produção do autor

6.3.2 Cálculo das perdas e elevação de temperatura

Utilizando as equações apresentadas no Capítulo 5, seção 5.3.2, pode ser verificada a elevação de temperatura nas trilhas da PCI, considerando as dimensões utilizadas no projeto e corrente eficaz máxima em cada um dos enrolamentos, de acordo com (6.2), (6.3) e (6.4).

$$\begin{aligned}\Delta T_{ext} &= 215.3 \cdot (I_{ef} \cdot Nx)^2 \cdot (W_x \cdot Nx)^{-1.15} \cdot Th^{-1.0} \\ \Delta T_{ext} &= 215.3 \cdot \left(0,749A \cdot \frac{18}{2}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,92mm}{0,0254mm} \cdot \frac{18}{2}\right)^{-1.15} \cdot \left(\frac{0,035mm}{0,0254mm}\right)^{-1.0} \\ \Delta T_{ext} &= 9,1^\circ C\end{aligned}\quad (6.2)$$

$$\begin{aligned}\Delta T_{int} &= 200 \cdot (I_{ef} \cdot Nx)^{1.9} \cdot (W_x \cdot Nx)^{-1.10} \cdot Th^{-1.52} \\ \Delta T_{int} &= 200 \cdot \left(2,93A \cdot \frac{6}{2}\right)^{1.9} \cdot \left(\frac{3mm}{0,0254mm} \cdot \frac{6}{2}\right)^{-1.10} \cdot \left(\frac{0,035mm}{0,0254mm}\right)^{-1.52} \\ \Delta T_{int} &= 12^\circ C\end{aligned}\quad (6.3)$$

$$\begin{aligned}\Delta T_{ef} &= 2 \cdot \Delta T_{ext} + 2 \cdot \Delta T_{int} \\ \Delta T_{ef} &= 2 \cdot (9,1^\circ C) + 2 \cdot (12,0^\circ C) \\ \Delta T_{ef} &= 42,2^\circ C\end{aligned}\quad (6.4)$$

Com o auxílio do PExprt[®], considerando os aspectos construtivos apresentados na Tabela 10, são obtidos os valores para densidade de corrente, perdas, variação da densidade de fluxo e elevação de temperatura global no EMP, conforme apresentado na Tabela 11.

Tabela 11 – Resultados baseados no modelo analítico para o projeto EMP

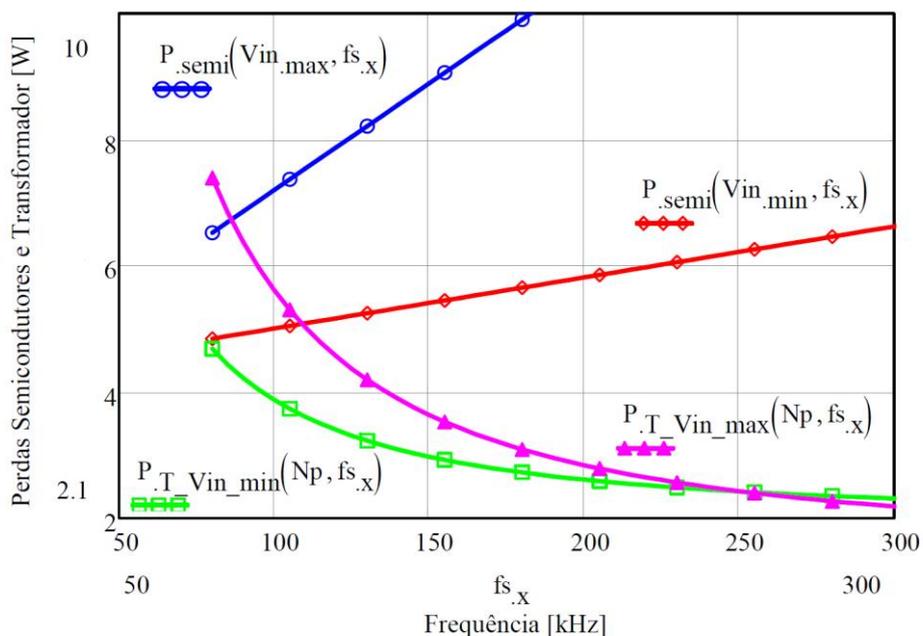
Parâmetro	Valor
Jp – densidade de corrente no primário	
Para Vin _{max}	1381 A/cm ²
Para Vin _{min}	2324 A/cm ²
Js – densidade de corrente no secundário	2790 A/cm ²
Perdas no cobre	
Para Vin _{max}	1,51 W
Para Vin _{min}	2,00 W
ΔB – variação da densidade de fluxo	162,9 mT
Perdas no núcleo	
Para Vin _{max}	1,91 W
Para Vin _{min}	0,87 W
ΔT _{max} – elevação de temperatura	
Máxima @ temperatura ambiente 25°C	47,0 °C

Os valores apresentados na Tabela 11, foram obtidos para o núcleo na geometria EI38, utilizando o material magnético tipo R do fabricante Magnetics^{inc} [39].

6.3.3 Verificação de perdas e rendimento teórico do conversor

Para complementar o estudo das perdas e rendimento teórico do conversor, deve ser obtida uma curva de rendimento em função da frequência, somando a contribuição dos semicondutores e do transformador. Para as perdas nos semicondutores, podem ser utilizadas as expressões analíticas apresentadas no Capítulo 2. Já para as perdas relacionadas ao elemento magnético em função da frequência, pode ser considerado o estudo apresentado no Capítulo 5, ainda sem considerar o efeito da resistência CA dos condutores, que é obtida através de simulação FEA. Apesar de não considerar as perdas devido à resistência CA a análise se mostra válida, pois é possível verificar o efeito da frequência de comutação no rendimento global. A ponderação nesse caso é que o valor obtido para o rendimento será no mínimo menor, caso a resistência CA possua valor relevante para frequência de trabalho considerada.

Figura 87 – Valores teóricos para as perdas nos semicondutores P_{semi} e no transformador $P_{T_Vin_min}$ e $P_{T_Vin_max}$ em função da frequência de comutação

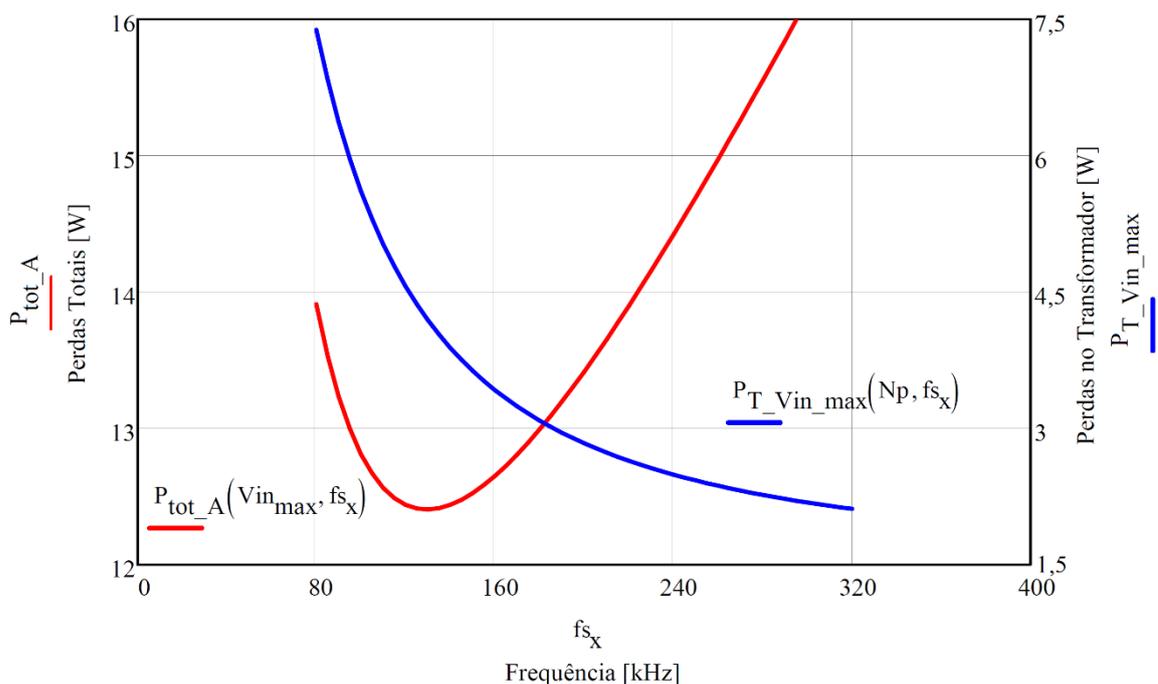


Fonte: produção do autor

Na Figura 87 são apresentadas as curvas obtidas para as perdas nos semicondutores P_{semi} em função da frequência para a tensão máxima e mínima na entrada do conversor. Também são

apresentadas as curvas, considerando as perdas no transformador $P_{T_{Vin_max}}$ e $P_{T_{Vin_min}}$ para os extremos da tensão na entrada em função da frequência, mas nesse caso considerando o valor de N_p fixo em 18 espiras, de acordo com valor definido no projeto do EMP. Para a condição de trabalho do conversor é possível verificar que a principal contribuição para as perdas é dos semicondutores. Sendo que as perdas sobem muito rapidamente para tensão de entrada V_{in_max} , o que significa que a principal contribuição se deve as perdas por comutação nos interruptores. Enquanto que no transformador, em tese sem considerar o incremento devido as perdas CA dos enrolamentos e mantendo o número de espiras constante conforme projeto, as perdas devem diminuir com o aumento na frequência. Porém, a redução das perdas no transformador não compensa o aumento das perdas nos semicondutores.

Figura 88 - Valores teóricos para as perdas totais P_{tot_A} e no transformador $P_{T_{Vin_max}}$ para tensão máxima V_{in_max} em função da frequência de comutação



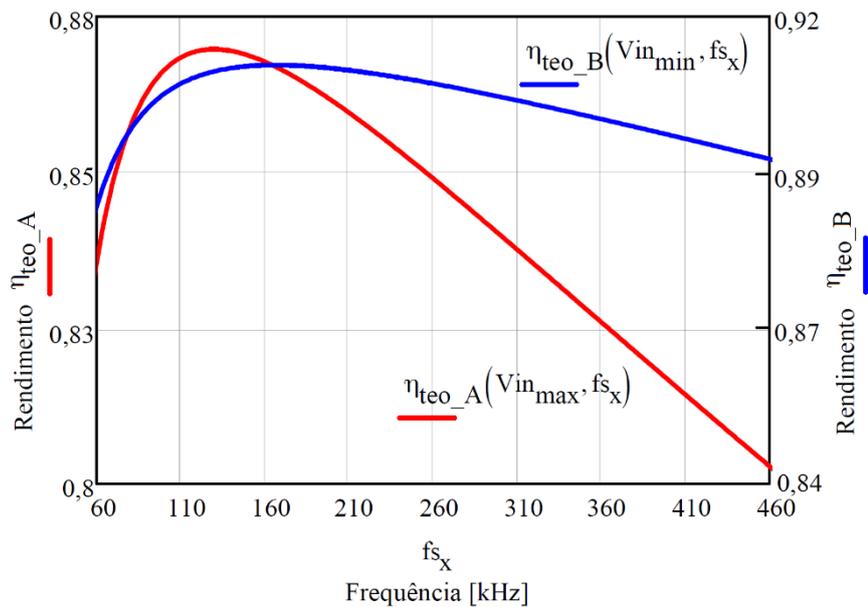
Fonte: produção do autor

Na Figura 88 são mostradas as curvas obtidas para as perdas totais P_{tot_A} , somando as contribuições do transformador e dos semicondutores, para tensão V_{in_max} . Ainda no mesmo gráfico é mantida a curva que representa as perdas no transformador para $P_{T_{Vin_max}}$, utilizando o eixo coordenado secundário, mostrado ao lado direito. Através da curva P_{tot_A} é possível verifica que o ponto de mínimo que representa a região com menores perdas ocorre um pouco

abaixo de 160 kHz, no caso em torno de 130 kHz, que representaria o ponto com maior eficiência para o conversor. Entretanto nessa condição as perdas no transformador são elevadas, para o tamanho do EMP, o que levariam a elevação de temperatura excessiva no transformador.

Na Figura 89 são mostradas as curvas obtidas para o rendimento teórico calculado para tensão máxima e mínima de entrada $\eta_{\text{teo_A}}$ e $\eta_{\text{teo_B}}$ respectivamente. Para frequência de 160 kHz, o rendimento teórico do conversor $\eta_{\text{teo_A}}$ é fica em torno de 87% (verificada na escala do eixo coordenado ao lado esquerdo do gráfico) enquanto que $\eta_{\text{teo_B}}$ chega a 91% (conforme valores do eixo coordenado ao lado direito do gráfico).

Figura 89 – Rendimento teórico para tensão de entrada máxima $\eta_{\text{teo_A}}$ e para tensão de entrada mínima $\eta_{\text{teo_B}}$ em função da frequência de comutação



Fonte: produção do autor

Ainda verificando o gráfico apresentado na Figura 89, convém destacar que para valores de frequência de comutação logo acima de 160 kHz, o rendimento do conversor, para tensão de entrada máxima, começa a cair rapidamente. Ou seja, para uma a faixa de frequência que vai de 100 kHz até em torno 170 kHz o rendimento do conversor deve ser manter acima de 87%, sendo que o maior valor possível para $V_{\text{in_max}}$ é de pouco menos de 87,5%. Dessa forma, é conveniente manter a frequência de comutação inicialmente estabelecida em 160 kHz, mantendo as perdas no transformador controladas, evitando uma elevação de temperatura excessiva, mas com pequeno ônus para eficiência global.

6.4 LEVANTAMENTO DAS PERDAS COM RESISTÊNCIA CA E NÃO IDEALIDADES

De acordo com a dados do projeto apresentados na seção 6.3.1, foi realizada simulação no Maxwell[®], utilizando o modelo 2D simplificado, criado com auxílio do PEmag[®]. Nesse caso foram avaliadas duas das possíveis sequências: P-P-S-S e P-S-S-P. Sendo que para a sequência P-P-S-S também foi considerada uma terceira variação, apenas para verificação, com os enrolamentos próximos ao entreferro identificada como P-P-S-S*. Na Tabela 12 são apresentados os resultados obtidos para as perdas no cobre e a elevação de temperatura equivalente, assim como os valores de capacitância e indutância. Verifica-se que as perdas no cobre são máximas para $V_{in_{min}}$, enquanto as perdas no núcleo (mantendo os valores obtidos analiticamente e apresentados na Tabela 11) são máximas para $V_{in_{max}}$. Nesse caso o valor apresentado para elevação de temperatura ΔT_{max} ocorre para $V_{in_{max}}$. Para a relação entre as indutâncias L_d/L_m , vale ressaltar que os valores obtidos são relativamente baixos, comparando ao caso apresentado no Capítulo 2 com L_d/L_m de 3,5%. Na proposta P-S-S-P é obtido o menor valor para L_d ao custo de se elevar a capacitância entre os enrolamentos C_{pso} .

Tabela 12 – Resultados Maxwell[®] modelo 2D simplificado para o projeto EMP

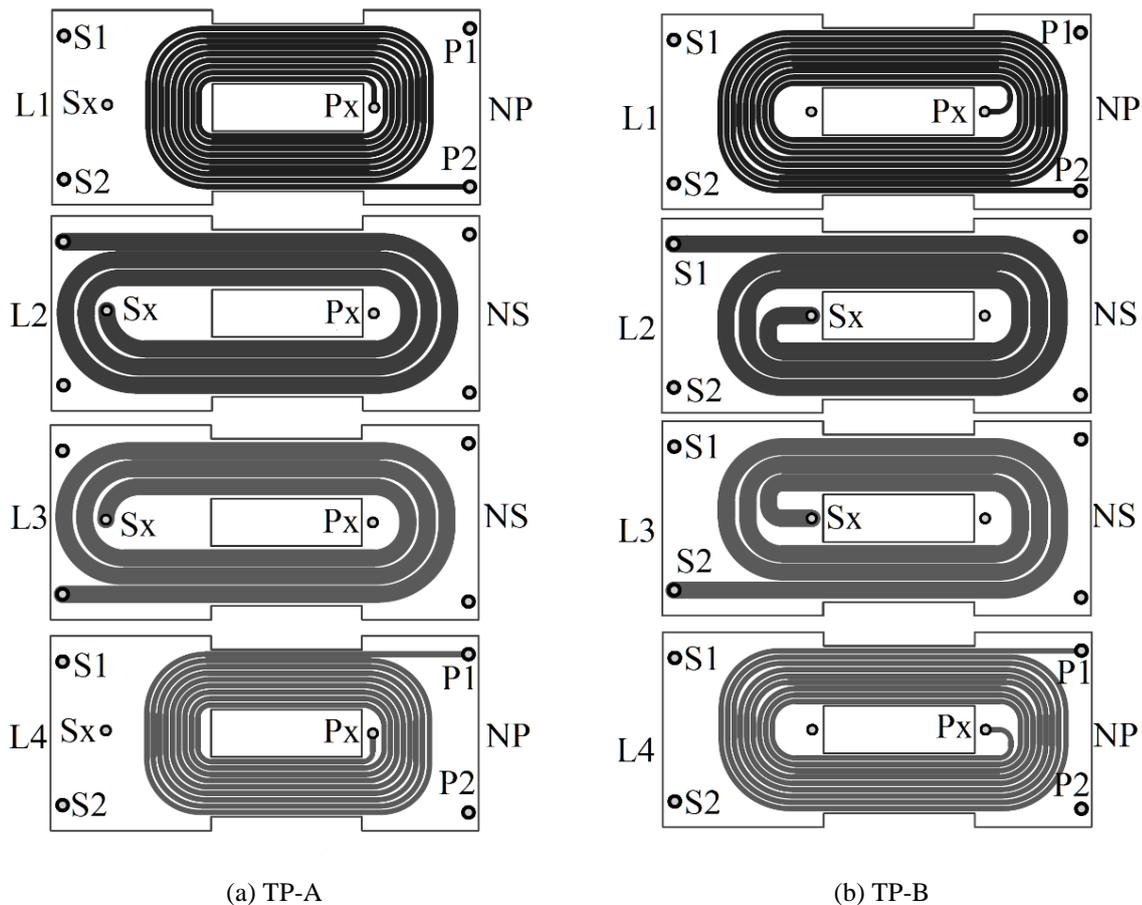
Parâmetros/Montagem	P-P-S-S*	P-P-S-S	P-S-S-P
Perdas no cobre			
Para $V_{in_{max}}$	2,62 W	1,82 W	1,88 W
Para $V_{in_{min}}$	3,24 W	2,21 W	2,22 W
L_m – Indutância vista pelo primário	263,7 μ H	266,3 μ H	267,0 μ H
L_d – Indutância de dispersão	3,4 μ H	3,2 μ H	0,567 μ H
L_d/L_m – Relação entre indutâncias	1,29 %	1,20 %	0,21 %
C_{po} – capacitância do primário	23,40 pF	28,14 pF	11,07 pF
C_{pso} – capacitância entre primário e secundário	35,01 pF	34,98 pF	230,03 pF
ΔT_{max} – elevação de temperatura Máxima @ temperatura ambiente 25°C	62,1 °C	51,0 °C	51,8 °C

Conforme o esperado, de acordo com os conceitos teóricos, ao considerar o efeito da resistência CA dos enrolamentos, para as sequências construtivas P-P-S-S, P-S-S-P, e mantendo o posicionamento das bobinas em torno de 2,2 mm do entreferro, foi obtido um incremento de apenas 10% das perdas no cobre. Esse aumento resultou em um incremento na elevação de temperatura, comparado ao resultado analítico, de pouco menos de 5°C, de 47°C para 51,8°C. Já para a configuração não recomendada P-P-S-S* o aumento das perdas no cobre ficou em torno de 73%, resultando em um incremento na elevação de temperatura de 15°C, de 47°C para 62,1°C para esse caso.

6.5 PROJETO E SIMULAÇÃO DO ELEMENTO MAGNÉTICO COM MODELO FÍSICO 3D

Com os parâmetros construtivos definidos, o leiaute para as bobinas do EMP foi realizado com auxílio da ferramenta EDA Altium Designer[®]. Na Figura 90 são apresentadas duas propostas de leiaute para EMP construído em uma PCI com 4 camadas utilizando tecnologia de PCI com vias passantes. As vias de interconexão são representadas nos pontos indicados por Px e Sx, sendo P1/P2 os terminais de acesso para o enrolamento primário NP e S1/S2 os terminais para acesso ao enrolamento secundário NS. Nesse caso devido a isolamento mantida entre Sx e NP de pelo menos 5,5 mm (superfície nas camadas externas) e de 3,0 mm entre Px e NS (para as camadas internas), ocorre o desalinhamento entre as geometrias. Nesse caso para implementar a solução conforme proposta P-P-S-S, nesse caso basta alterar a sequência de montagem das camadas nos arquivos de fabricação da PCI.

Figura 90 - Propostas de leiaute para EMP com 4 camadas

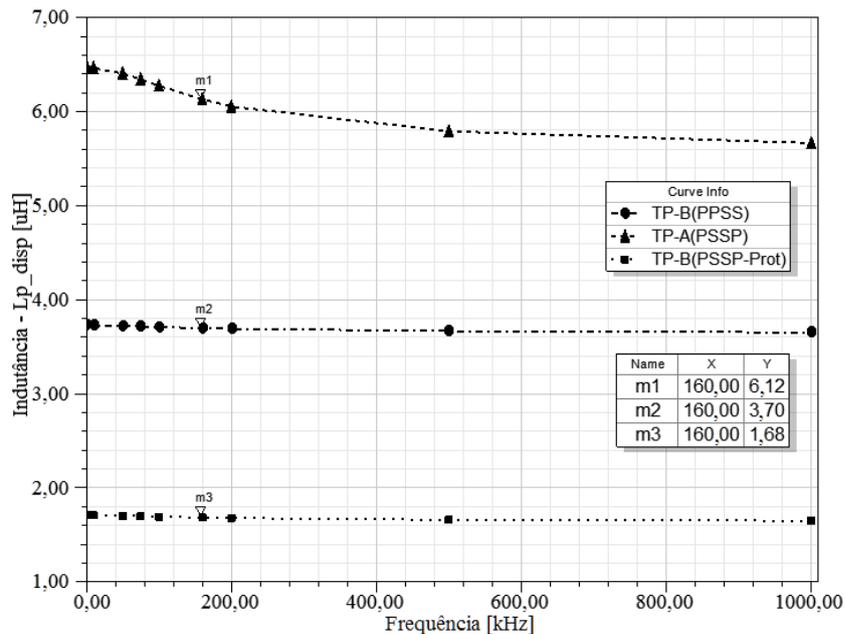


Fonte: produção do autor

Apesar de apresentar o mesmo número de espiras e mesmo que seja utilizada a mesma sequência para montagem das camadas em ambas as propostas de leiaute, o valor da indutância de dispersão resultante para o leiaute apresentado na Figura 90(a) será maior que o obtido na proposta da Figura 90(b) devido ao desalinhamento dos enrolamentos.

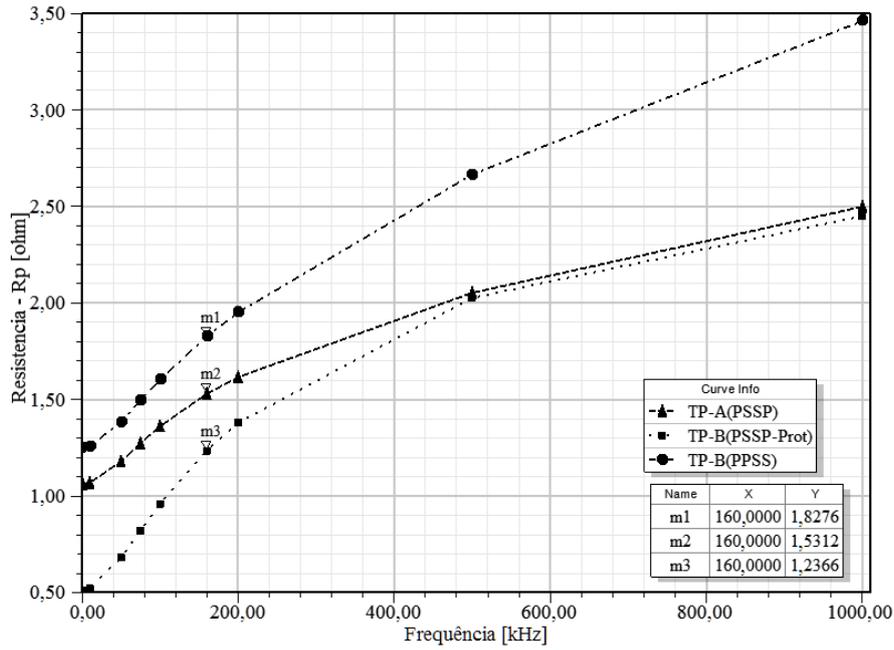
Os valores para a indutância de dispersão vista pelo primário, obtida através da análise no Maxwell[®] para as construções propostas, são apresentados na Figura 91. Sendo a curva indicada por TP-A(PSSP), com L_d/L_m de 2,35 %, referente ao leiaute da Figura 90(a) a curva TP-B(PSSP-Prot), com L_d/L_m de 0,65 %, correspondente ao modelo da Figura 90(b) e a curva TP-B(PPSS), com L_d/L_m de 1,42 %, ainda para o leiaute da Figura 90(b) mas para sequência das camadas não intercalada. No caso dos valores apresentados para TP-B(PSSP-Prot), o modelo foi ajustado de acordo com a espessura de cobre efetivamente verificadas nos protótipos após fabricação: em torno de 90 μ m para as camadas externas frente ao valor especificado inicialmente no projeto de 35 μ m. Na Figura 92 são mostradas as curvas de resistência do enrolamento primário em função da frequência. É possível verificar em baixa frequência, o menor valor de resistência, em torno 0,5 Ω , na proposta TP-B(PSSP-Prot) devido a maior espessura de cobre. Mas os valores da resistência do enrolamento se aproxima, em alta frequência (em torno de 500 kHz) da proposta TP-A(PSSP). Na Figura 93 são mostradas em detalhe as curvas de resistência do primário até a frequência de 200 kHz.

Figura 91 - Indutância de dispersão vista pelo primário L_d obtidas do Maxwell[®] com modelo 3D



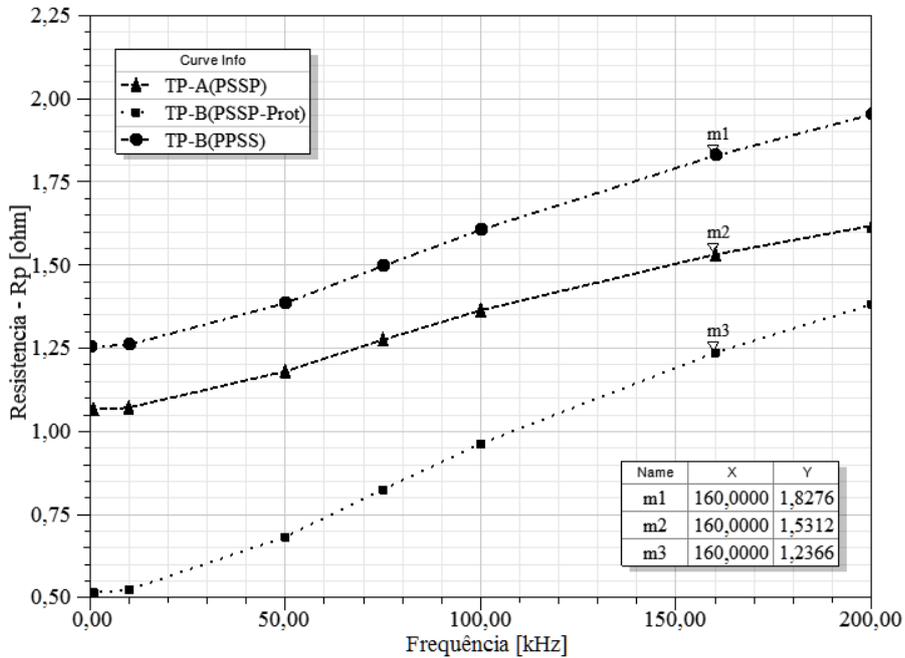
Fonte: produção do autor

Figura 92 - Resistência CA do enrolamento primário obtida do Maxwell® com modelo 3D



Fonte: produção do autor

Figura 93 – Detalhe da resistência CA até 200 kHz para o enrolamento primário obtidas do Maxwell® com modelo 3D

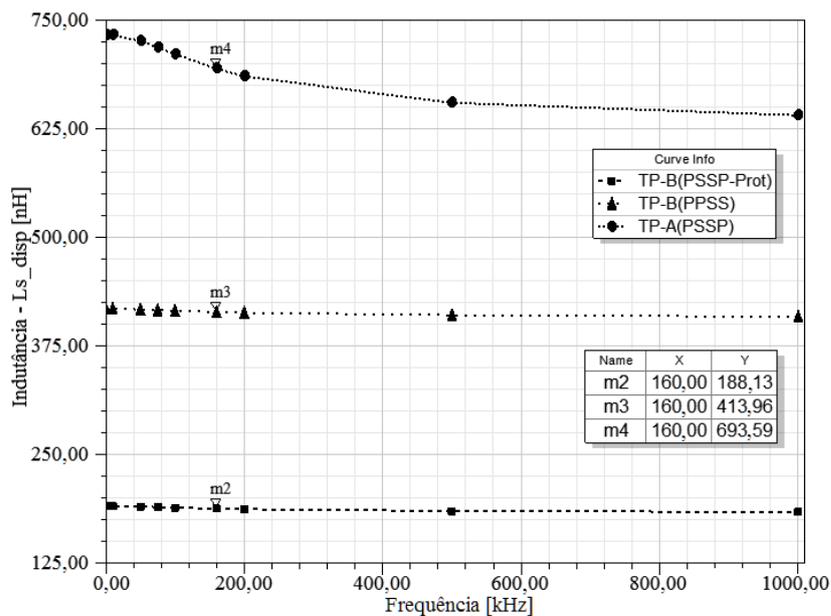


Fonte: produção do autor

A indutância de dispersão vista pelo secundário é apresentada na Figura 94, mantendo coerência com os valores vistos pelo primário. Já na Figura 95 são apresentadas as curvas de

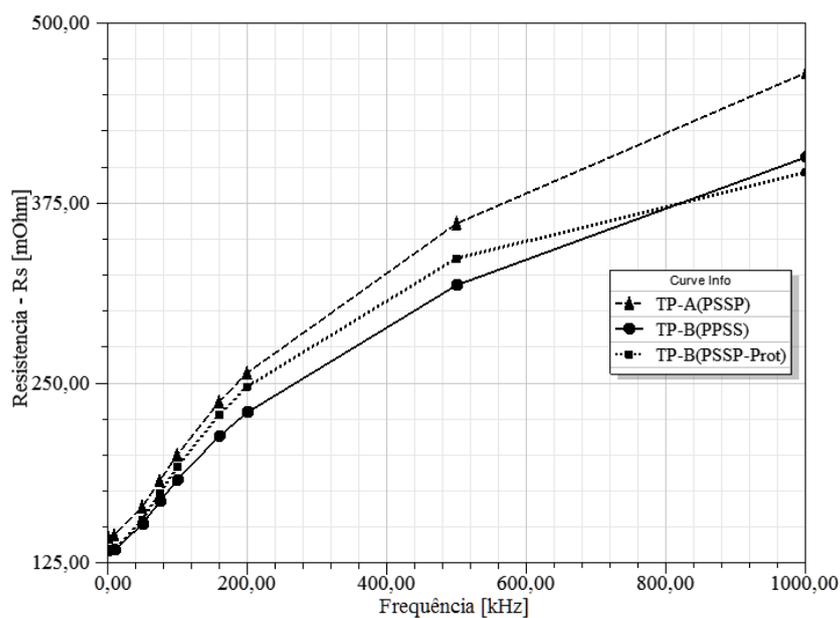
resistência CA para o enrolamento secundário, que nesse caso para TP-B(PSSP-Prot) não são afetadas pela maior espessura de cobre que ocorre apenas nas camadas externas. Já as curvas de resistência CA para o enrolamento secundário são mostradas, com maior detalhe até a frequência de 200 kHz, na Figura 96.

Figura 94 - Indutância de dispersão vista pelo secundário obtidas do Maxwell® com modelo 3D



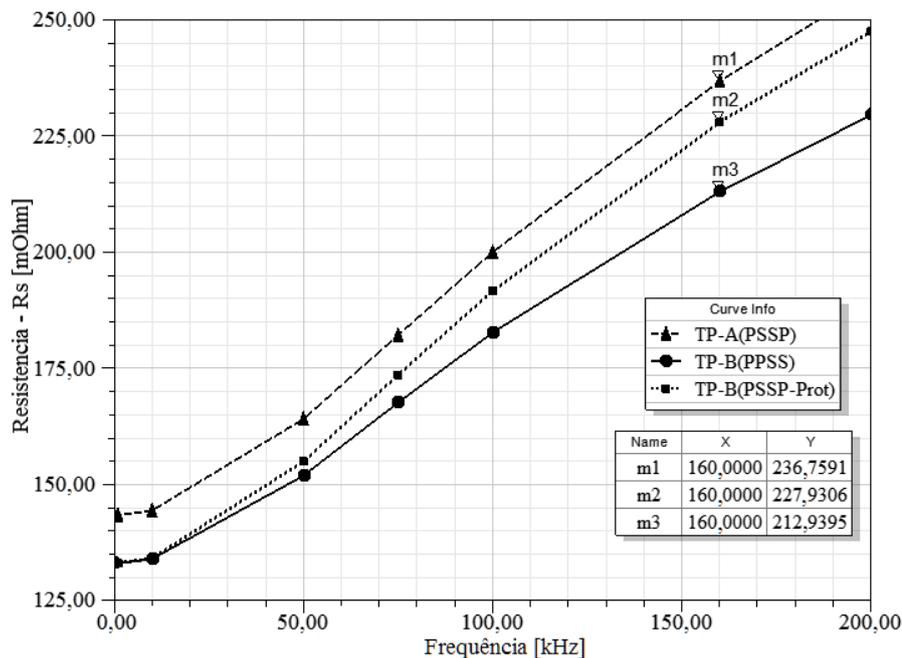
Fonte: produção do autor

Figura 95 - Resistência CA do enrolamento secundário obtida do Maxwell® com modelo 3D



Fonte: produção do autor

Figura 96 - Detalhe da resistência CA mostrada até 200 kHz para o enrolamento secundário obtida do Maxwell® com modelo 3D



Fonte: produção do autor

6.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NO CIRCUITO CONVERSOR

Conforme apresentado no Capítulo 4, utilizando as ferramentas PEmag® e Maxwell® é possível obter um modelo elétrico equivalente para simulação do EMP no circuito do conversor. O modelo elétrico equivalente é obtido através de simulação no Maxwell® com modelo 2D simplificado, onde o valor da indutância de dispersão não é corretamente calculado. Por esse motivo, ainda no PEmag®, pode ser realizada a correção do valor da indutância de dispersão, acrescentando o valor de indutância adicional ao modelo.

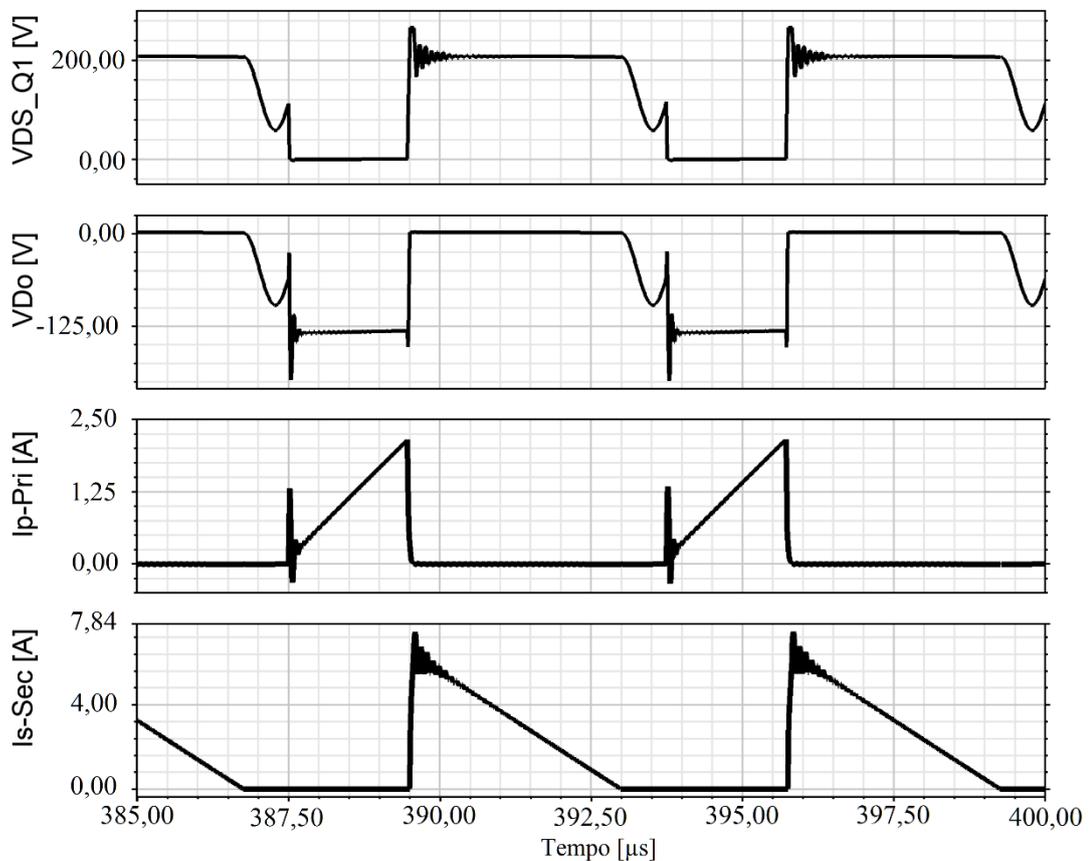
Os principais resultados para as perdas e eficiência, obtidos na simulação do circuito do conversor, considerando os semicondutores selecionados apresentados na seção 6.1, e a proposta para EMP para a configuração P-S-S-P, considerando o leiaute TP-A que representa o pior resultado para indutância de dispersão (com L_d em torno de $6,2 \mu\text{H}$) são sumarizadas na Tabela 13.

Tabela 13 - Resultado obtidos por simulação para o conversor Flyback-2S com EMP EI38

Parâmetro	PSSP-TP-A	PSSP-TP-A	PSSP-TP-A
	Vin _{min} [265 V]	Vin[350 V]	Vin _{max} [750 V]
Potência de Entrada	95,46W	95,10 W	98,52 W
Potência de Saída	86,66 W	85,48 W	84,52 W
Tensão de Entrada	265,0 V	350,0 V	750,0 V
Tensão de Saída	48,10 V	47,77 V	47,50 V
Perdas nos interruptores 2x	2,24 W	2,71 W	5,14 W
Perdas no diodo de saída	3,33 W	3,33 W	3,30 W
Perdas no cobre	2,36 W	2,50 W	3,65 W
Perdas no núcleo (PExprt)	0,87 W	1,08 W	1,91 W
Perdas Totais	8,80 W	9,62 W	14,0 W
Rendimento η simulação	90,8 %	89,9 %	85,8 %

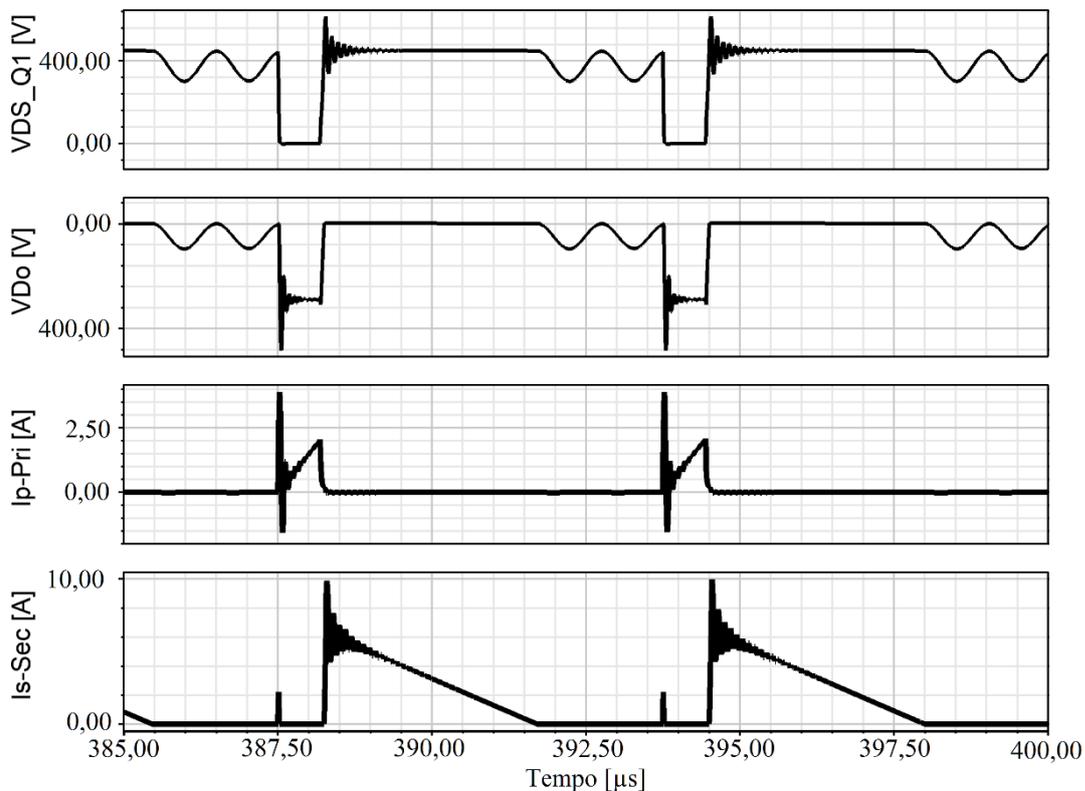
As formas de onda obtidas para os pontos avaliados na simulação, correspondentes a condição de tensão de entrada $V_{in_{min}}$ de 265 V e $V_{in_{max}}$ de 750 V, são apresentadas na Figura 97 e na Figura 98 respectivamente.

Figura 97 - Formas de onda obtidas por simulação para modelo EI38 (P-S-S-P) leiaute TP-A para tensão de entrada mínima de 265 V



Fonte: produção do autor

Figura 98 - Formas de onda obtidas por simulação para modelo EI38 (P-S-S-P) leiaute TP-A para tensão de entrada máxima de 750 V

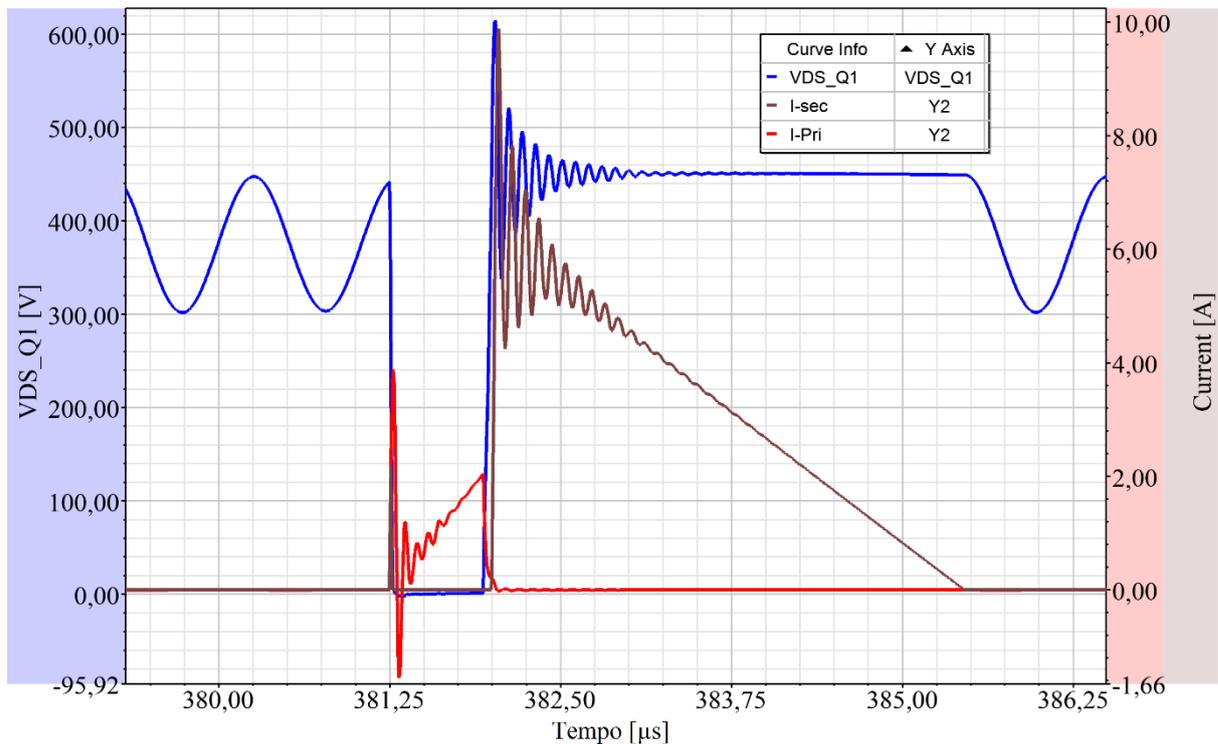


Fonte: produção do autor

Na Figura 99 pode ser visualizado com maior detalhe a comutação para condição de tensão máxima 750 V. O que ocorre de fato, é um elevado pico de corrente na entrada em condução, que acaba afetando tanto as perdas no interruptor como elevando as perdas no cobre. Sendo a alta capacitância parasita vista pelo primário, uma das principais causas para ocorrência desse elevado pico de corrente na comutação. Por outro lado, os valores obtidos por simulação consideram essa capacitância presente de forma concentrada e idealmente sem impedância série significativa. Nesse caso, no conversor real, esse pico de corrente pode ser amenizado, pois a impedância das conexões, do enrolamento (pois a capacitância é de fato distribuída) e da própria fonte podem limitar essa derivada da corrente.

Outro aspecto a ser considerado, no caso do valor elevado obtido para as perdas no cobre é um possível erro numérico, pois a corrente média na entrada do conversor é relativamente baixa, na condição de tensão máxima, mas os valores de pico são relativamente elevados. Ou seja, a precisão do cálculo nesse caso (ou mesmo da medição no caso experimental), incluindo o passo de tempo mínimo utilizado na simulação, podem estar contribuindo para um resultado ligeiramente maior que o real. Mas mesmo assim, o resultado obtido é válido para representar o pior caso.

Figura 99 – Detalhe mostrando a comutação para o modelo EI38 (PSSP) leiaute TP-A com Vin 750 V



Fonte: produção do autor

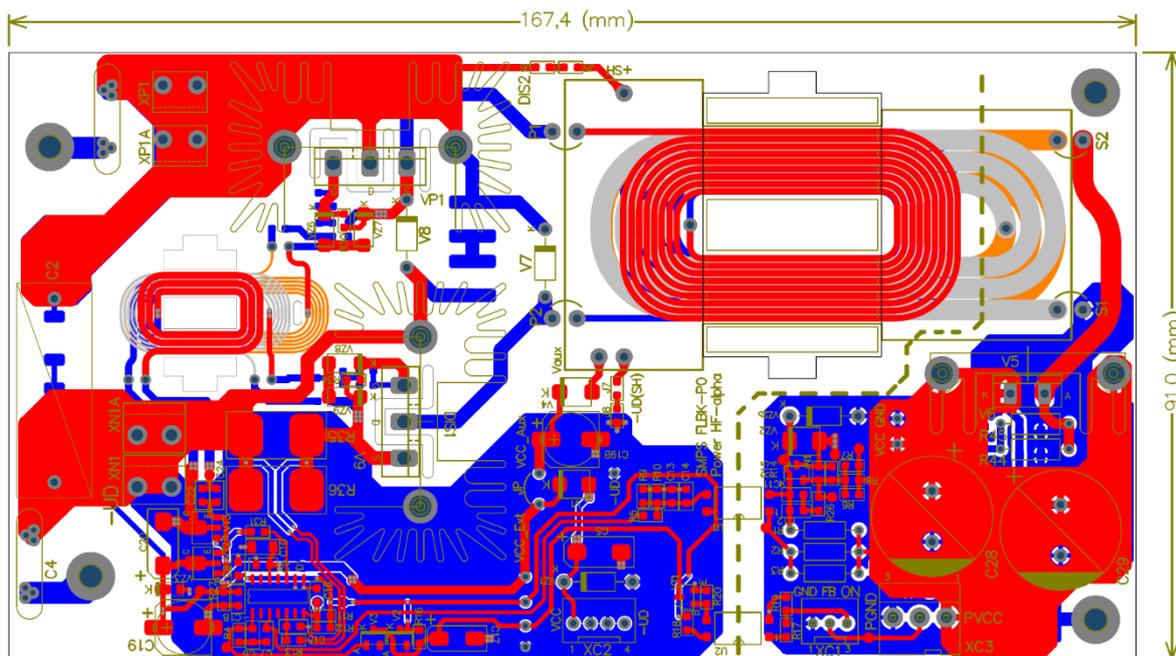
6.7 PROJETO DO LEIAUTE DO CONVERSOR

Definidas as premissas básicas relacionadas à tecnologia de PCI utilizada, número de espiras e dimensões do transformador, assim como todo o circuito que compõe o conversor Flyback-2S é possível implementar o leiaute em uma ferramenta EDA.

6.7.1 Considerações gerais no projeto do Leiaute

O projeto do leiaute do conversor Flyback-2S e do EMP foi realizado utilizando a ferramenta EDA Altium Designer[®]. O esquemático do circuito de potência, comando e controle pode ser visto no Apêndice A1. A imagem mostrando uma visão geral do leiaute obtido para o conversor (tamanho de 167,4 mm por 91,0 mm) é apresentada na Figura 100.

Figura 100 - Imagem do layout conversor Flyback com EMP de potência e transformador de pulso integrados



Fonte: produção do autor

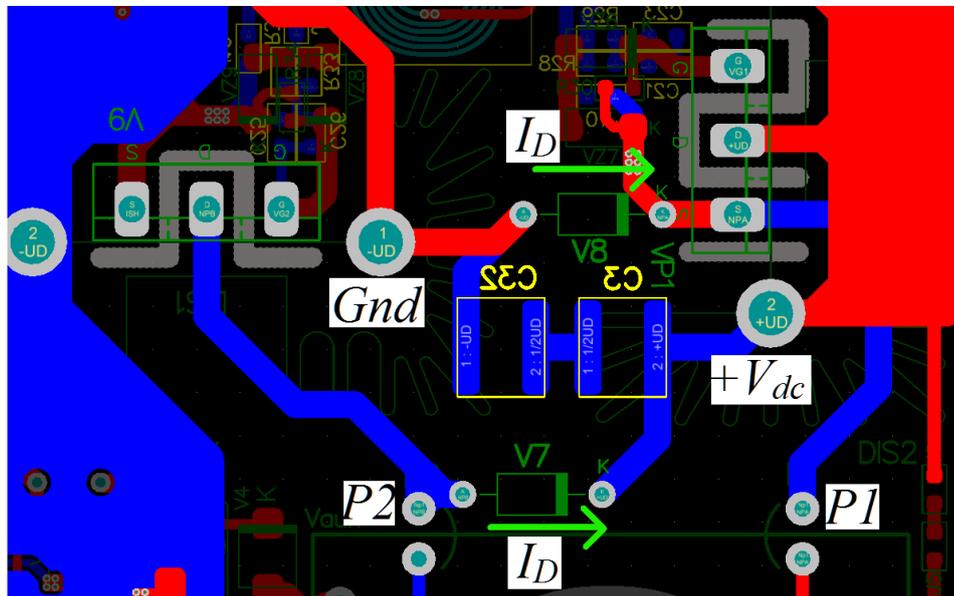
No leiaute proposto estão integrados tanto o transformador de pulso (no caso adaptado para 4 camadas) quanto o EMP de potência. Isso demonstra que para uma aplicação comercial, todo o conjunto poderia ser realizado a partir de uma PCI de 4 camadas, sem elevar consideravelmente o custo da solução. Para construção de ambos EMP, nesse caso, bastaria simplesmente realizar a montagem do núcleo magnético correspondente com o entreferro adequado. Imagens adicionais, inclusive em 3D da solução obtida para o leiaute podem ser verificadas no Apêndice A2.

Por operar com frequência e tensão relativamente elevadas (f_s de 160 kHz e V_{in} de até 750 V), o leiaute para os circuitos de potência e controle tem de ser realizado de forma adequada para o bom funcionamento do conversor. O posicionamento do circuito deve ser feito com o objetivo de evitar o acoplamento de ruídos dos sinais com elevado dv/dt aos sinais analógicos, principalmente utilizados para realimentação e os que possuem baixa amplitude. Com atenção também ao caminho de retorno dos sinais visando minimizar a indutância das conexões e evitando o cruzamento entre sinais analógicos, de comando dos interruptores e de potência.

6.7.2 Detalhe do leiaute do circuito de potência

Na Figura 101 é apresentado o posicionamento e conexão entre os interruptores, o primário do transformador (P1 e P2) e os diodos de grameamento, V7 e V8.

Figura 101 – Detalhe do layout destacando as trilhas de potência e caminho da corrente de desmagnetização da indutância de dispersão – I_D através dos diodos V8 e V7



Fonte: produção do autor

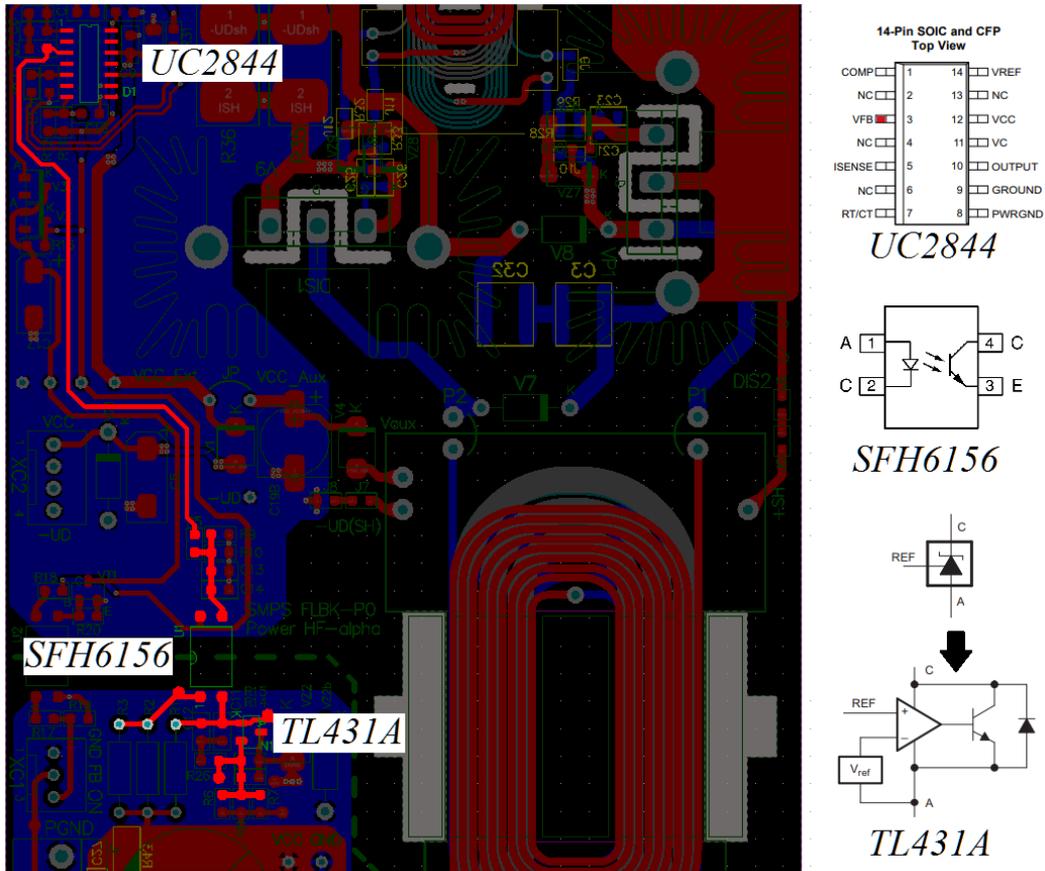
Na Figura 101, é mostrado em destaque o caminho da corrente I_D referente a desmagnetização da indutância de dispersão através dos diodos retornando ao barramento CC ($+V_{dc}/Gnd$). Sendo que foram posicionados 2 capacitores cerâmicos C3 e C23 próximos para redução da indutância para o caminho dessa corrente.

6.7.3 Layout do circuito de controle e comando isolados

O posicionamento do circuito de controle, com os principais componentes da malha de realimentação de tensão isolada podem ser vistos na Figura 102. Em destaque são mostradas as trilhas com o sinal do sensor de tensão de saída (divisor resistivo), passando pelo circuito TL431A, conectado ao optoacoplador SFH6156 até o controlador UC2844 (VFB – pino 3).

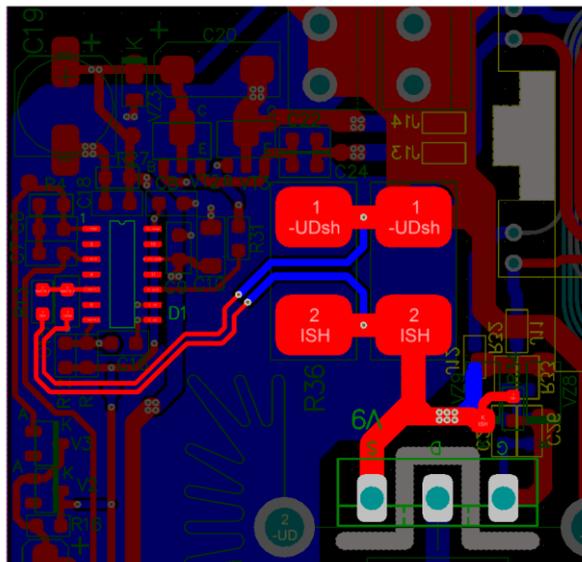
Na Figura 103 é mostrado o posicionamento do circuito com o sensor de corrente, composto por 2 resistores *shunt* conectados em paralelo, destacando o caminho do sinal medido, para a corrente no primário, até o circuito de controle UC2844 (sinal ISENSE – pino 5).

Figura 102 – Imagem destacando leiaute do sinal de realimentação de tensão e o posicionamento dos principais componentes da malha de tensão



Fonte: produção do autor

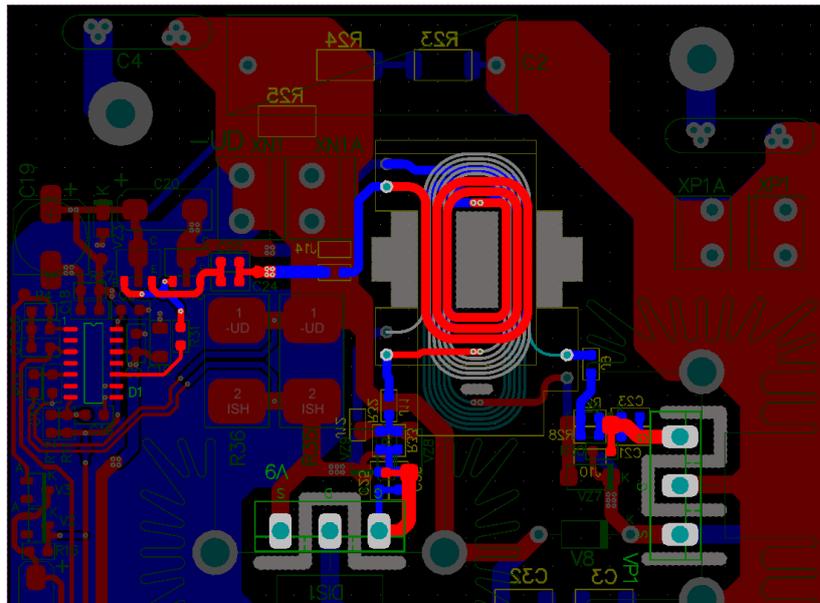
Figura 103 - Layout sinal de corrente medido através resistor shunt até o circuito controlador UC2844



Fonte: produção do autor

Já o circuito de comando isolado, utilizando o transformador de pulso planar EI18, pode ser visto na Figura 104. Em destaque são mostradas as trilhas com o sinal de comando saindo do controlador UC2844, passando pelo transformador de pulso até o *gate* dos interruptores.

Figura 104 - Layout do sinal de comando através do circuito de Gate Driver - Transformador de Pulso



Fonte: produção do autor

6.8 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Definido o projeto do EMP de potência e do conversor Flyback-2S, incluindo o transformador de pulso também realizado com tecnologia planar, os protótipos serão construídos para verificação experimental. Para avaliar o EMP serão construídas em princípio 3 soluções propostas para o EMP: para o leiaute TP-A com a sequência P-S-S-P para os dos enrolamentos e leiaute TP-B com as sequências P-S-S-P e P-P-S-S. Assim será possível avaliar se os resultados obtidos por simulação tanto com os modelos 2D simplificados, como o modelo físico em 3D representam adequadamente os componentes. Também poderá ser avaliada a elevação de temperatura, um dos parâmetros mais críticos no projeto. Sendo que estes dependem dos modelos analíticos utilizados tanto para estimar a resistência térmica do EMP de modo geral (resultado da análise no PExprt[®]) como estimar a elevação de temperatura nas trilhas construídas na PCI. Além disso, poderão ser verificados experimentalmente como os parâmetros elétricos do EMP afetam o desempenho do conversor, através da análise das formas de onda, rendimento e elevação de temperatura nos componentes do conversor.

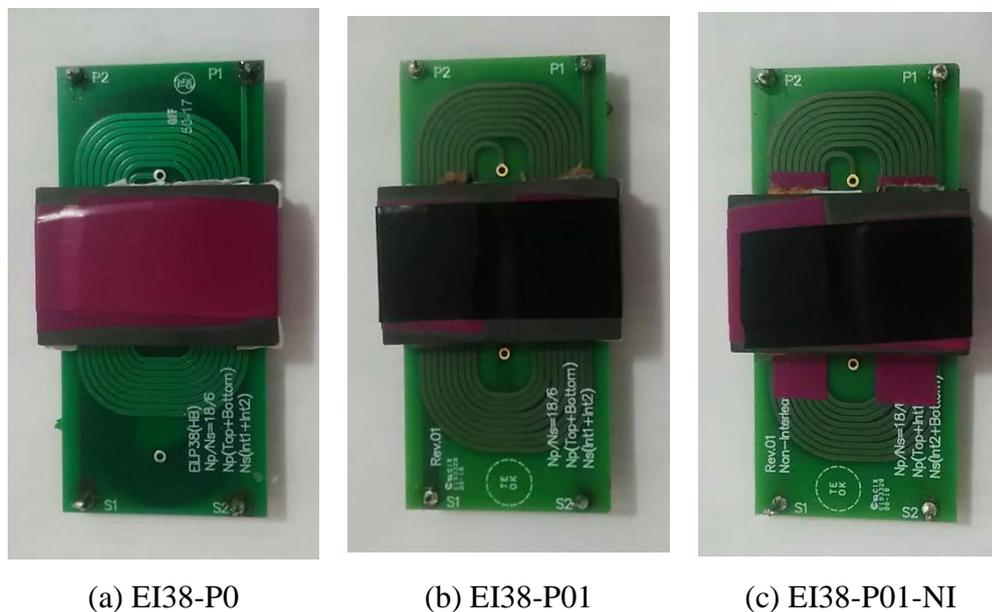
7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o objetivo de comprovar toda a análise apresentada previamente foram construídos protótipos do EMP para algumas configurações de montagens selecionadas. Também foi implementado o conversor Flyabck-2S para avaliar o funcionamento do mesmo com o EMP. Além disso, foi incluída na avaliação experimental, a comparação da solução planar com uma solução convencional típica utilizando o conjunto núcleo e carretel ETD39. Esses resultados experimentais são apresentados e discutidos neste capítulo.

7.1 APRESENTAÇÃO DOS PROTÓTIPOS CONSTRUÍDOS

Os protótipos do EMP construídos, foram baseados nas soluções obtidas para o projeto apresentada no Capítulo 6 seção 6.5, identificadas como leiaute TP-A, conforme Figura 90(a) e leiaute TP-B, de acordo com Figura 90(b). Utilizando essas duas propostas de leiaute, foram construídos os protótipos EI38-P0, EI38-P01 e EI38-P01-NI, mostrados na Figura 105.

Figura 105 - Imagens dos protótipos dos elementos magnéticos planares construídos



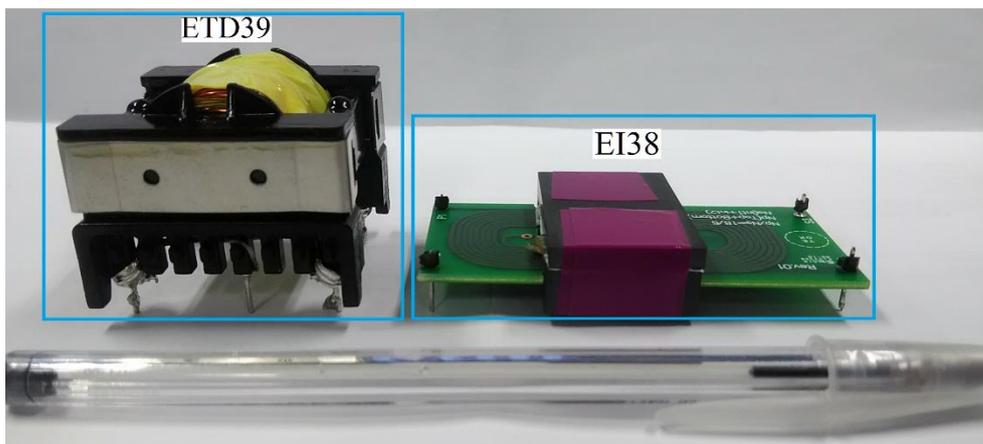
Fonte: produção do autor

O protótipo EI38-P0, Figura 105(a), utiliza o leiaute proposto TP-A, que apresenta o conjunto de espiras do primário e do secundário desalinhadas, devido a isolamento. Sendo que nesse caso as espiras que compõe o primário possuem um comprimento médio menor do que as espiras do secundário. Nesse protótipo foi utilizada a sequência de montagem das camadas

intercalada P-S-S-P. Os protótipos EI38-P01 e EI38-P01-NI, Figura 105(b) e Figura 105 (c) respectivamente, foram construídos conforme leiaute TP-B, que foi feito buscando o melhor alinhamento possível entre as espiras do primário e secundário, mas ainda mantendo a isolamento entre os enrolamentos. Dessa forma o comprimento médio das espiras do primário acaba ficando maior do que na proposta EI38-P0. Para o protótipo EI38-P01 foi mantida a sequência P-S-S-P enquanto que no EI38-P01-NI os enrolamentos não foram intercalados correspondendo a sequência P-P-S-S.

Também foi incluída para análise experimental uma solução convencional ETD39, sendo que esta foi previamente projetada para atender as mesmas condições de tensão e potência da aplicação mas, utilizando a metodologia tradicional de projeto, nesse caso para a frequência de comutação de 100 kHz. A imagem com as soluções convencional ETD39 e planar EI38 é mostrada na Figura 106.

Figura 106 - Imagem mostrando a solução convencional ETD39 e o protótipo planar EI38



Fonte: produção do autor

Os enrolamentos do ETD39 são formados por condutores em paralelo, considerando apenas o efeito pelicular para definir o condutor elementar, resultando no fio 25 AWG, com diâmetro do condutor 0,45 mm ($\delta=0,237$ mm para 100 kHz). Nesse caso, toda a área disponível na janela do núcleo foi utilizada, sendo preenchida com condutores, visando redução da resistência das bobinas. Os dados dimensionais, valor de indutância de magnetização L_m e relação N_p/N_s , para as soluções ETD39 e EI38 são apresentados na Tabela 14. Os valores referentes ao dimensional consideram o tamanho obtido na solução para o conjunto núcleo e espiras. No caso do ETD39, o tamanho externo é limitado pelo carretel ETD39, que envolve tanto núcleo quanto os condutores. Já para a solução planar EI38, o dimensional total considera

o tamanho da PCI (comprimento de 75,2 mm) necessário para construir os enrolamentos, sendo as outras dimensões externas (altura H e largura W) determinadas pelo próprio núcleo.

Tabela 14 – Dados do transformadores ET39 e EI38

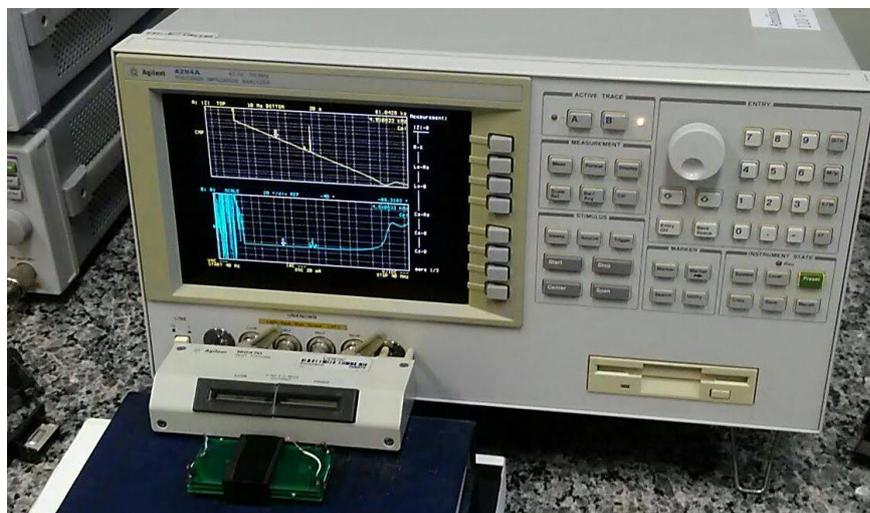
Parâmetro/Solução	Convencional	Planar
Tamanho do núcleo	ETD39	EI38
Ae – Área efetiva do núcleo	127 mm ²	192 mm ²
Ve – Volume efetivo do núcleo	11770 mm ³	8520 mm ³
L – Comprimento	46,8 mm	75,2 mm
H – Altura	35,0 mm	12,5 mm
W – Largura	44,6 mm	38,1 mm
Lm – Indutância do primário	300 µH	260 µH
Np/Ns – Relação de espiras	34/10	18/6

Como a solução ETD39 foi projetada para operar com menor frequência (100 kHz frente a 160 kHz para o planar), o valor projetado para a indutância Lm é um pouco maior. Assim como, também foi utilizada uma relação de espiras um pouco maior, permitindo o conversor alcançar um D_{max} maior que 35% mantendo operação em DCM.

7.2 MEDIÇÃO DOS PARÂMETROS DOS PROTÓTIPOS

Os protótipos dos transformadores, foram submetidos a medição dos parâmetros elétricos, ensaio de curto-circuito e circuito aberto, utilizando o analisador de impedância Agilent 4294, mostrado na Figura 107.

Figura 107 - Analisador de impedância- Agilent 4294A



Fonte: produção do autor

A análise foi realizada para faixa de frequência de 40 Hz até 40 MHz, sendo obtidos através da medição diretamente os valores de impedância (Z_p , Z_s), resistência e indutância dos enrolamentos (R_p - L_p / R_s - L_s) em função da frequência. A capacitância entre enrolamentos primário e secundário C_{pso} foi obtida através da medição realizada diretamente pelo equipamento, pois os enrolamentos nesse caso são isolados. Já os valores de capacitância parasita vista pelo primário C_{str} e secundário C_{str}' foram obtidas através de cálculo, utilizando o modelo matemático apresentado no Capítulo 4 seção 4.4.1.

As curvas obtidas para impedância característica Z_{p_oc} , Z_{s_oc} (impedâncias do primário e secundário respectivamente em circuito aberto) e Z_{p_sc} , Z_{s_sc} (impedâncias do primário e do secundário respectivamente em curto-circuito) apresentam os valores de módulo e fase da impedância. Já as curvas com os valores de indutância e resistência, parâmetros L-R, mostram os valores estimados para indutância e resistência série obtidos em função da frequência.

7.2.1 Curvas características para protótipo EI38-P0

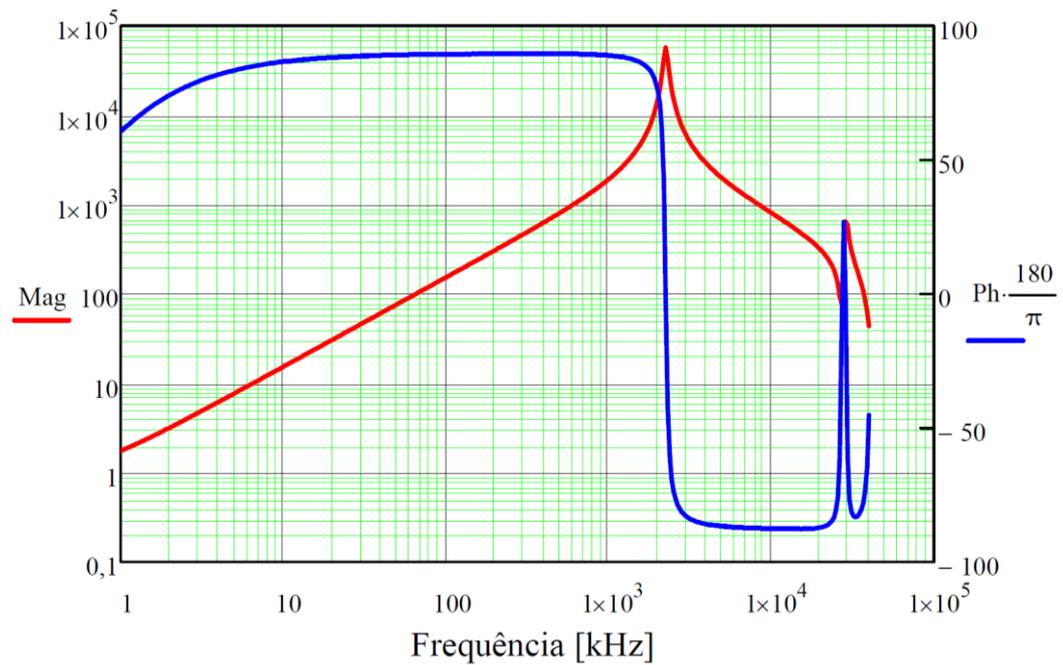
Para protótipo EI38-P0 a curva de impedância Z_{p_oc} é apresentada na Figura 109, onde é possível verificar a frequência de primeira ressonância em torno de 2 MHz. O valor de impedância nesse caso representa a indutância do enrolamento primário L_p em série com a resistência do mesmo R_p , em paralelo com a capacitância C_{str} vista pelo mesmo. Sendo que até próximo da ressonância a curva de impedância, apresenta característica predominante indutiva, com valor crescendo linearmente e com fase praticamente constante de 90° .

Na Figura 109 são apresentadas as curvas com os valores de indutância e resistência do enrolamento primário L_p - R_p , sendo o valor de L_p verificado em torno de 160 μ H de 250 μ H e o valor de resistência de 1,58 Ω . A capacitância calculada C_{str} , vista pelo primário, fica em torno de 20,24 pF.

Já na Figura 110 e na Figura 111 são apresentadas respectivamente as curvas de impedância Z_{p_sc} , indutância e resistência L_p - R_p para o enrolamento primário com o enrolamento secundário em curto-circuito. Nesse caso a frequência da primeira ressonância é verificada em torno de 12,5 MHz e o valor da indutância L_p que no caso representa a indutância de dispersão vista pelo primário L_d , é de 6,3 μ H.

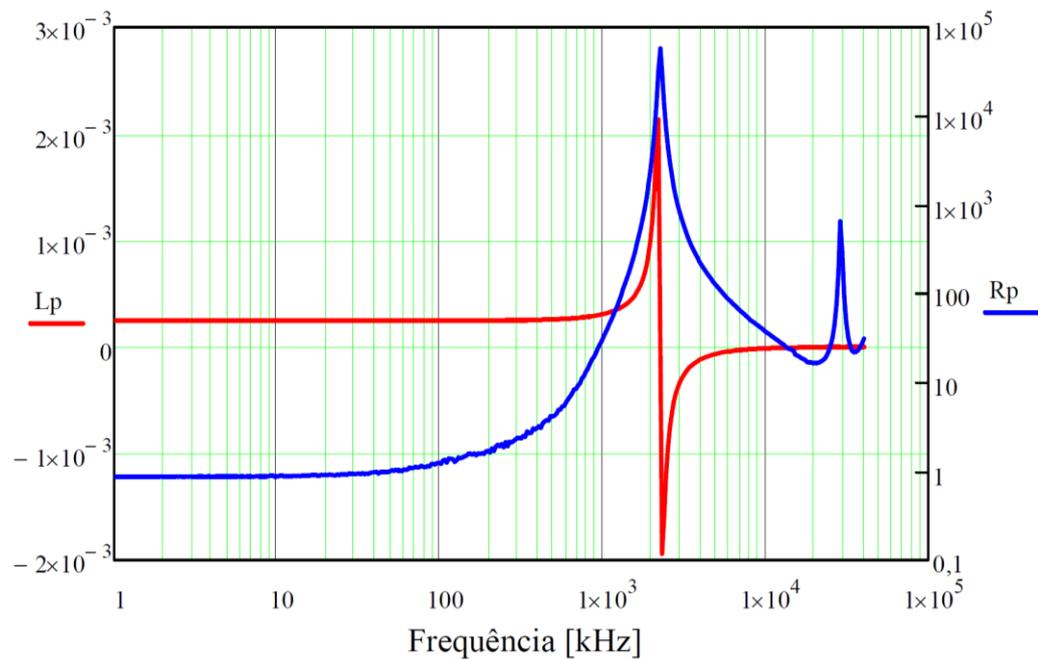
Na Figura 112 e Figura 113 são apresentadas as curvas de impedância Z_{s_oc} , indutância e resistência L_s - R_s para o enrolamento secundário com o primário em aberto. A frequência de ressonância é de 2,19 MHz e o valor de L_s fica em torno 28 μ H para frequência de 160 kHz.

Figura 108 – Curva de impedância do primário para circuito aberto Z_{p_oc} no protótipo EI38-P0



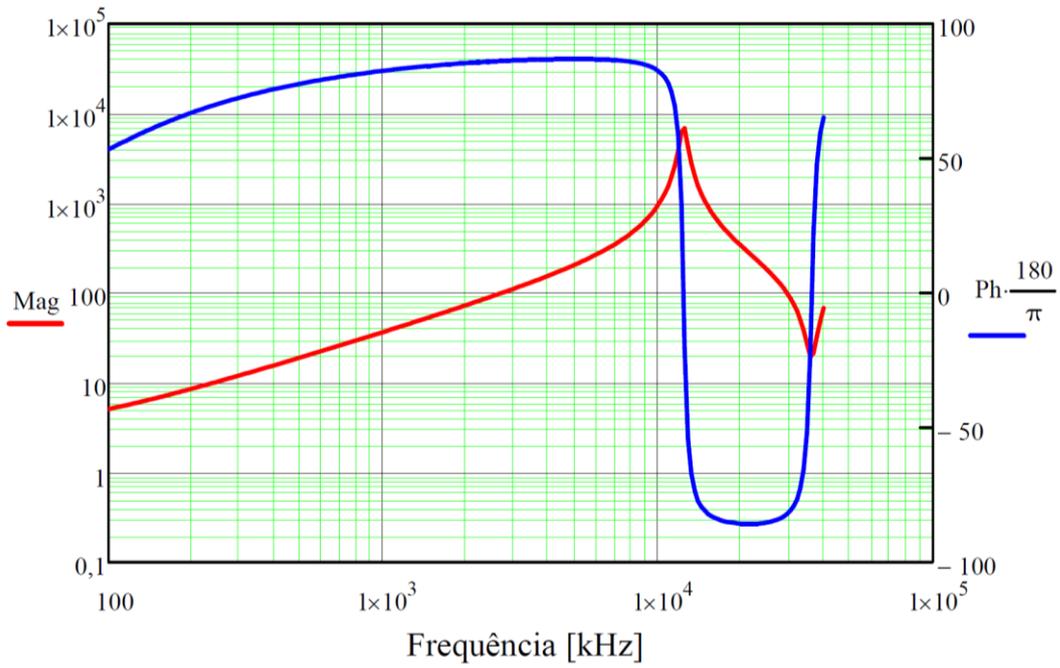
Fonte: produção do autor

Figura 109 – Curva de indutância e resistência do primário para circuito aberto L_p - R_p no protótipo EI38-P0



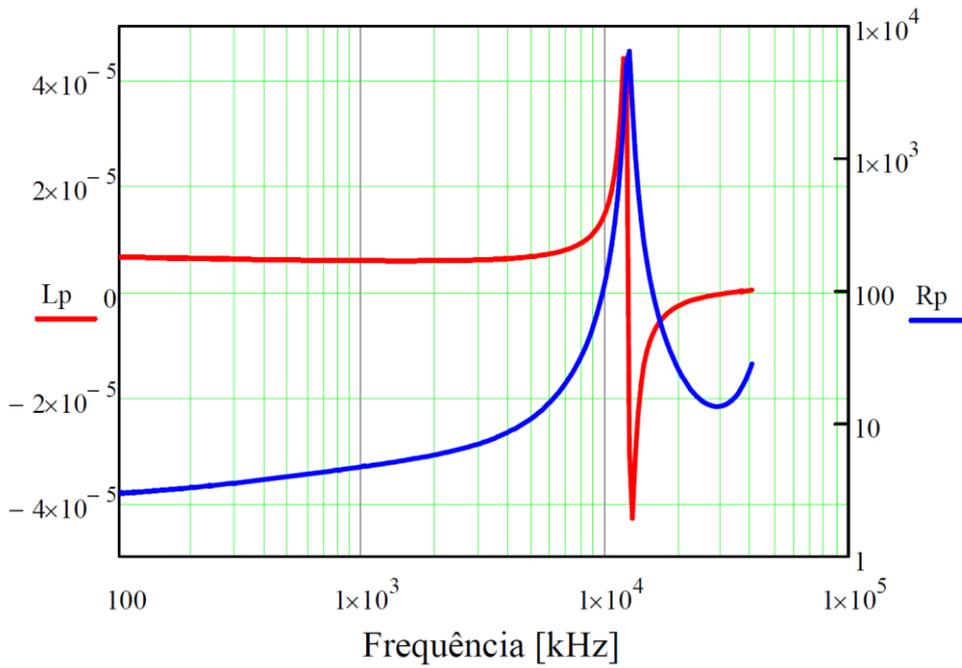
Fonte: produção do autor

Figura 110 - Curva de impedância do primário para curto-circuito Z_{p_sc} no protótipo EI38-P0



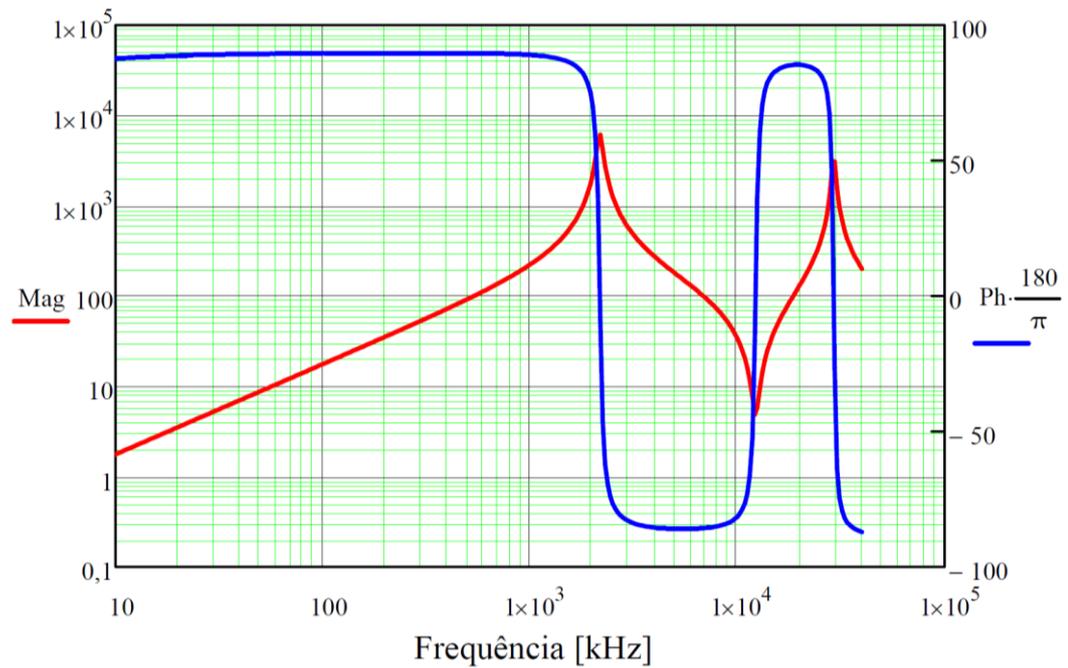
Fonte: produção do autor

Figura 111 - Curva de indutância e resistência do primário para curto-circuito L_p - R_p no protótipo EI38-P0



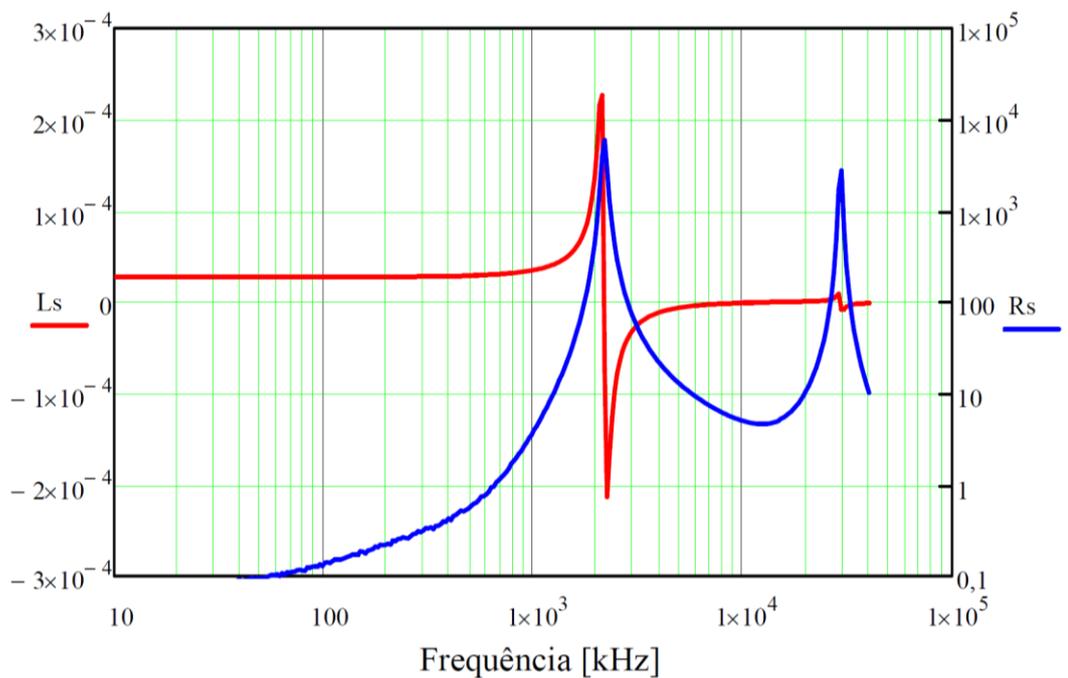
Fonte: produção do autor

Figura 112 - Curva de impedância do secundário para circuito aberto Z_{s_oc} no protótipo EI38-P0



Fonte: produção do autor

Figura 113 - Curva de indutância e resistência do secundário para circuito aberto L_s - R_s no protótipo EI38-P0



Fonte: produção do autor

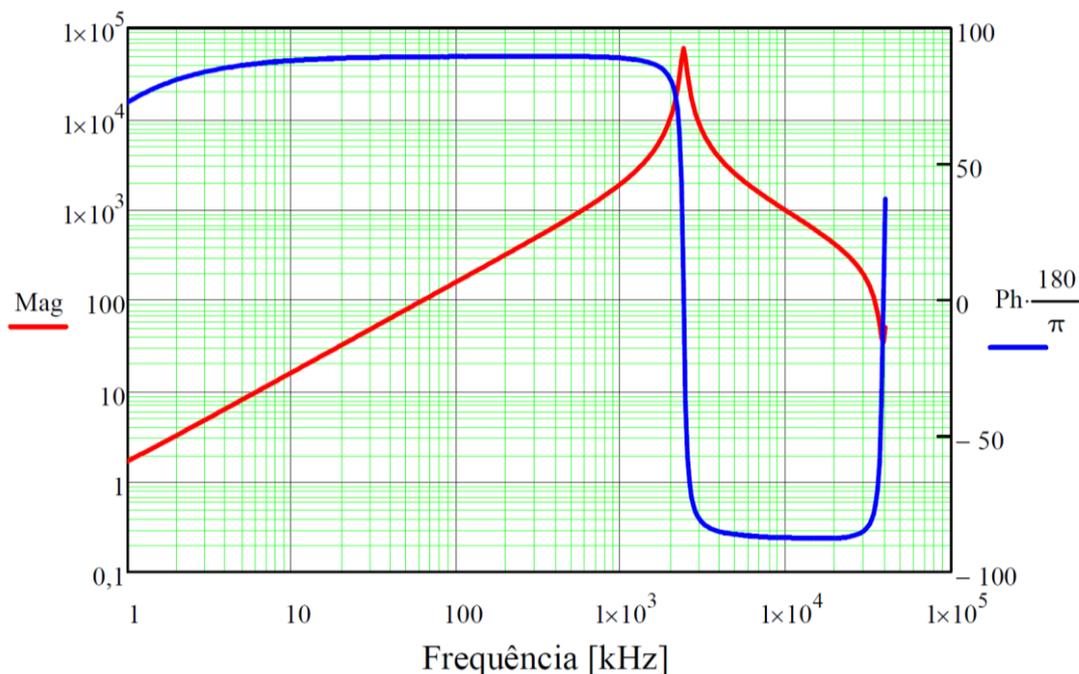
7.2.2 Curvas características para protótipo EI38-P01

Para protótipo EI38-P01 as curvas que caracterizam os parâmetros do enrolamento primário para circuito aberto são apresentadas na Figura 114 e na Figura 115. Nesse caso a frequência de ressonância é de 2,38 MHz e o valor de indutância L_p é de 257 μH , sendo a resistência R_p obtida para frequência de 160 kHz de 1,42 Ω . A capacitância calculada C_{str} , vista pelo primário, fica em torno de 17,39 pF.

Conforme Figura 116 e Figura 117, a frequência de ressonância com o secundário em curto-circuito é de 23,64 MHz e a indutância de dispersão L_d vista pelo primário fica em torno de 1,98 μH . Já o valor calculado para a capacitância vista pelo primário para neste caso, C_{str_sc} é de 23,96 pF.

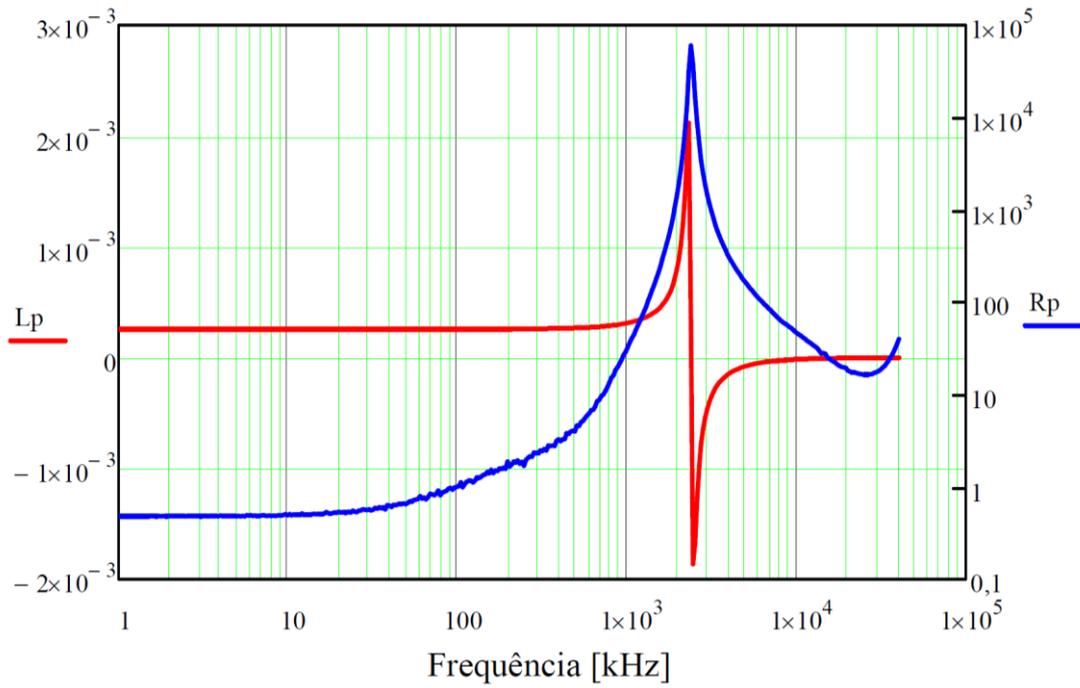
Os valores medidos no enrolamento secundário de impedância Z_{s_oc} , indutância e resistência L_s - R_s , com o enrolamento primário aberto, são apresentados na Figura 118 e Figura 119. A frequência de ressonância é de 2,31 MHz, o valor de L_s é de 28,7 μH e a resistência R_s , na frequência de 160 kHz é de 0,260 Ω .

Figura 114 - Curva de impedância do primário para circuito aberto Z_{p_oc} no protótipo EI38-P01



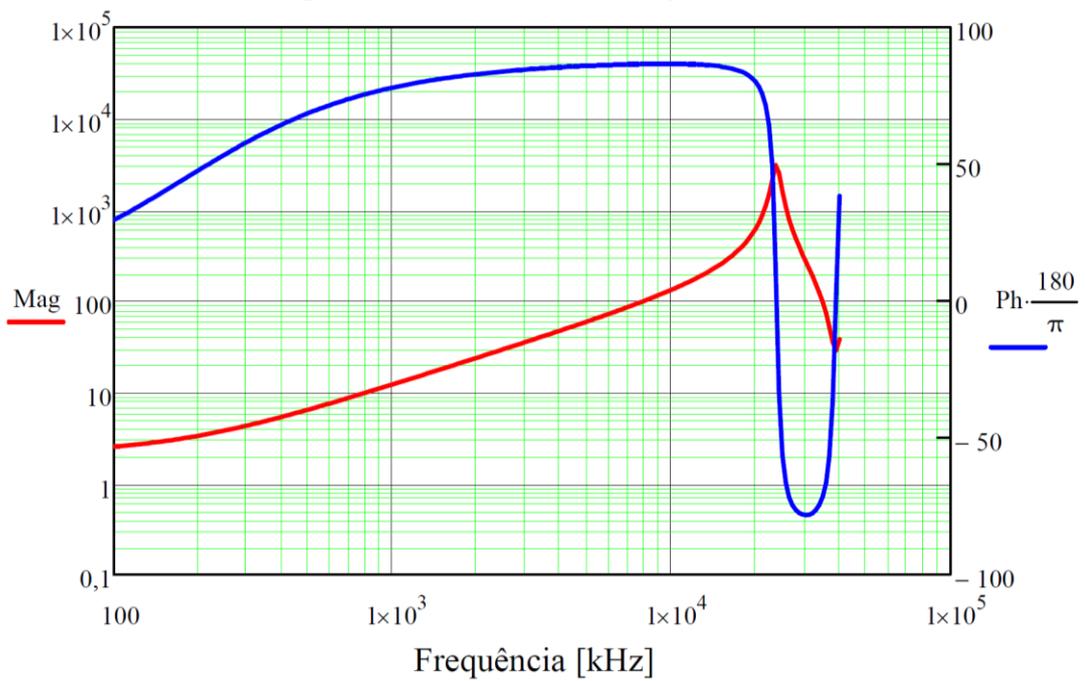
Fonte: produção do autor

Figura 115 – Curva de indutância e resistência do primário para circuito aberto Lp-Rp no protótipo EI38-P01



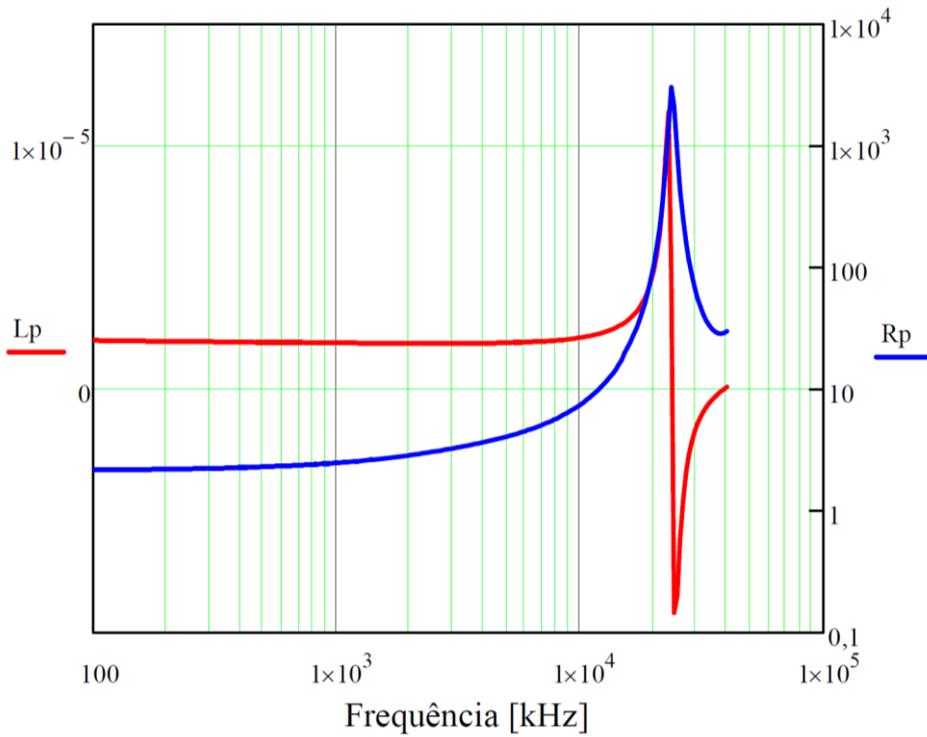
Fonte: produção do autor

Figura 116 – Curva de impedância do primário para curto-circuito Zp_sc no protótipo EI38-P01



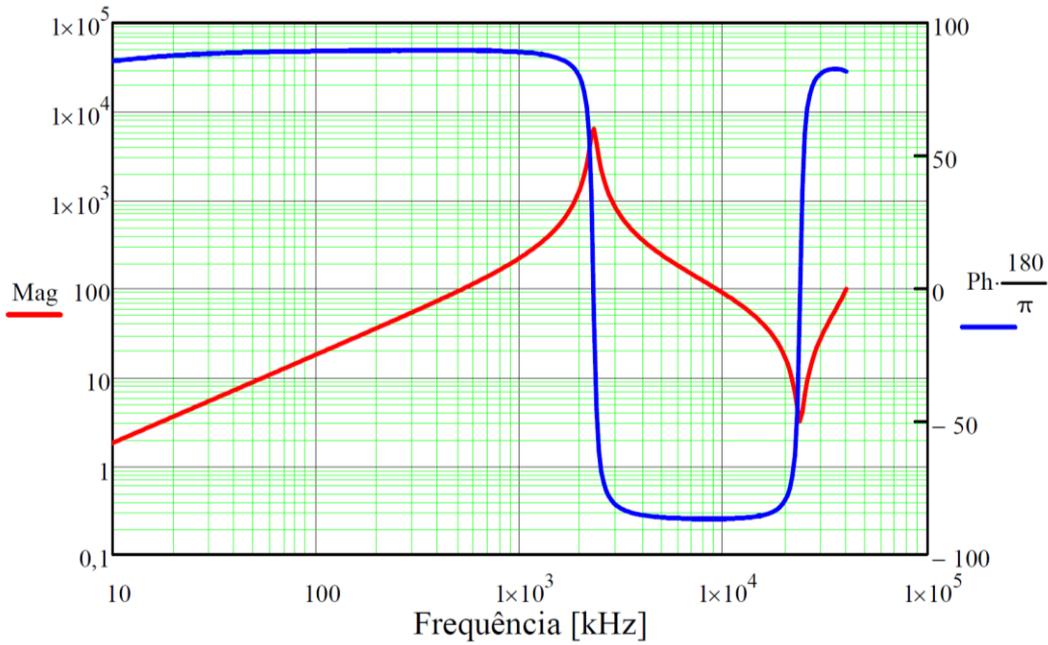
Fonte: produção do autor

Figura 117 – Curva de indutância e resistência do primário para curto-circuito L_p - R_p no protótipo EI38-P01



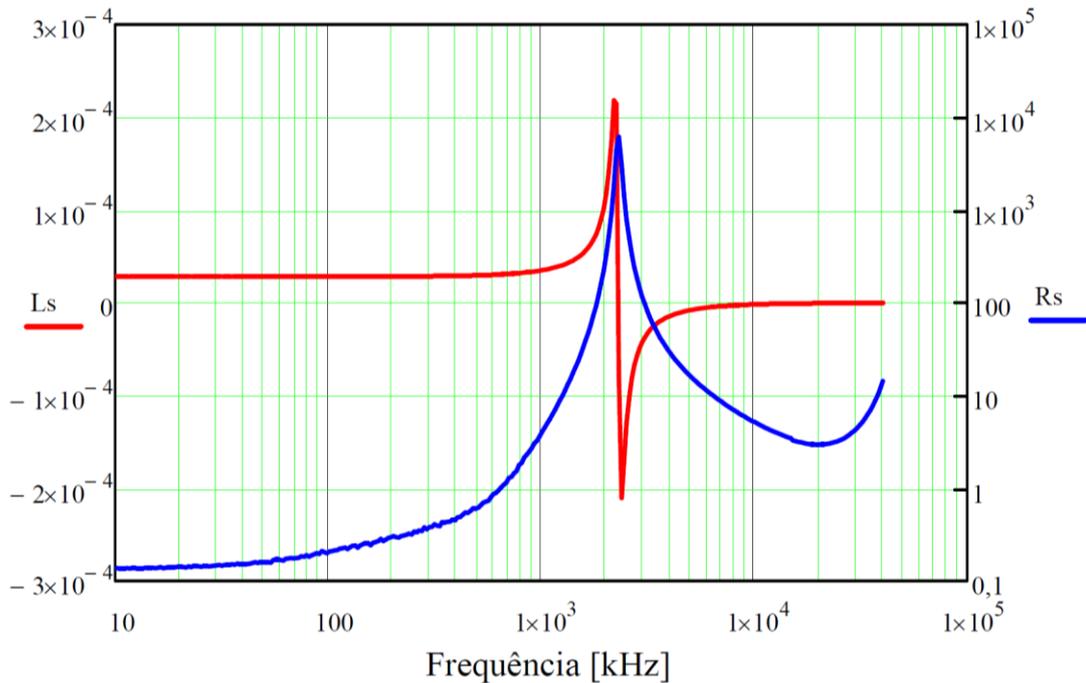
Fonte: produção do autor

Figura 118 - Curva de impedância do secundário para circuito aberto Z_{s_oc} no protótipo EI38-P01



Fonte: produção do autor

Figura 119 – Curva de indutância e resistência do secundário para circuito aberto Ls-Rs no protótipo EI38-P01



Fonte: produção do autor

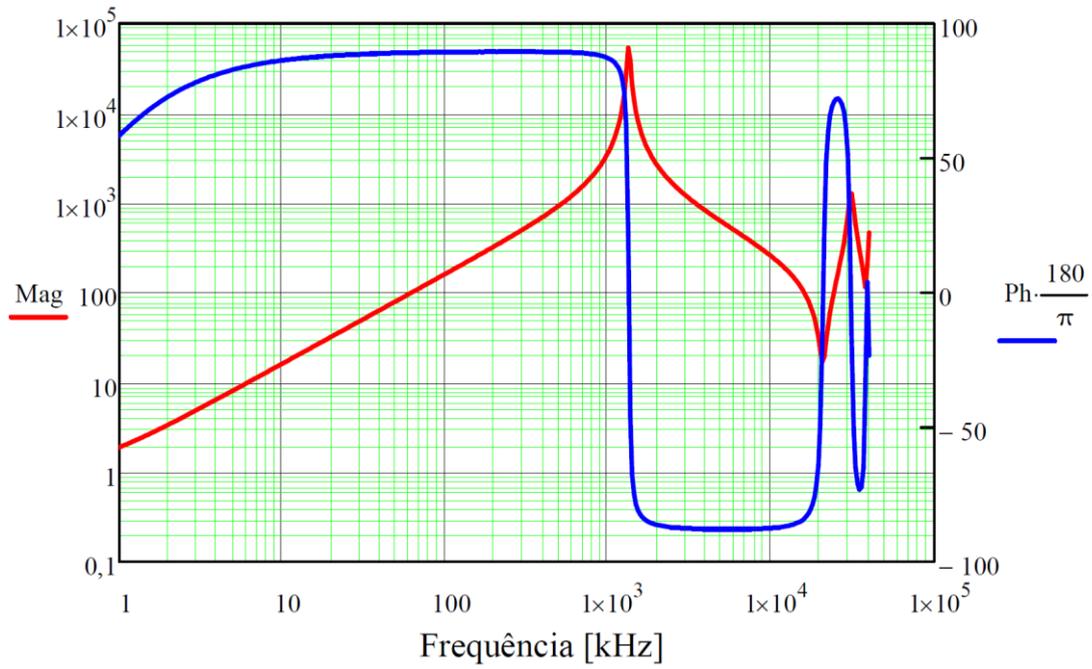
7.2.3 Curvas características para protótipo EI38-P01-NI

Para protótipo EI38-P01-NI as curvas que caracterizam os parâmetros do enrolamento primário para circuito aberto são apresentadas na Figura 120 e Figura 121. Nesse caso a frequência de ressonância é de 1,33 MHz e o valor de indutância L_p é de 261 μH , sendo a resistência R_p obtida para frequência de 160 kHz de 1,72 Ω . A capacitância calculada C_{str} , vista pelo primário, fica em torno de 55,20 pF.

Conforme a Figura 122 e Figura 123, a frequência de ressonância com o secundário em curto-circuito é de 10,6 MHz e a indutância de dispersão L_d vista pelo primário fica em torno de 4,34 μH . Já o valor calculado para a capacitância vista pelo primário para neste caso, C_{str_sc} é de 52,61 pF.

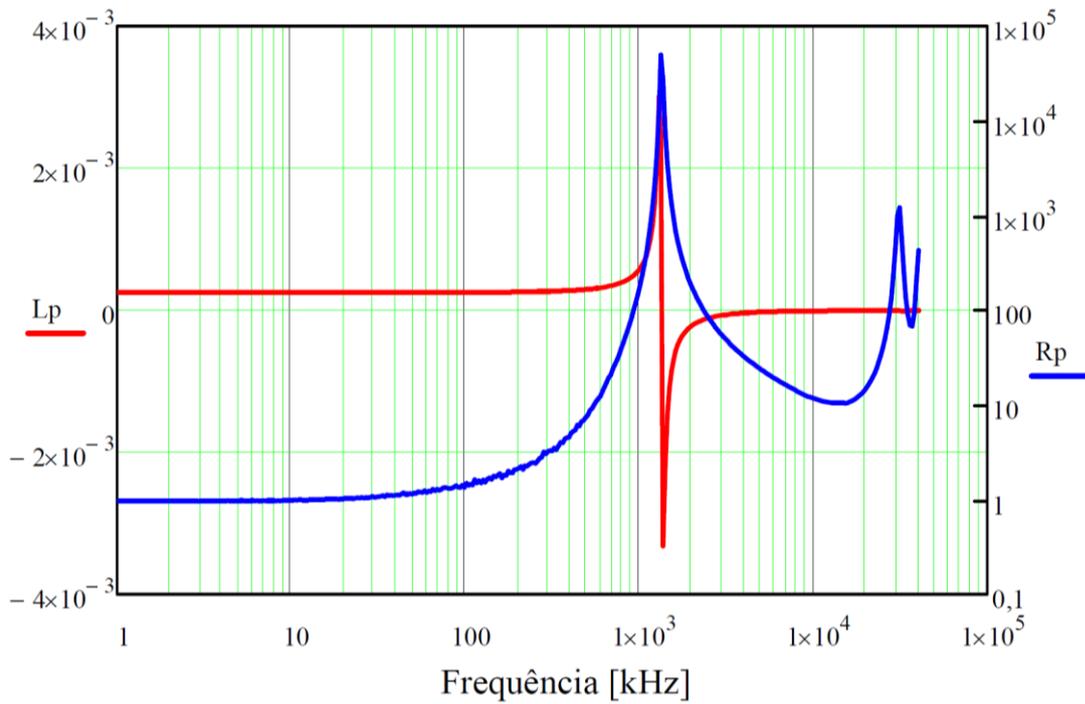
Os valores medidos no enrolamento secundário de impedância Z_{s_oc} , indutância e resistência Ls-Rs, com o enrolamento primário aberto, são apresentados na Figura 124 e Figura 125. A frequência de ressonância, nesse caso é de 1,33 MHz, o valor de L_s é de 29,33 μH e a resistência R_s , na frequência de 160 kHz é de 0,447 Ω .

Figura 120 - Curva de impedância do primário para circuito aberto Z_{p_oc} no protótipo EI38-P01-NI



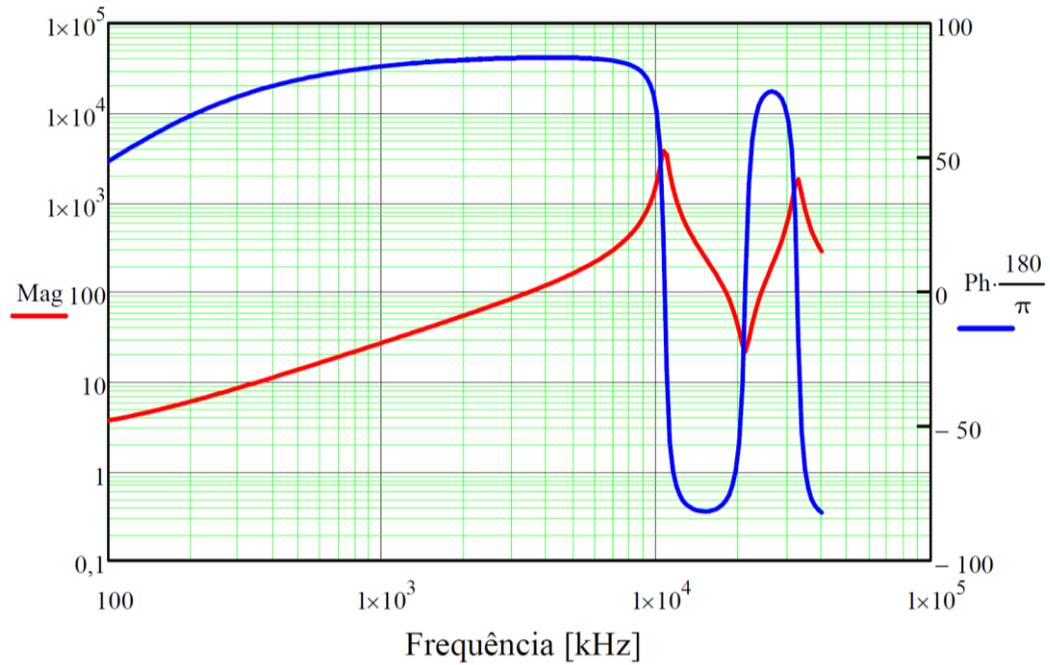
Fonte: produção do autor

Figura 121 – Curva de indutância e resistência do primário para circuito aberto L_p - R_p no protótipo EI38-P01-NI



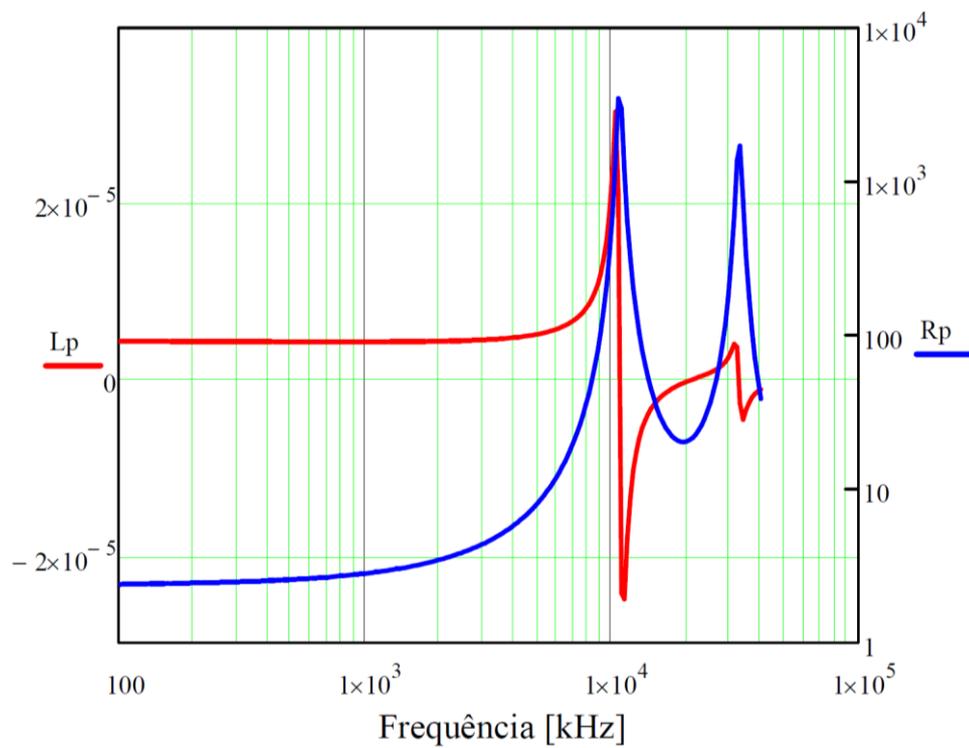
Fonte: produção do autor

Figura 122 – Curva de impedância do primário para curto-circuito Z_{p_sc} no protótipo EI38-P01-NI



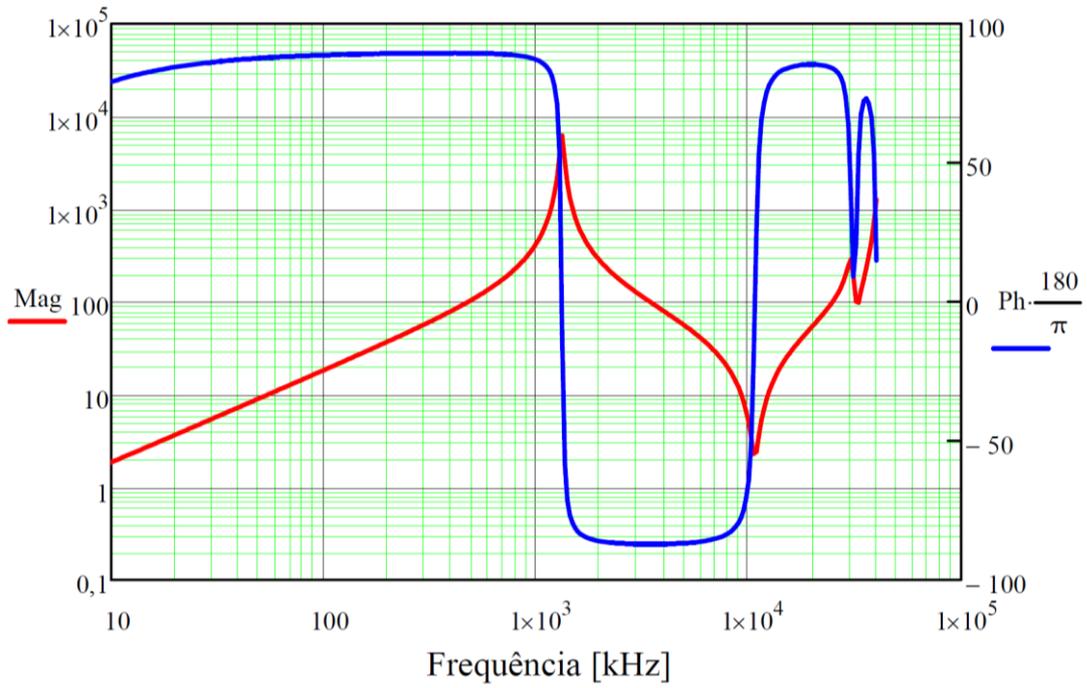
Fonte: produção do autor

Figura 123 – Curva de indutância e resistência do primário para curto-circuito L_p - R_p no protótipo EI38-P01-NI



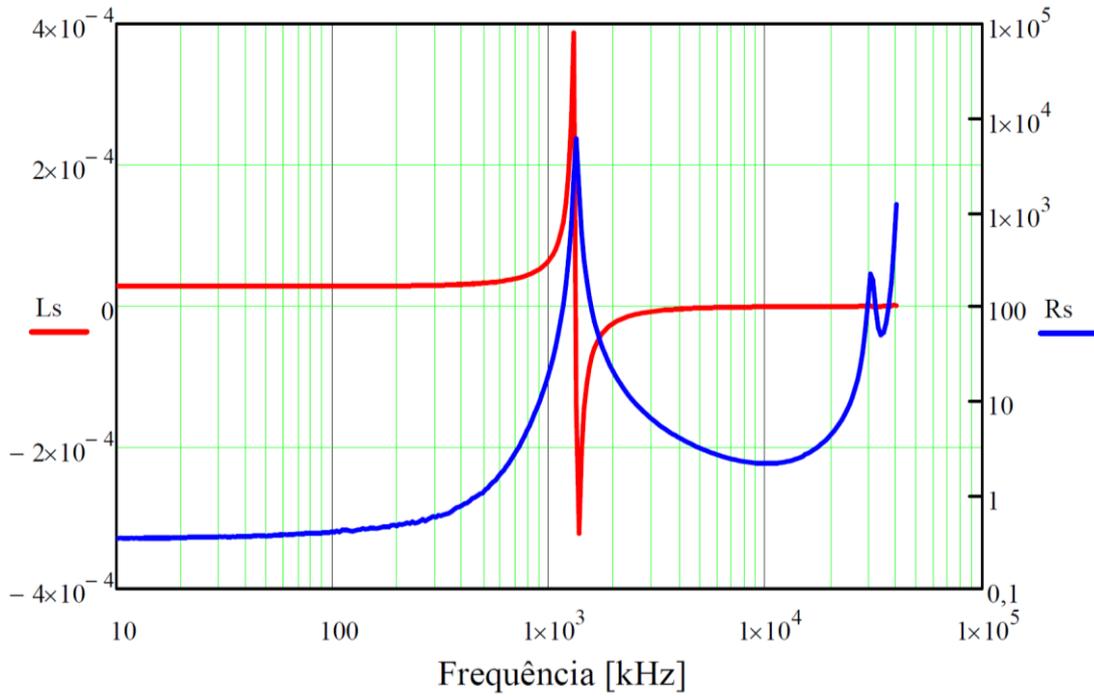
Fonte: produção do autor

Figura 124 - Curva de impedância do secundário para circuito aberto Z_{s_oc} no protótipo EI38-P01-NI



Fonte: produção do autor

Figura 125 – Curva de indutância e resistência do secundário para circuito aberto L_s - R_s protótipo EI38-P01-NI



Fonte: produção do autor

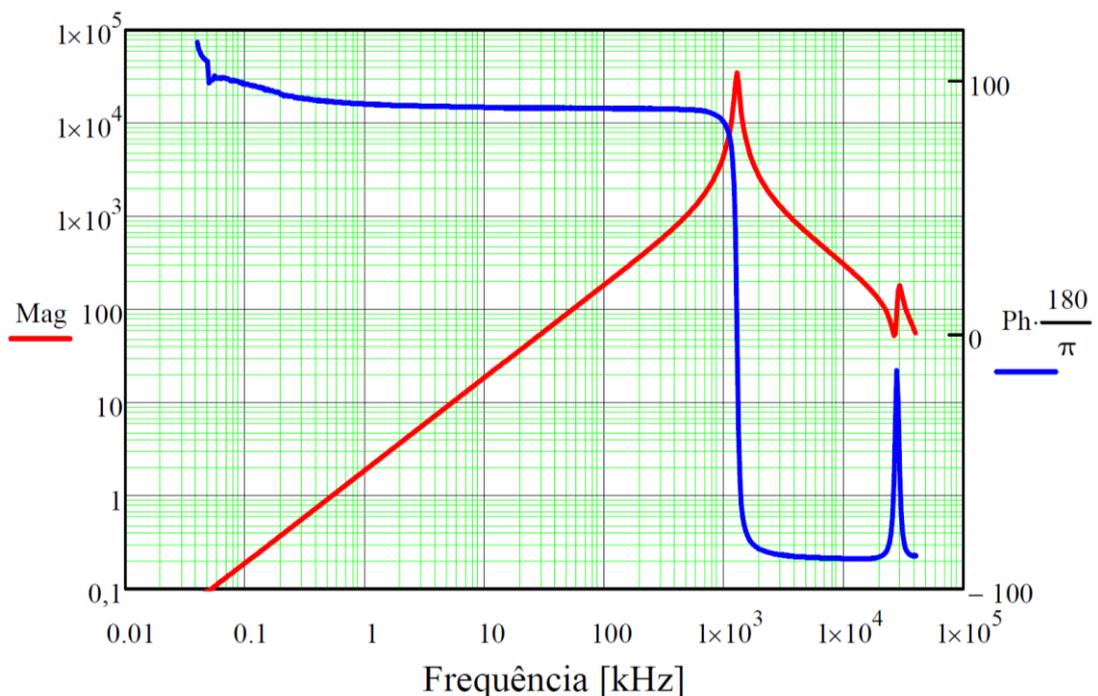
7.2.4 Curvas características para protótipo ETD39

Para protótipo ETD39 as curvas que caracterizam os parâmetros do enrolamento primário para circuito aberto são apresentadas na Figura 126 e Figura 127. A frequência da primeira ressonância é obtida em 1,30 MHz e o valor de indutância L_p é de 291 μH , sendo a resistência R_p obtida para frequência de 100 kHz de 2,65 Ω . A capacitância calculada C_{str} , vista pelo primário, fica em torno de 55,20 pF.

Conforme a Figura 128 e Figura 129, a frequência de ressonância com o secundário em curto-circuito é de 8,50 MHz e a indutância de dispersão L_d vista pelo primário fica em torno de 10,27 μH . Já o valor calculado para a capacitância vista pelo primário para neste caso, C_{str_sc} é de 43,71 pF.

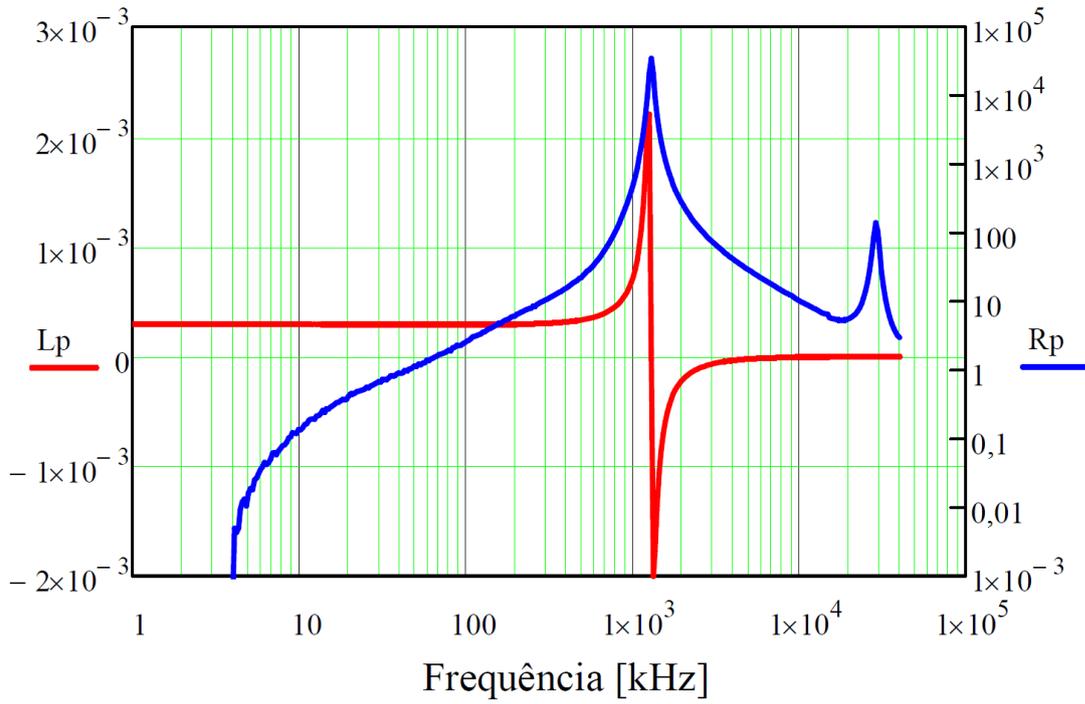
Os valores medidos no enrolamento secundário de impedância Z_{s_oc} , indutância e resistência L_s - R_s , com o enrolamento primário aberto, são apresentados na Figura 130 e Figura 131. A frequência de ressonância, nesse caso é de 1,27 MHz, o valor de L_s é de 26,27 μH e a resistência R_s , na frequência de 100 kHz é de 0,173 Ω .

Figura 126 - Curva de impedância do primário para circuito aberto Z_{p_oc} no protótipo ETD39



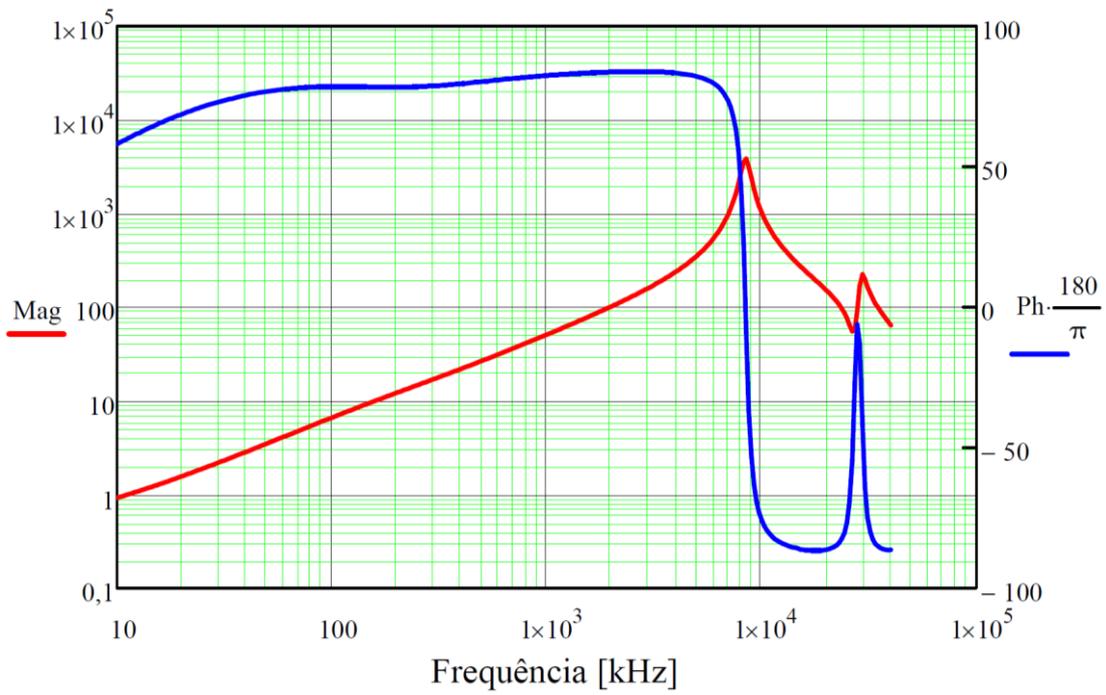
Fonte: produção do autor

Figura 127 – Curva de indutância e resistência do primário para circuito aberto Lp-Rp no protótipo ETD39



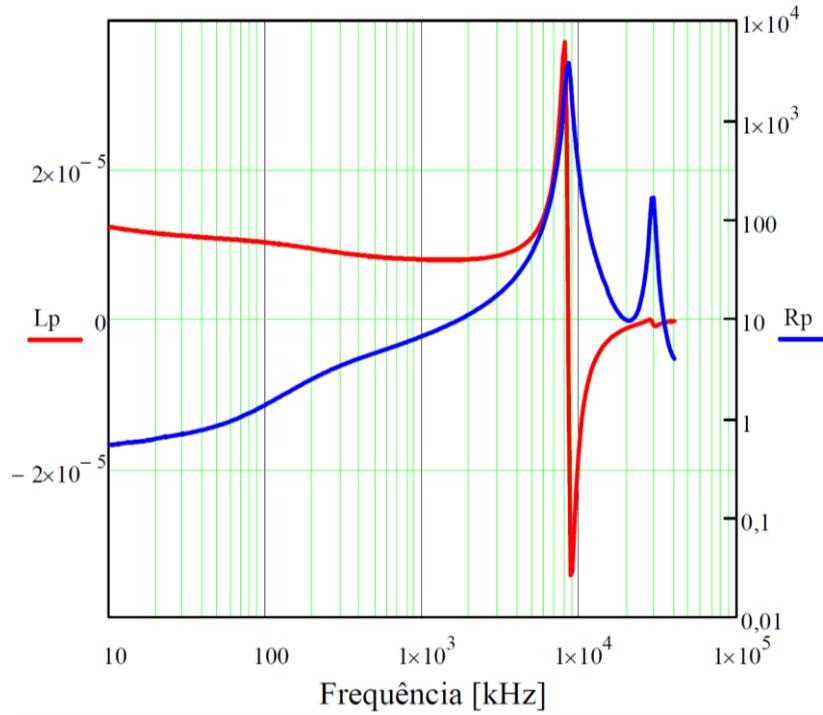
Fonte: produção do autor

Figura 128 – Curva de impedância do primário para curto-circuito Zp_sc no protótipo ETD39



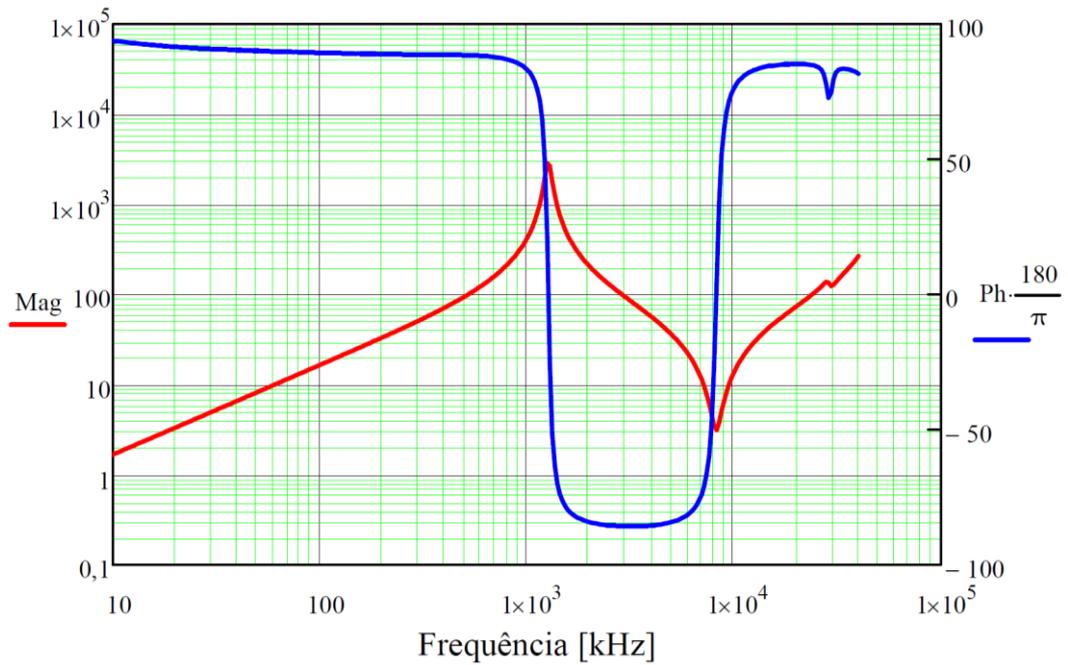
Fonte: produção do autor

Figura 129 – Curva de indutância e resistência do primário para curto-circuito Lp-Rp no protótipo ETD39



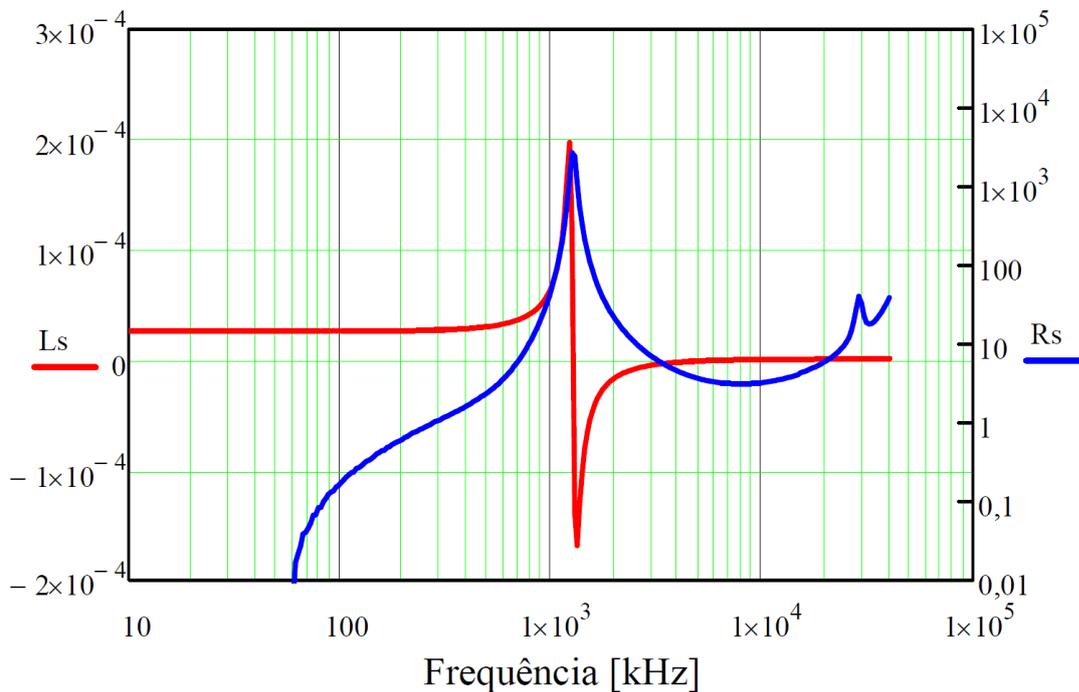
Fonte: produção do autor

Figura 130 - Curva de impedância do secundário para circuito aberto Z_{s_oc} no protótipo ETD39



Fonte: produção do autor

Figura 131 – Curva de indutância e resistência do secundário para circuito aberto Ls-Rs protótipo ETD39



Fonte: produção do autor

7.2.5 Parâmetros elétricos obtidos nos ensaios com protótipos

Nas curvas apresentadas tanto para o primário quanto para o secundário, é possível identificar mais pontos de ressonância, ou seja, mais de um ponto com mudança de fase abrupta ao longo da curva de impedância. Isso demonstra que o comportamento dos parâmetros elétricos no componente real é mais complexo do que o modelo elétrico utilizado para o representar matematicamente. Entretanto essas características surgem acima da primeira ressonância, que em geral já está praticamente uma década acima da frequência de comutação do conversor. Por esse motivo, devido à elevada complexidade frente ao benefício em se considerar um modelo matemático mais rebuscado, será utilizado o modelo matemático simplificado (resistência e indutância séries, em paralelo com a capacitância parasita), para efeito de caracterização e comparação dos parâmetros entre protótipos. Sendo assim, para estimar os valores de capacitância própria dos enrolamentos (C_{str} e C_{str}'), foram utilizados os valores da frequência da primeira ressonância f_r e valor de indutância medido para uma frequência pelo menos uma década abaixo da frequência de ressonância. Nas curvas com valores de indutância e resistência (L_p - R_p e L_s - R_s para primário e secundário respectivamente) o valor da resistência observado a pelo menos uma década abaixo da frequência de ressonância (ou no caso na própria frequência de comutação do conversor), foi utilizado para caracterizar a resistência CA dos enrolamentos.

Na Tabela 15 é apresentada uma síntese com os valores dos parâmetros, medidos e calculados, para os protótipos dos transformadores a partir dos ensaios de circuito aberto para os enrolamentos primário Z_{p_oc} e secundário Z_{s_oc} . Já os principais valores obtidos no ensaio de curto-circuito, para o enrolamento primário Z_{p_sc} são apresentados na Tabela 16.

Tabela 15 – Dados obtidos da medição de circuito aberto

Parâmetro/Protótipo	EI38-P0	EI38-P01	EI38-P01-NI	ETD39
Lp – indutância do primário @ fs (160 kHz/100 kHz)	246,85 μ H	257,10 μ H	261,45 μ H	291,00 μ H
Rp_CA – resistência CA do primário @ fs (160 kHz / 100 kHz)	1,58 Ω	1,42 Ω	1,72 Ω	2,65 Ω
Rp_CC – resistência CC do primário	0,95 Ω	0,48 Ω	0,98 Ω	58,0 m Ω
frp – frequência da 1ª ressonância para impedância do primário	2,25 MHz	2,38 MHz	1,33 MHz	1,30 MHz
Cstr – capacitância Vista pelo primário Z_{p_oc}	20,24 pF	17,39 pF	55,20 pF	55,10 pF
Ls – indutância do secundário @ 160 kHz	28,03 μ H	28,7 μ H	29,33 μ H	26,27 μ H
Rs_CA – resistência do secundário CA @ 160 kHz	0,191 Ω	0,260 Ω	0,447 Ω	0,173 Ω
Rs_CC – resistência do secundário CC	0,172 Ω	0,170 Ω	0,104 Ω	20,7 m Ω
frs – frequência da 1ª ressonância para impedância do secundário	2,19 MHz	2,31 MHz	1,33 MHz	1,27 MHz
Cstr' – capacitância vista pelo secundário Z_{s_oc}	188,45 pF	164,65 pF	492,00 pF	611,05 pF

Tabela 16 – Dados obtidos da medição de curto-circuito

Parâmetro/Protótipo	EI38-P0	EI38-P01	EI38-P01-NI	ETD39
Ld – indutância de dispersão vista do primário @ fs (160 kHz/100 kHz)	6,3 μ H	1,98 μ H	4,34 μ H	10,27 μ H
Rp_CA – resistência CA do primário Z_{p_sc} @ fs (160 kHz/100 kHz)	3,21 Ω	2,19 Ω	2,44 Ω	1,40 Ω
Rp_CC – resistência CC do primário para Z_{p_sc}	1,05 Ω	0,532 Ω	1,12 Ω	59,0 m Ω
frp – frequência da 1ª ressonância para Z_{p_sc}	12,5 MHz	23,64 MHz	10,59 MHz	8,50 MHz
Cstr_sc – capacitância Vista pelo primário Z_{p_sc}	28,13 pF	23,96 pF	52,61 pF	43,71 pF
Cpso – capacitância entre primário e secundário ambos em curto-circuito	262,04 pF	246,15 pF	114,26 pF	41,89 pF

Os parâmetros apresentados foram em sua maioria obtidos diretamente das medições realizadas com o analisador de impedância Agilent 4294 e alguns calculados (capacitância Cstr,

Cstr' e Cstr_sc). Porém para os valores de resistência CC relativamente baixos, a precisão da medição com o equipamento não é adequada, pois divergem consideravelmente dos valores estimados com base na espessura e comprimento dos enrolamentos (que pode ser obtido a partir do projeto do leiaute no Altium). Por isso, os valores de resistência CC apresentados, foram obtidos com o auxílio do medidor LCR modelo U1733C do fabricante Keysight®, que possui uma faixa mínima para resistência CC de 2Ω com resolução de até $0,1 \text{ m}\Omega$, quando realizada a compensação da resistência das conexões.

7.2.6 Análise dos resultados obtidos

O modelo EI38-P0 foi construído em um primeiro momento em um fabricante de PCI (fabricante A), enquanto os protótipos EI38-P01 e EI38-P01-NI foram construídos em um segundo momento em outro (fabricante B). Ambos foram submetidos a um processo de fabricação típico de PCI, sendo mantidas as especificações de espessura de cobre e isolantes para todos os modelos. Entretanto nos modelos EI38-P01 e EI38-P01-NI, produzidos pelo fabricante B, foi percebida uma maior espessura de cobre nos condutores externos, chegando em torno de $90 \mu\text{m}$. Dessa forma, como efeito direto houve uma redução na resistência CC dos enrolamentos. Pode ser observado que o valor de $R_p\text{_}CC$ para o modelo EI38-P01 (em que o primário é construído apenas nas camadas externas) ficou em torno de $0,48 \Omega$. Que é menor que o valor obtido para $R_p\text{_}CC$ de modelo EI38-P0 (mesmo com MLT menor) em torno de $0,95 \Omega$ devido a diferença na espessura de cobre. Esse aumento na espessura de cobre, observado nos condutores externos, ocorre devido a metalização dos furos da PCI, onde é adicionado cobre no processo, que adere aos furos e também as superfícies da PCI. Geralmente o valor adicional fica em torno de $20 \mu\text{m}$ à $25 \mu\text{m}$, somado ao valor de espessura inicial. Porém na fabricação de protótipos, com os parâmetros do processo não plenamente otimizados, esse valor pode ser ainda superior, como ocorreu nos modelos EI38-P01 e EI38-P01-NI.

Com relação a capacitância, o menor valor visto pelo primário Cstr e também entre enrolamentos Cstr' foi observada no modelo EI38-P01, apesar de apresentar maior área de sobreposição entre enrolamentos. Comparando com o modelo EI38-P0 (que em tese deveria apresentar menor capacitância), pode se concluir que o menor valor para Cstr observado em EI38-P01 ocorreu devido a alguma variação na espessura do isolante (entre as camadas externas e internas) ou mesmo variação na permissividade elétrica do material isolante (ϵ_r entre 3,5 e 4,0). Mesmo assim os valores obtidos foram coerentes, pois no modelo EI38-P01-NI o valor de Cstr foi maior devido ao primário ser construídos em camadas adjacentes com menor espessura de isolante. Enquanto que o valor de C_{pso} para EI38-P01-NI é reduzido para menos da metade,

comparando ao EI38-P0 e EI38-P01 (de 114,26 pF frente a 246,15 pF e 262,04 pF), uma vez que existe apenas uma interface de isolante entre o primário e secundário (P-P-S-S) ao invés de duas como nos outros modelos (P-S-S-P). Já no protótipo convencional ETD39, como era esperado o valor de C_{pso} é o menor de todos, o que pode impactar positivamente principalmente em termos de EMI, apesar da elevada indutância de dispersão.

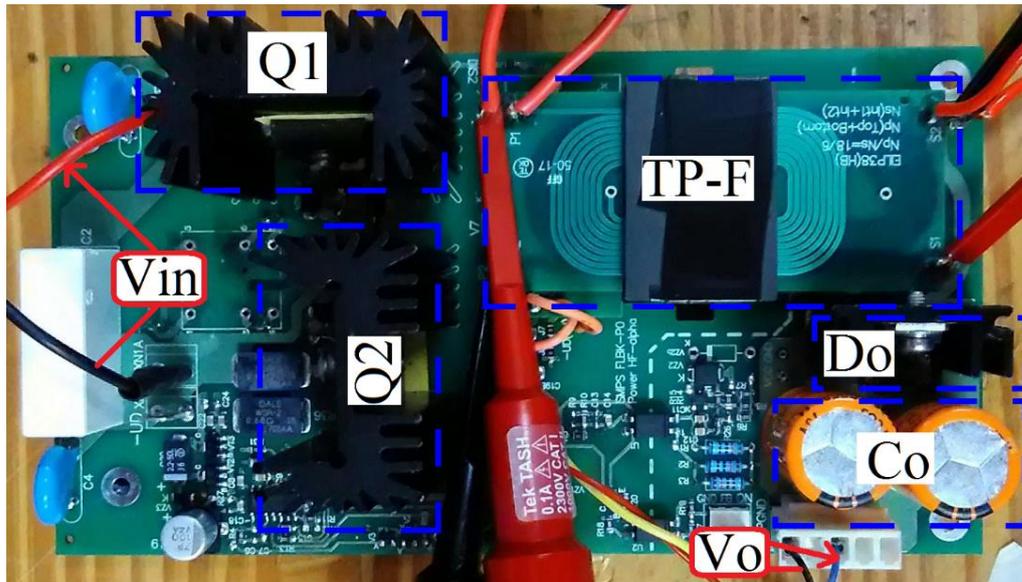
Um dos pontos que merece ser destacado, com relação a resistência dos enrolamentos, é que o menor valor de R_{p_CC} e R_{s_CC} foi observado no modelo ETD39, como era esperado devido a maior área de cobre dessa construção. Entretanto os valores observados em alta frequência para R_{p_CA} e R_{s_CA} para o ETD39 são bastante elevados, resultando em uma relação R_{ca}/R_{dc} de 45 vezes para o enrolamento primário e de 8 vezes para o secundário. Já nos modelos com construção planar, apesar de apresentarem uma maior resistência CC, em todos os casos a relação R_{ca}/R_{dc} não passa de 3 vezes (para o modelo EI38-P01 que foi construído com maior espessura de cobre).

Já com relação a indutância de dispersão L_d , para os EMPs os valores medidos apresentaram correlação com os obtidos na simulação com o modelo 3D físico no Maxwell[®]. No transformador convencional ETD39, o valor de L_d medido representa em torno de 3,5 % o valor de L_m , enquanto que no EMP com essa característica mais otimizada (EI38-P01), o valor de L_d chega a ser de apenas 0,77% de L_m . Por outro lado, mesmo mantendo as camadas intercaladas, no modelo EI38-P0, o desalinhamento entre os enrolamentos, provoca um aumento na L_d que chega a 6,3 μ H) sendo maior que no modelo EI38-P01-NI com L_d de 4,34 μ H, mesmo não possuindo os enrolamentos intercalados, mas com espiras do primário e secundário alinhadas (conforme proposta de leiaute TP-B).

7.3 TESTE FUNCIONAL CONVERSOR FLYBACK DUAS CHAVES

Os testes funcionais na aplicação proposta com os protótipos dos EMPs, foram realizados no conversor Flyback-2S implementado apresentado na Figura 132. Na imagem podem ser identificados os interruptores principais como Q1, Q2 e o diodo de saída Do. Também são identificados o capacitor de filtro da saída C_o , as conexões de entrada V_{in} e de saída V_o . O transformador planar é identificado como TP-F, não estando integrado a placa de potência, mas montado através de pontos de solda que conectam os enrolamentos do TP-F ao circuito do conversor. Dessa forma diferentes protótipos podem ser testados utilizando a mesma placa de potência, inclusive o protótipo para o transformador convencional ETD39.

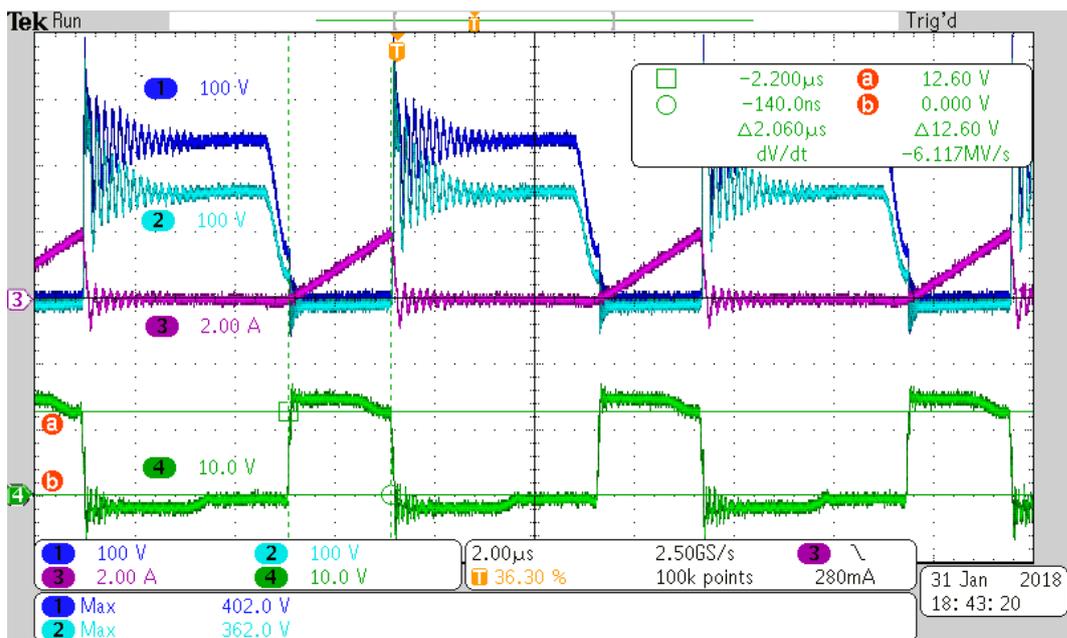
Figura 132 – Conversor Flyback-2S com transformador planar TP-F



Fonte: produção do autor

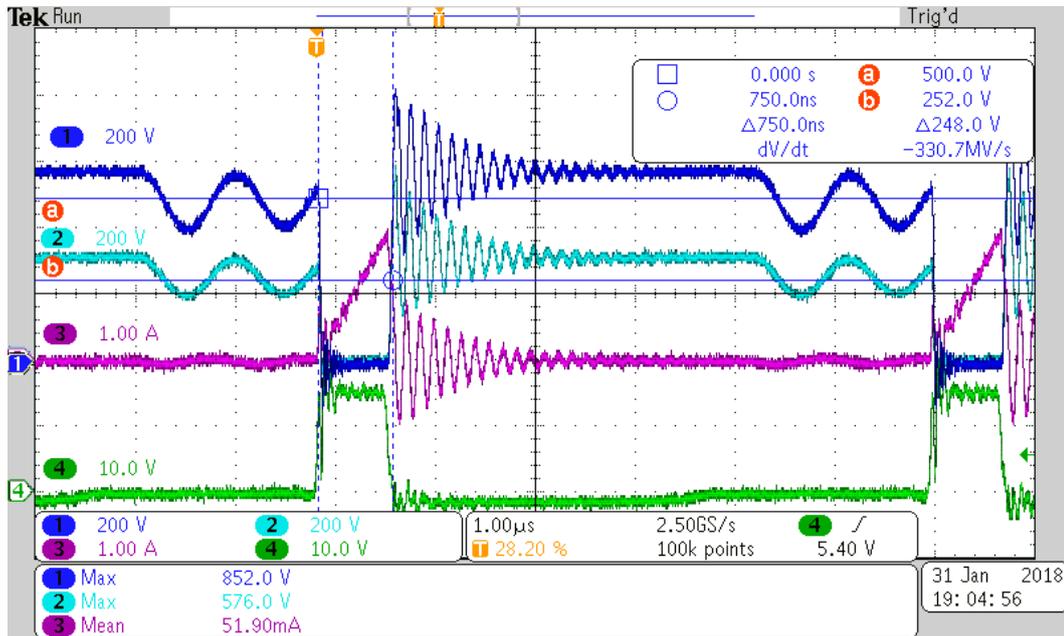
As formas de onda do conversor com potência de saída nominal, mostrando a tensão VDS dos interruptores Q1 e Q2, tensão de comando VGS (Q2) para $V_{in_{min}}$ de 265 V e $V_{in_{max}}$ de 750 V são apresentadas na Figura 133 e na Figura 134 respectivamente.

Figura 133 - Tensão (VDS Q2 canal 1 e Q1 canal 2, VGS Q1 canal 4) e corrente no primário (canal 3) para $V_{in}=265$ V com protótipo EI38-P0



Fonte: produção do autor

Figura 134 - Tensão (VDS Q2 canal 1 e Q1 canal 2, VGS Q2 canal 4) e corrente no primário (canal 3) para $V_{in}=750\text{ V}$ com o protótipo EI38-P0



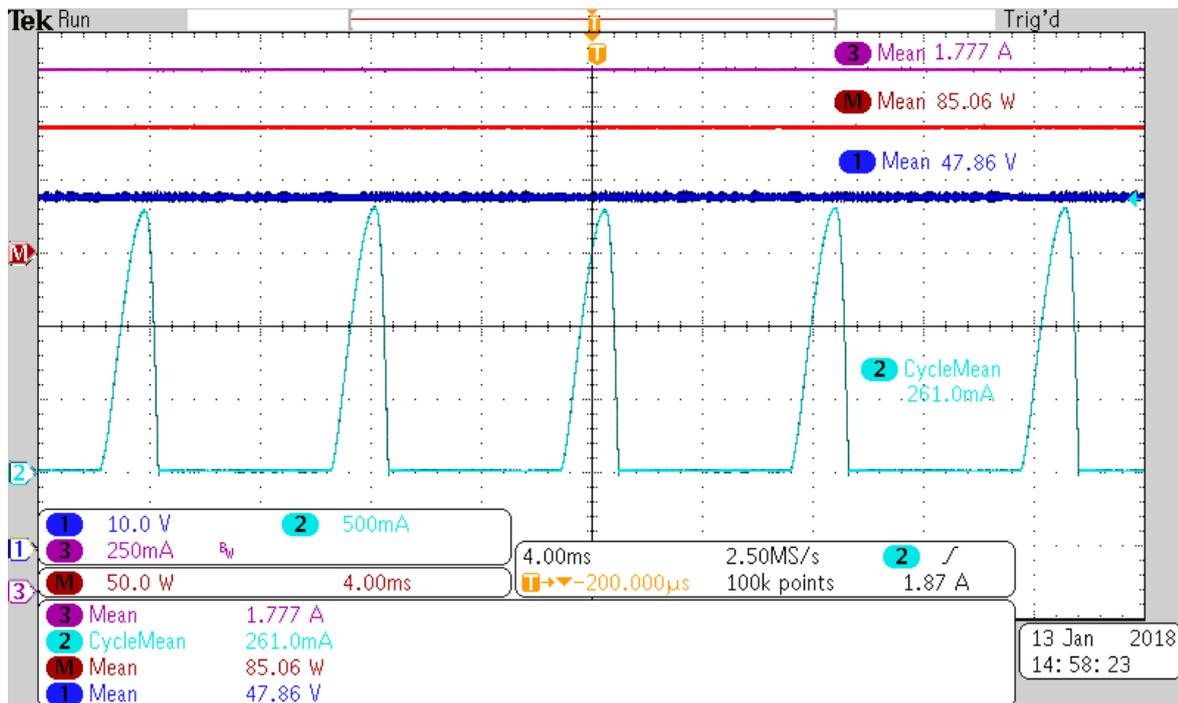
Fonte: produção do autor

É possível observar que as tensões de bloqueio não se mantêm equilibradas, ficando relativamente maior em Q2 (402 V / 852 V). Além do desequilíbrio, o valor está em torno de 102 V à 137 V acima da tensão da fonte de entrada. Esse valor acima de V_{in} ocorre devido a indutância parasita do circuito de descarga, eventualmente tempo de recuperação direta dos diodos de roda livre, mas ainda está no nível seguro para operação uma vez que os interruptores possuem VDS_{max} de 1200 V. Além da tensão de bloqueio, também podem ser observadas a amplitude da corrente no primário, com valor de pico em torno de 2,0 A, e razão cíclica D_{max} de 33,2% e D_{min} de 12,1 % ($T \approx 6,2\ \mu s$), estando de acordo com os valores de projeto.

7.4 VERIFICAÇÃO DE PERDAS E RENDIMENTO

Na Figura 135 são apresentadas as principais formas de onda para as grandezas na entrada e saída do conversor, obtidas em regime permanente com o mesmo operando em malha fechada com potência nominal e tensão de entrada de 350 V, nesse caso obtida a partir de um retificador monofásico conectado rede CA.

Figura 135 – Formas de onda para o conversor Flyback-2S com transformador EI38-P0 @ Vin 350 V e Po 85 W



Fonte: produção do autor

No canal 1 é apresentada a tensão V_o com valor médio de 47,86 V, no canal 3 a corrente I_o com valor médio em torno de 1,78 A, no canal 2 a corrente na saída do retificador, com valor médio de 275,1 mA. A potência de saída calculada (curva M) é de 85,0 W e a potência de entrada estimada em 96,3 W, chegando a um rendimento de 88,2 %. Entretanto existe uma certa dificuldade na obtenção de um valor experimental preciso para potência de entrada, através das formas de onda. Pois o valor médio da corrente resultante na entrada do conversor é relativamente baixo, mas com valor de pico elevado afeta a resolução da medição feita com o osciloscópio. No caso a corrente medida no canal 2, apresenta valor de pico em torno de 1,8 A, sendo o seu valor médio é apenas 15% (0,27 A) do mesmo. Essa diferença nos valores de corrente pode induzir facilmente a um erro no valor calculado para a corrente média na entrada, que pode impactar no valor estimado para potência P_{in} . Nesse caso um erro em torno de 10 mA pode levar a uma variação na potência em torno de 3,5 W (para V_{in} 350 V), que representa mais de 4 % da potência de saída do conversor. Por esse motivo para avaliar adequadamente o rendimento do conversor foi realizada a medição da potência de entrada e de saída, sendo monitoradas a tensão e corrente do conversor, com wattímetro digital, modelo WT230 do fabricante Yokogawa, apresentado na Figura 136.

Figura 136 - Wattímetro Yokogawa WT230



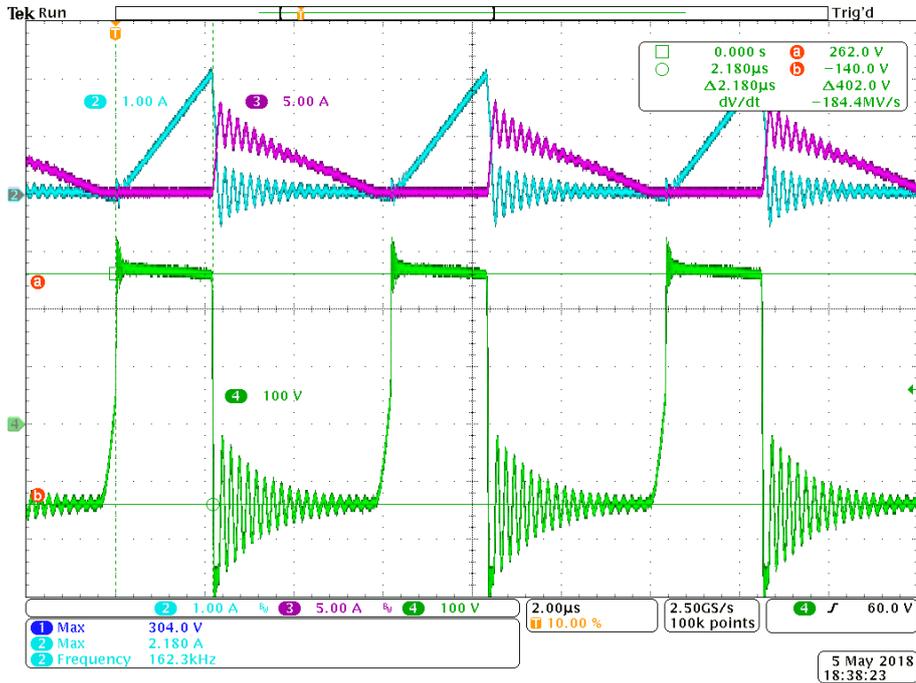
Fonte: produção do autor

Devido a limitação do valor eficaz de tensão aplicada diretamente nos terminais do equipamento de 400 V para o terra (sem utilização de acessórios externos), os valores de potência e rendimento foram inicialmente medidos para uma restrita faixa de tensão, de 265 V e 350 V. As perdas do retificador não foram consideradas na medição, sendo realizada a medição de corrente e tensão de entrada do conversor após o barramento CC, composto de 6 capacitores eletrolíticos de 120 $\mu\text{F}/450\text{ V}$, conectado entre a saída do retificador e entrada do conversor. Com essa configuração para o barramento CC a ondulação da tensão e corrente na entrada do conversor foi limitada permitindo realizar uma medição mais estável com o wattímetro. Ressaltando que os valores de tensão de entrada, tensão e potência de saída, foram mantidos aproximadamente constantes. Apenas para o protótipo ETD39 a frequência de comutação foi modificada para 100 kHz de acordo com o projeto do mesmo.

7.4.1 Formas de onda para protótipo EI38-P0

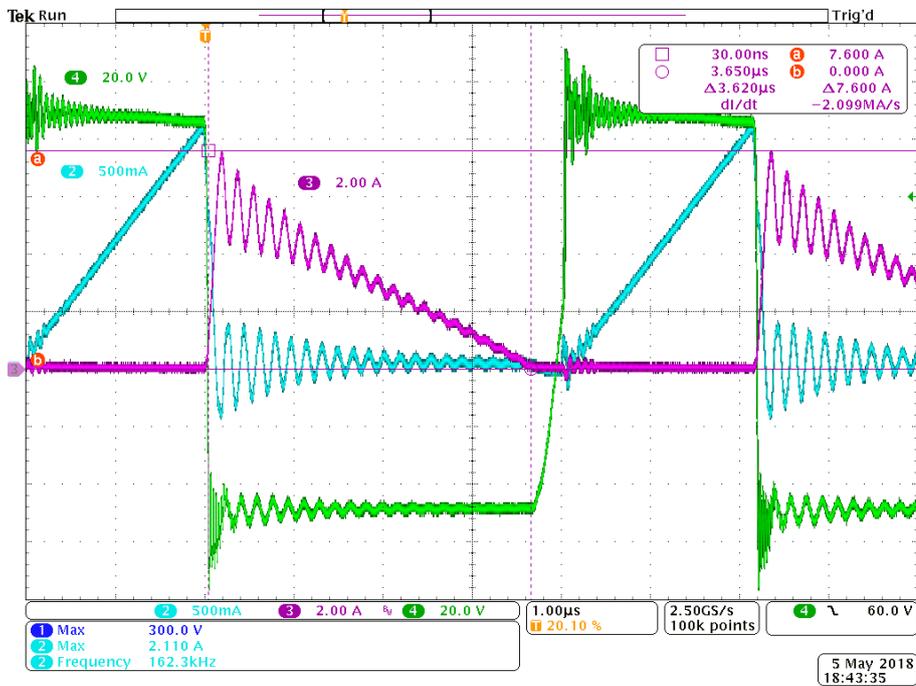
As formas de onda para a corrente e tensão observadas respectivamente no primário e secundário do transformador EI38-P0, para tensão de entrada de 265 V são mostradas na Figura 137 e Figura 138. Já na Figura 139 e na Figura 140 são apresentadas as formas de onda das grandezas no transformador EI38-P01 para tensão de entrada de 350 V.

Figura 137 – Protótipo EI38-P0 tensão e corrente no primário canal 4 e canal 2, corrente no secundário canal 3 para Vin 265 V



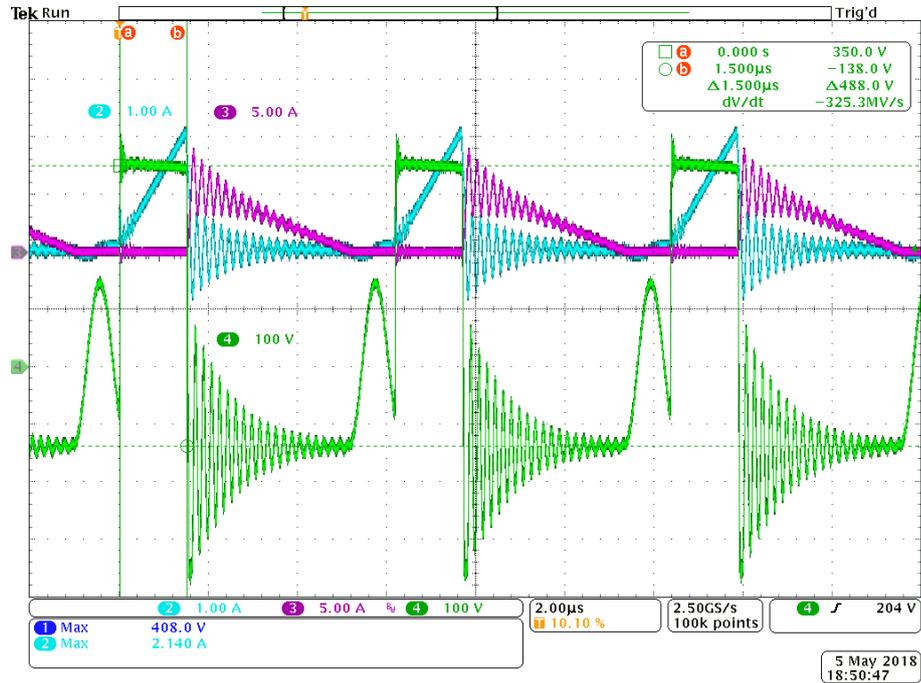
Fonte: produção do autor

Figura 138 - Protótipo EI38-P0 tensão e corrente no secundário canal 4 e canal 3, corrente no primário canal 2 para Vin 265 V



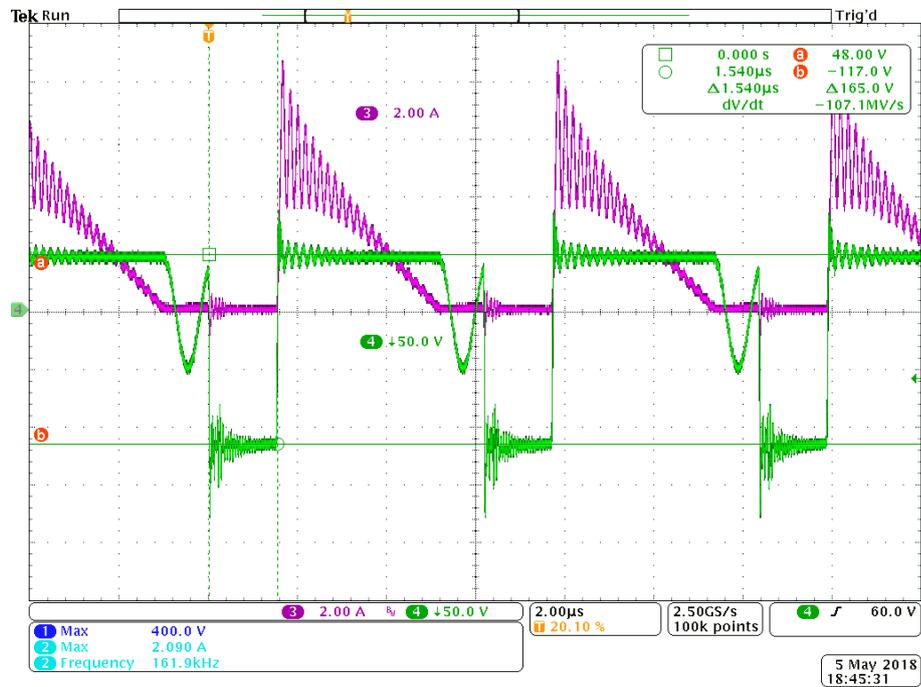
Fonte: produção do autor

Figura 139 - Protótipo EI38-P0 tensão e corrente no primário canal 4 e canal 2, corrente no secundário canal 3 para Vin 350 V



Fonte: produção do autor

Figura 140 - Protótipo EI38-P0 tensão e corrente no secundário canal 4 e canal 3 para Vin 350 V



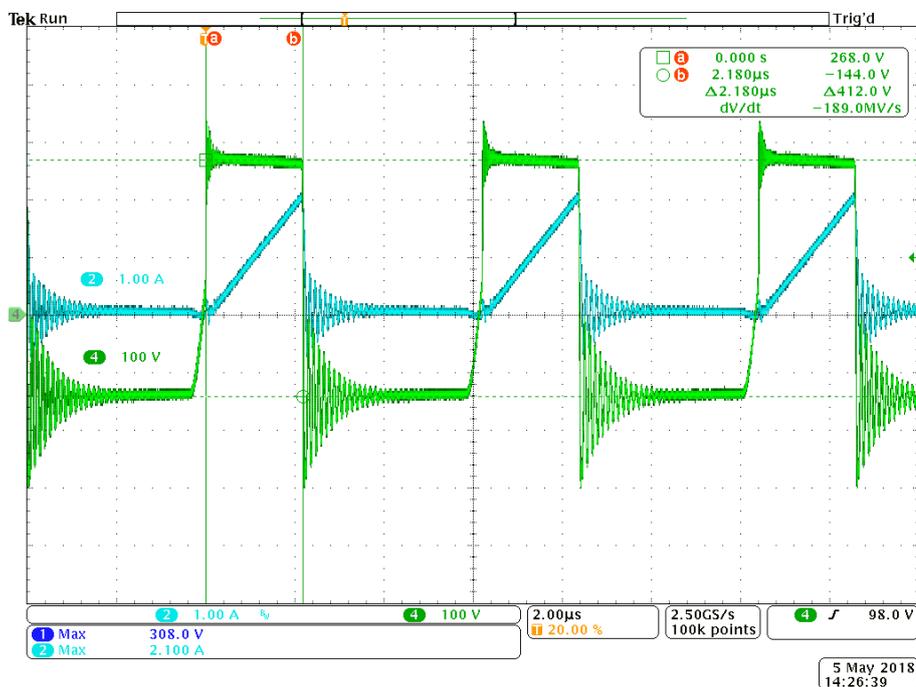
Fonte: produção do autor

Nas formas de onda apresentadas podem ser verificados o ponto de operação do conversor, como frequência de comutação, razão cíclica, tensão e corrente nos enrolamentos primário e secundário. Ainda é possível observar, que quando operando em tensão mais elevada, V_{in} de 350 V, existe uma maior oscilação na tensão do primário que inicia no bloqueio do interruptor, devido a ressonância entre a indutância de dispersão e as capacitâncias do sistema. Essa oscilação não é verificada na tensão medida no enrolamento secundário, pois a mesma grampeada pela elevada capacitância de saída, mas aparece na corrente do secundário. Essa alta frequência contribui negativamente elevando as perdas nos enrolamentos do transformador e também deve prejudicar o desempenho em termos de EMI.

7.4.2 Formas de onda para protótipo EI38-P01

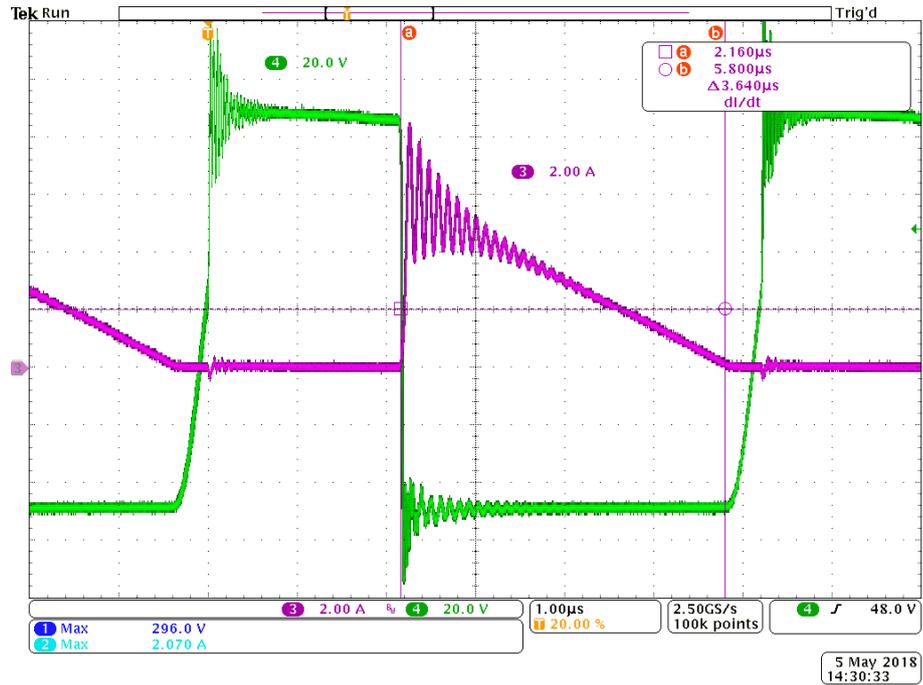
As formas de onda para a corrente e tensão observadas respectivamente no primário e secundário do transformador EI38-P01, para tensão de entrada de 265 V são mostradas na Figura 141 e na Figura 142. Já na Figura 143 e na Figura 144 são apresentadas as formas de onda das grandezas no transformador EI38-P01 para tensão de entrada de 350 V.

Figura 141 - Protótipo EI38-P01 tensão e corrente no primário canal 4 e canal 2 para V_{in} 265 V



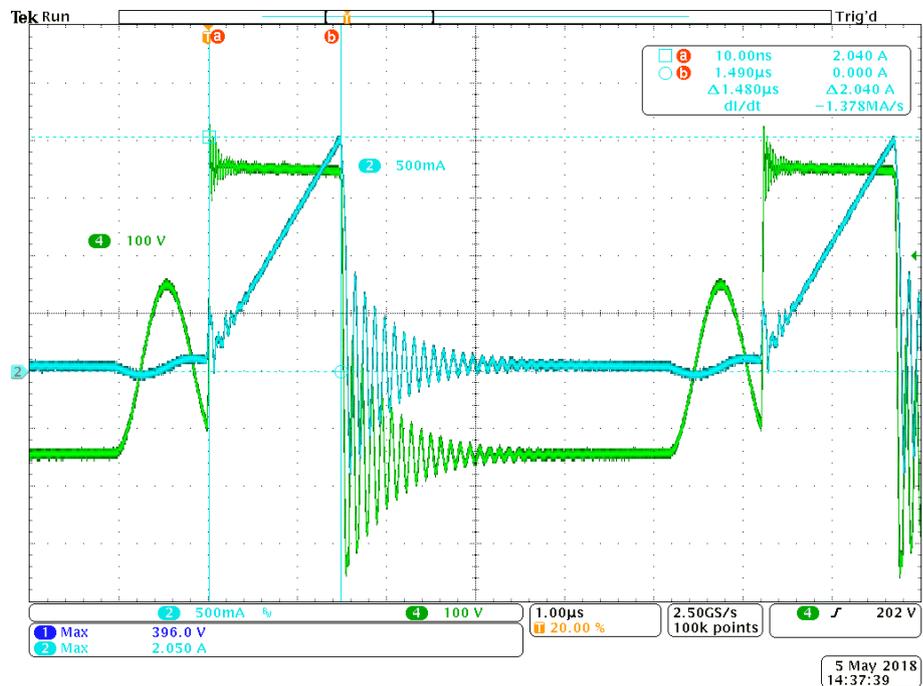
Fonte: produção do autor

Figura 142 - Protótipo EI38-P01 tensão e corrente no secundário canal 4 e canal 3



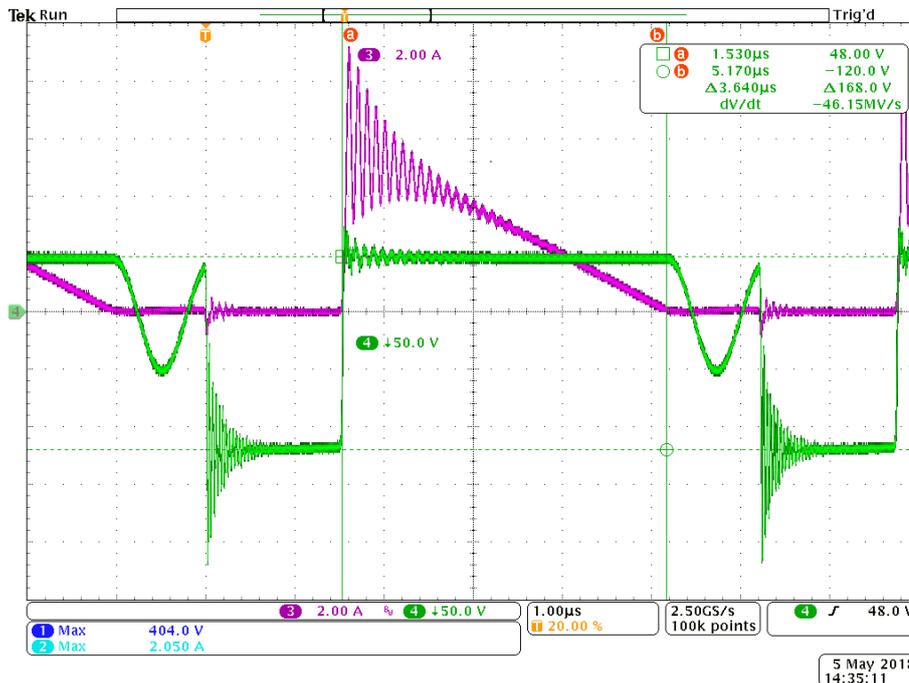
Fonte: produção do autor

Figura 143 - Protótipo EI38-P01 tensão e corrente no primário canal 4 e canal 2 para Vin 350 V



Fonte: produção do autor

Figura 144 - Protótipo EI38-P01 tensão e corrente no secundário canal 4 e canal 3 para Vin 350 V



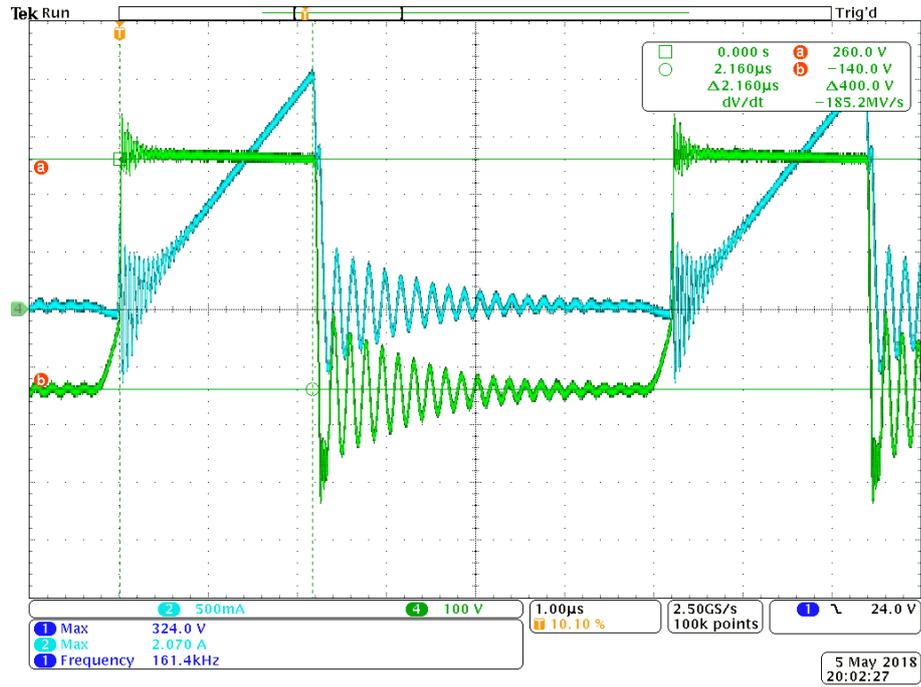
Fonte: produção do autor

Assim como para as formas de onda obtidas para o protótipo EI38-P0, apresentadas na seção 7.4.1, além de serem verificados o ponto de operação do conversor, é possível observar também a oscilação que ocorre na tensão do primário, que surge no momento do bloqueio do interruptor. No caso do EI38-P01 essa oscilação também é mais acentuada para Vin de 350 V, mas nesse caso cessa mais brevemente, em torno de 40% do tempo de desmagnetização. Isso ocorre devido a menor quantidade de energia acumulada, pois apesar de haver capacitâncias parasitas similares em ambas construções, a indutância de dispersão é menor no transformador EI38-P01: 1,98 μH frente a 6,3 μH para EI38-P0.

7.4.3 Formas de onda para protótipo EI38-P01-NI

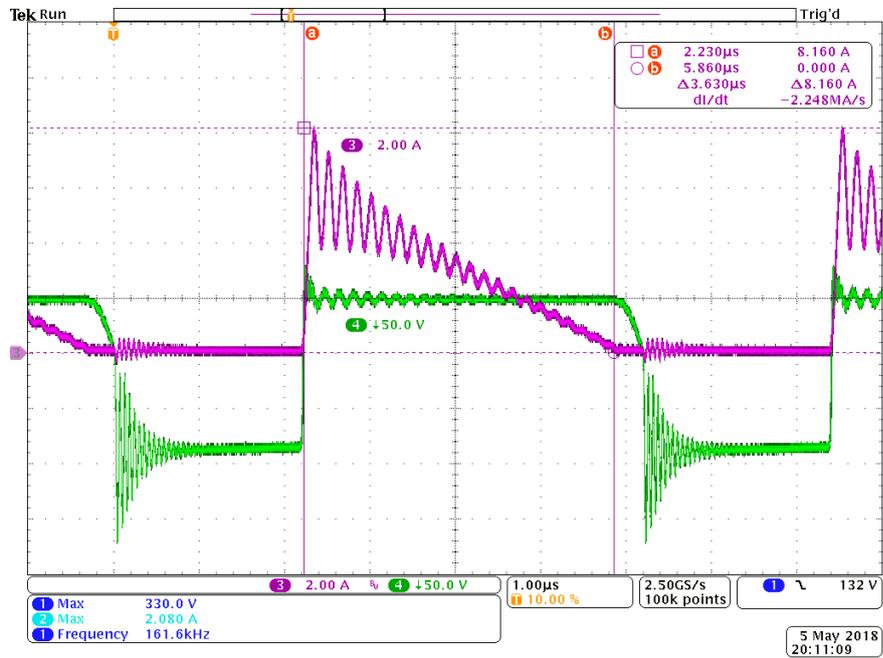
As formas de onda para a corrente e tensão observadas respectivamente no primário e secundário do transformador EI38-P01-NI, para tensão de entrada de 265 V são mostradas na Figura 145 e na Figura 146. Já na Figura 147 e na Figura 148 são apresentadas as formas de onda para tensão de entrada de 350 V no transformador EI38-P01-NI.

Figura 145 - Protótipo EI38-P01-NI tensão e corrente no primário canal 4 e canal 2 para Vin 265 V



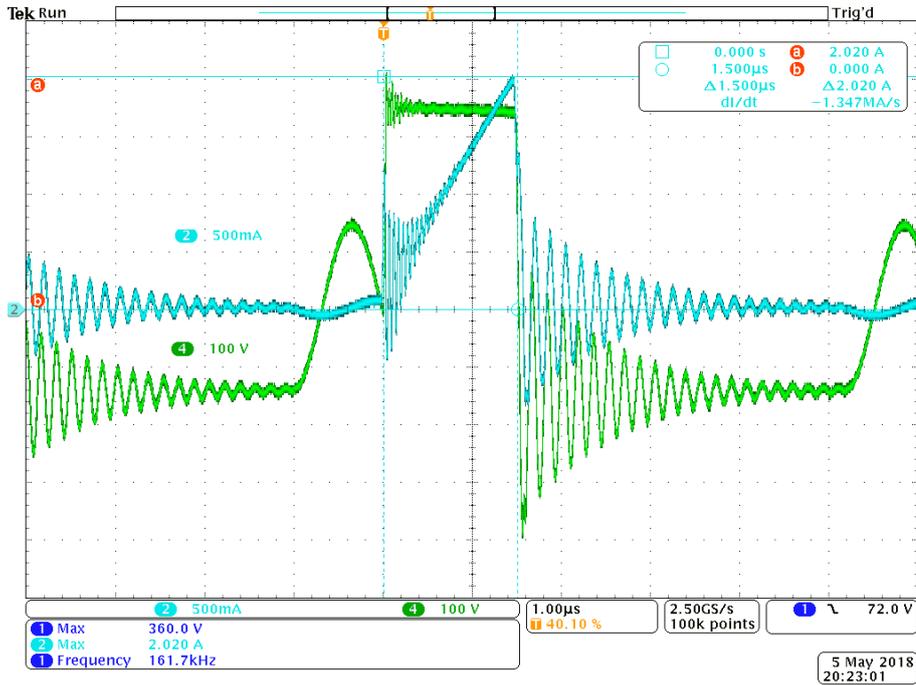
Fonte: produção do autor

Figura 146 - Protótipo EI38-P01-NI tensão e corrente no secundário canal 4 e canal 3 para Vin 265 V



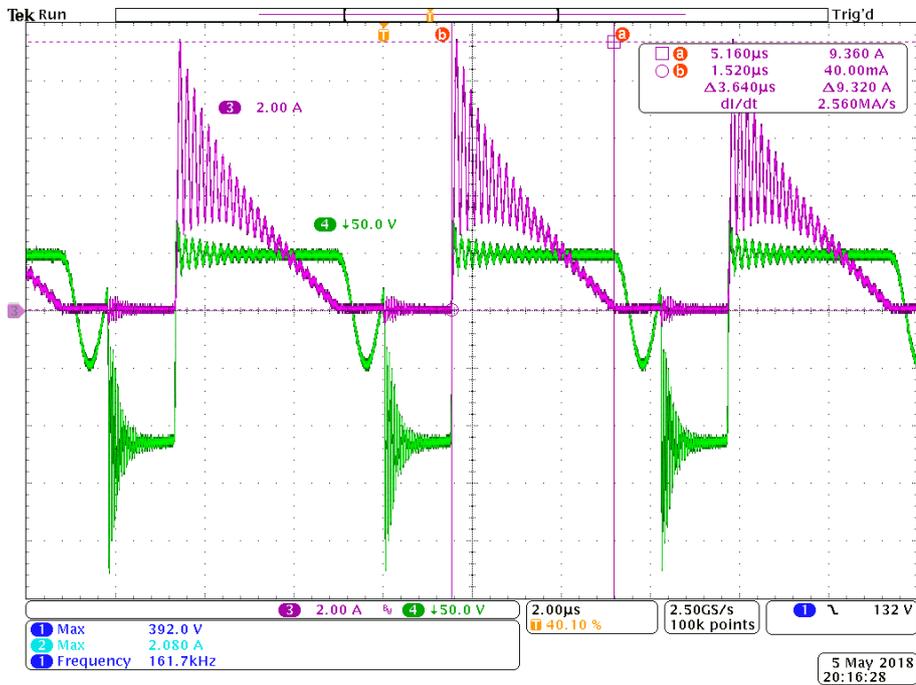
Fonte: produção do autor

Figura 147 - Protótipo EI38-P01-NI tensão e corrente no primário canal 4 e canal 2 para Vin 350 V



Fonte: produção do autor

Figura 148 - Protótipo EI38-P01-NI tensão e corrente no secundário canal 4 e canal 3 para Vin 350 V



Fonte: produção do autor

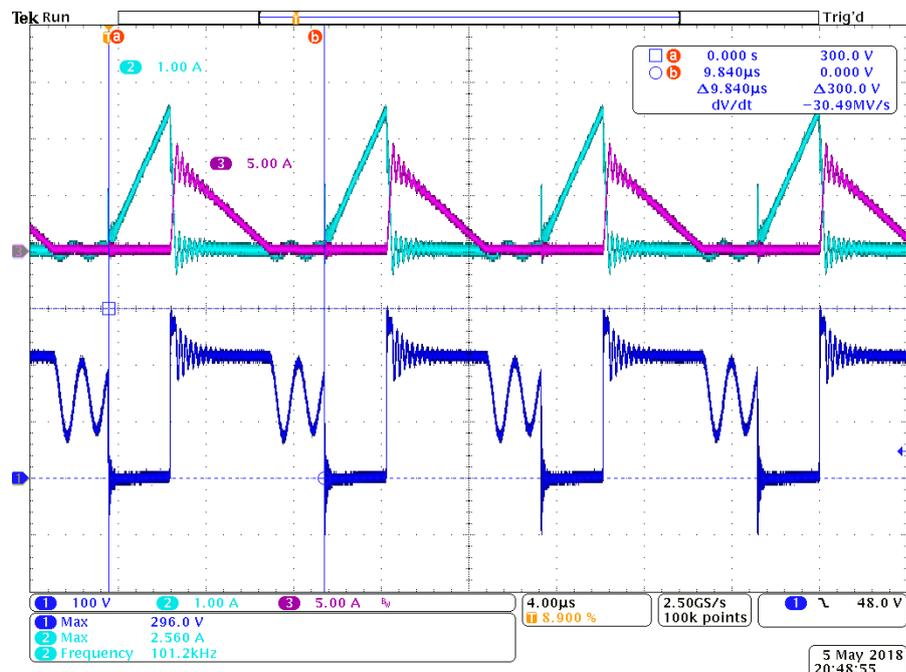
Com as formas de onda obtidas para o protótipo EI38-P01-NI, podem ser verificadas as grandezas que caracterizam o ponto de operação do conversor, que é similar ao verificado para

os protótipos EI38-P0 e EI38-P01, apresentados respectivamente na seção 7.4.1 e na seção 7.4.2. Também é verificada a oscilação característica da corrente no secundário, que é acentuada pela capacitância C_{str} e indutância de dispersão L_d que são mais elevadas no transformador EI38-P01-NI: praticamente o dobro do valor observado no protótipo EI38-P01. Além disso, nesse caso também é verificada uma oscilação em alta frequência na corrente do primário, que surge no momento da entrada em condução do interruptor. É possível concluir que essa característica surge com o aumento da capacitância vista pelo primário C_{str} (55,20 pF para EI38-P01-NI frente a 17,39 pF para EI38-P01), que nesse caso é maior devido a montagem não intercalada PPSS. Essa oscilação também deve responder por um possível aumento nas perdas no cobre, devido à resistência CA e também contribuir negativamente com resultados de emissão de ruído eletromagnético EMI.

7.4.4 Formas de onda para protótipo ETD39

O protótipo ETD39 foi projetado para f_s de 100 kHz, assim o rendimento foi medido conforme apresentado na Figura 149, para o período de 9,84 μ s, resultando em f_s de 101,6 kHz.

Figura 149 - Tensão VDS Q2 canal 1, corrente no primário canal 2 e no secundário canal 3 para $V_{in}=265$ V com protótipo ETD39 @ $f_s \approx 100$ kHz

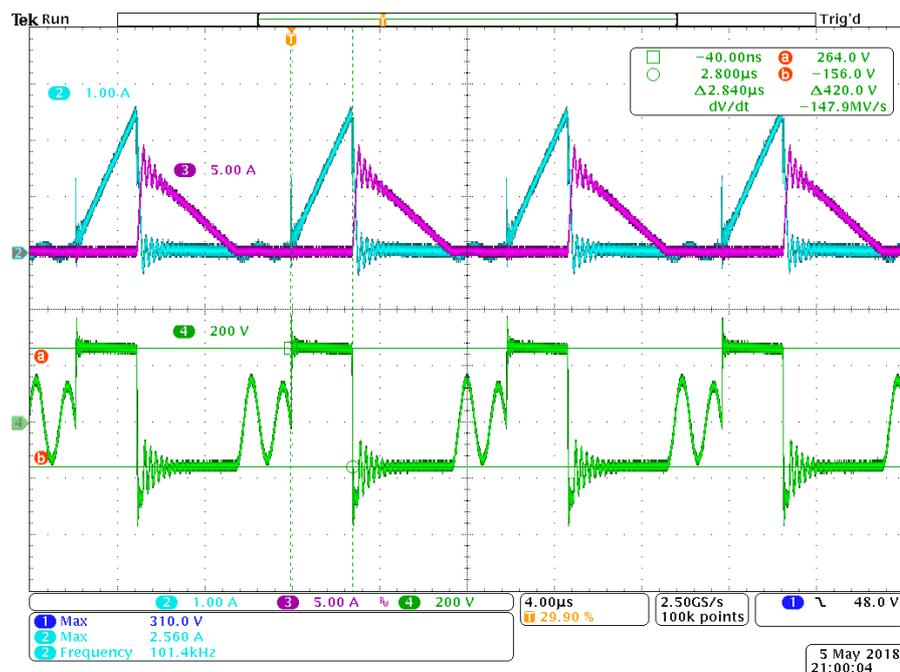


Fonte: produção do autor

Com relação a potência de saída do conversor, foi mantida a mesma condição ($P_o \approx 84 \text{ W}$) utilizada nos protótipos com construção planar, para medição com o ETD39. Reafirmando a premissa de que o projeto do ETD39 foi realizado com metodologia tradicional, onde foi maximizada a área de cobre disponível visando redução de perdas. Por outro lado, os valores de pico das correntes resultantes observadas são relativamente maiores (devido ao diferente critério utilizado no projeto do ETD39) em torno de 25% para I_{p_k} , chegando a 40% para $I_{s_{p_k}}$. Sendo que para o ETD39 a relação N_p/N_s é de 3,4 e o $D_{\max} \leq 30\%$, enquanto no EMP a relação N_p/N_s foi projetada para 3,0 para um $D_{\max} \leq 35\%$. Nesse caso, os esforços de corrente e tensão, nos semicondutores e elemento magnético, não apresentam valores numericamente equivalentes. Entretanto, por operar com f_s menor, que representa apenas 62,5% da f_s utilizada no EMP, deve haver uma redução diretamente proporcional nas perdas por comutação, compensando o incremento no valor de pico observado nas correntes dos enrolamentos.

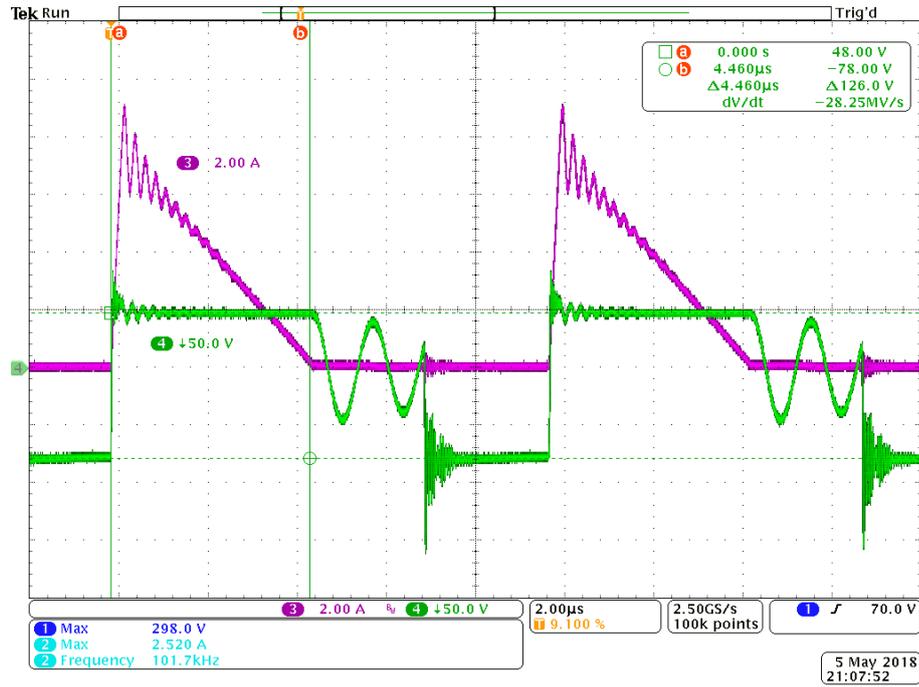
As formas de onda para a corrente e tensão observadas respectivamente no primário e secundário do transformador ETD39, para tensão de entrada de 265 V são mostradas na Figura 150 e na Figura 151. Já na Figura 152 e na Figura 153 são apresentadas as formas de onda para tensão de entrada de 350 V no transformador ETD39.

Figura 150 - Protótipo ETD39 tensão e corrente no primário canal 4 e canal 2, corrente no secundário canal 3 para V_{in} 265 V



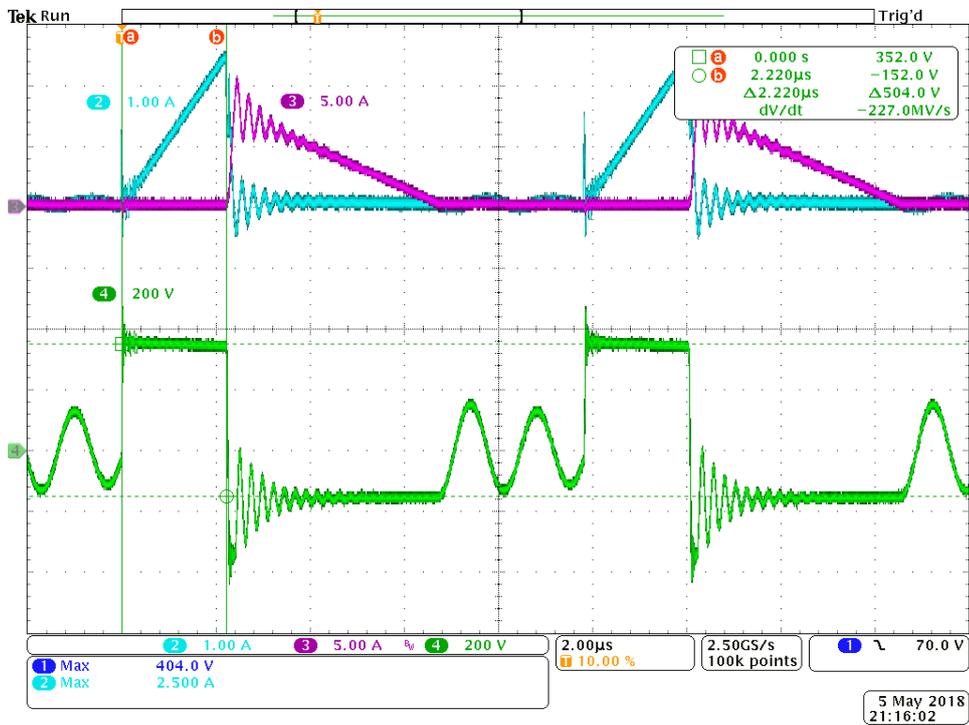
Fonte: produção do autor

Figura 151 - Protótipo ETD39 tensão e corrente no secundário canal 4 e canal 3 para Vin 265 V



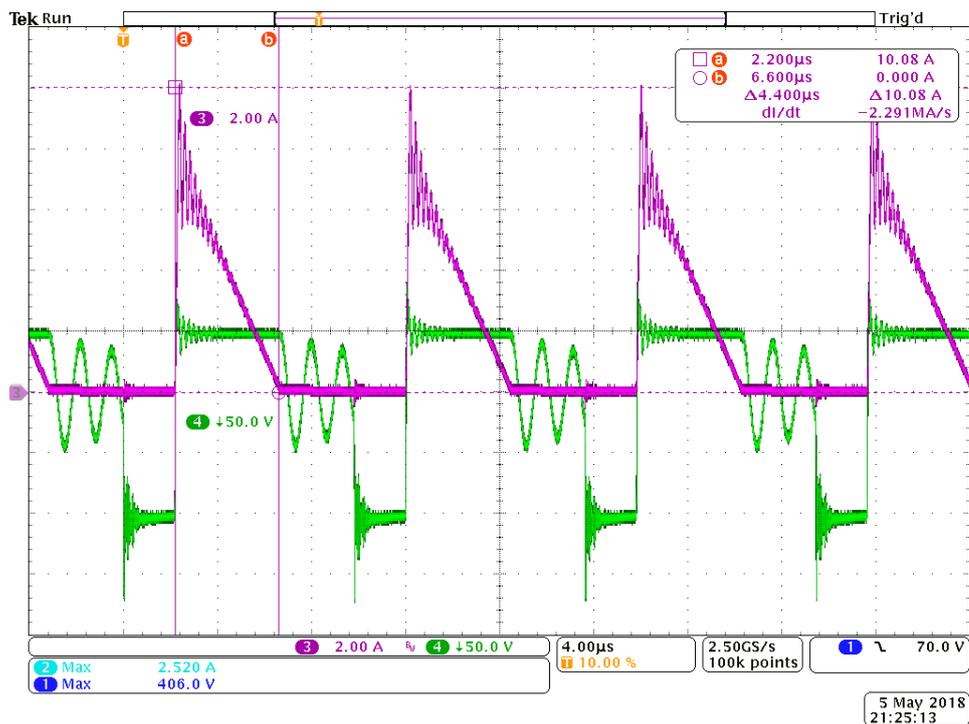
Fonte: produção do autor

Figura 152 - Protótipo ETD39 tensão e corrente no primário canal 4 e canal 2, corrente no secundário canal 3 para Vin 350 V



Fonte: produção do autor

Figura 153 - Protótipo ETD39 tensão e corrente no secundário canal 4 e canal 3 para Vin 350 V



Fonte: produção do autor

Com as formas de onda obtidas para o protótipo ETD39 é possível identificar o ponto de operação para as grandezas de corrente e tensão nos enrolamentos assim como razão cíclica. Também é verificada a oscilação característica na corrente no secundário, sendo mais acentuada para Vin de 350 V. O valor da indutância de dispersão L_d é maior, sendo equivalente a 5 vezes o valor obtido para o protótipo EI38-P01. Entretanto, grande parte da energia acumulada na L_d é devolvida à fonte através dos diodos de recirculação, sendo responsável pela oscilação apenas a energia residual que não pôde ser retornada. Por outro lado, a oscilação cessa relativamente mais rápido (comparado ao EI38-P0), em torno de $2\mu\text{s}$ @ 350 V, que representa 40% do tempo total de desmagnetização nessa condição. É possível deduzir que devido a maior resistência CA característica do ETD39, a oscilação em alta frequência ($> 5\text{ MHz}$) seria mais rapidamente amortecida nesse caso. O que pode contribuir para uma possível redução na emissão de ruído eletromagnético, mas não deixaria de prejudicar o rendimento do conversor. Além disso o protótipo ETD39 possui a menor capacitância verificada entre enrolamentos: o valor da C_{pso} é de apenas $1/5$ do valor observado para o protótipo EI38-P01.

7.4.5 Rendimento do Conversor

Os dados obtidos para o rendimento do conversor através da medição com o wattímetro nos pontos de operação avaliados, para $V_{in_{min}}$ 265 V e para V_{in} de 350 V, são apresentados na Tabela 17.

Tabela 17 – Rendimento do Conversor Flyback-2S com protótipos avaliados

Parâmetros/Protótipo		EI38-P0		EI38-P01		EI38-P01-NI		ETD39	
Tensão de Entrada	[V]	265,90	349,86	265,79	352,62	265,88	350,38	265,23	350,26
Tensão de Saída	[V]	47,94	47,95	47,94	48,00	47,93	47,93	47,94	47,95
Corrente de Entrada	[A]	0,351	0,273	0,348	0,267	0,349	0,268	0,359	0,271
Corrente de Saída	[A]	1,747	1,747	1,749	1,748	1,747	1,747	1,747	1,748
Potência de Entrada	[W]	93,50	95,4	92,40	94,30	92,70	93,90	95,10	94,80
Potência de Saída	[W]	83,70	83,80	83,80	83,90	83,70	83,70	83,80	83,80
Perdas Totais	[W]	9,80	11,60	8,60	10,40	9,00	10,20	11,30	11,00
Rendimento η	[%]	89,59	87,71	90,68	88,93	90,30	89,17	88,08	88,46

Os valores de rendimento observados para tensão de entrada $V_{in_{min}}$ estão de acordo com o estimado no projeto e simulação. O maior valor de rendimento foi verificado para o protótipo EI38-P01 na condição de tensão 265 V. Isso era esperado, pois apesar do maior comprimento das espiras, esse protótipo foi de fato fabricado com uma maior espessura de cobre (em torno de 90 μm frente ao especificado de 35 μm), o que contribui para redução das perdas CC ainda sem elevar a resistência CA devido ao efeito de proximidade. Com o aumento da tensão de entrada as perdas aumentam rapidamente afetando o rendimento, provavelmente chegando a valores ligeiramente menores que o estimado no projeto e simulação para $V_{in_{max}}$ de 750 V.

Para V_{in} de 350 V o maior rendimento foi obtido para o protótipo EI38-P01-NI em torno de 89,17%. Entretanto esse valor em termos experimentais é equivalente ao obtido para o EI38-P01, pois a diferença no valor das perdas é de apenas 0,2 W. Já com o protótipo ETD39, apesar de utilizar uma maior área de cobre no transformador o rendimento obtido é ligeiramente menor para $V_{in_{min}}$ e para V_{in} 350 V é maior apenas que o observado para o protótipo EI38-P0. Além disso, mesmo com a frequência menor, as perdas acabam sendo maiores também devido a diferença nas amplitudes para as correntes no primário e secundário, uma vez que a relação de transformação N_p/N_s é de 3,4 no ETD39 e de 3 nos protótipos com construção planar.

Para avaliar o comportamento do rendimento do conversor em função de potência, foram selecionados os modelos EI38-P01 e o convencional ETD39. As medições foram realizadas nesse caso com o analisador de energia PA4000 da Tektronix, permitindo a medição de valores de tensão mais elevados. Na Figura 154 é mostrada uma foto da tela do analisador

de energia PA4000 com os valores medidos para o canal 1 (Ch1) saída do conversor e canal 2 (Ch2) entrada. Foi realizada a medição para V_{in} 265 V e V_{in} 650 V. O valor de 650 V, um pouco menor que $V_{in_{max}}$ de projeto, que foi escolhido devido a limitação dos capacitores eletrolíticos disponíveis para o barramento CC conectado na entrada do conversor. Sendo que nesse caso o conversor foi alimentado diretamente por uma fonte CC, mas a indutância dos cabos utilizados para conexão, deve ser compensada com um banco de capacitores local próximos ao conversor. A medição foi realizada para frações de 1/6 da potência nominal, sendo que inicialmente o conversor foi ligado na potência nominal até estabilizar termicamente e posteriormente a potência foi sendo reduzida até o valor mínimo de 1/6 de P_o .

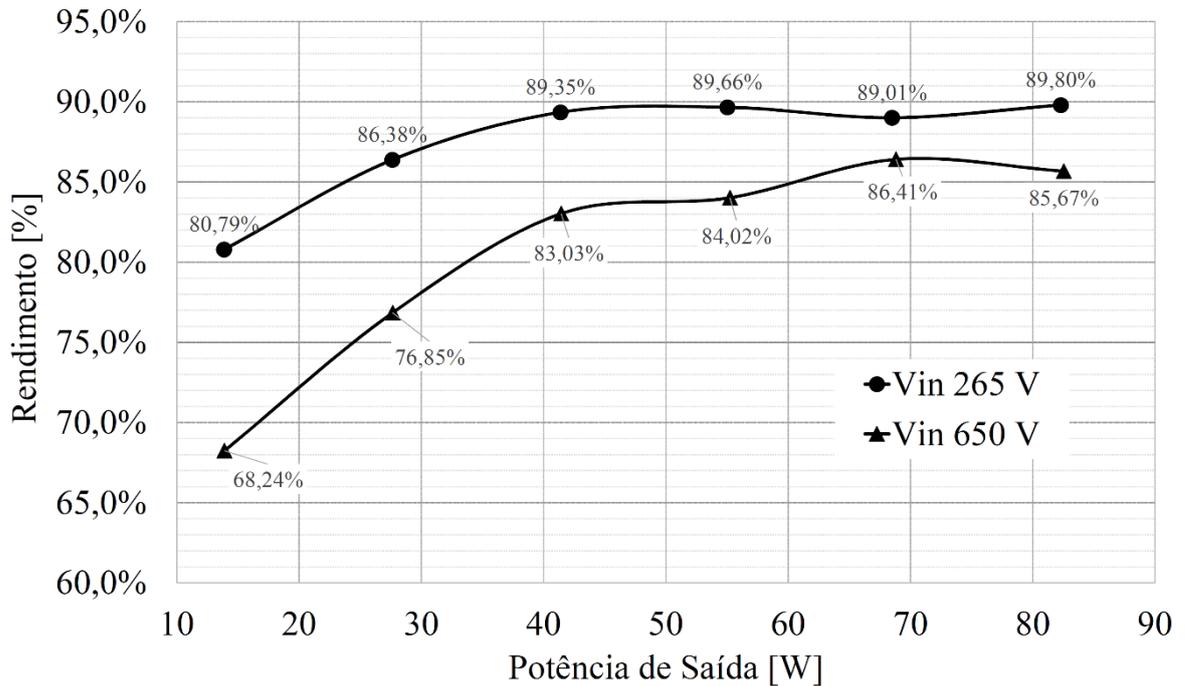
Figura 154 – Imagem com dados mostrados na tela do analisador de energia Tektronix modelo PA4000



Fonte: produção do autor

Na Figura 155 é apresentada a curva de rendimento obtida para o conversor utilizando o EMP EI38-P01(PSSP), projetado para frequência de comutação de 160 kHz. O rendimento para $V_{in_{min}}$ 265 V fica acima de 89% de 100% até 50% da potência nominal. Já para V_{in} 650 V o maior rendimento obtido é de 86,41% para 83,3% da potência nominal. Sendo o menor rendimento de 68,24% quando operando com apenas 1/6 da potência nominal e tensão V_{in} 650 V.

Figura 155 – Curva de rendimento do conversor em função da carga para solução planar EI38-P01 @ 160 kHz



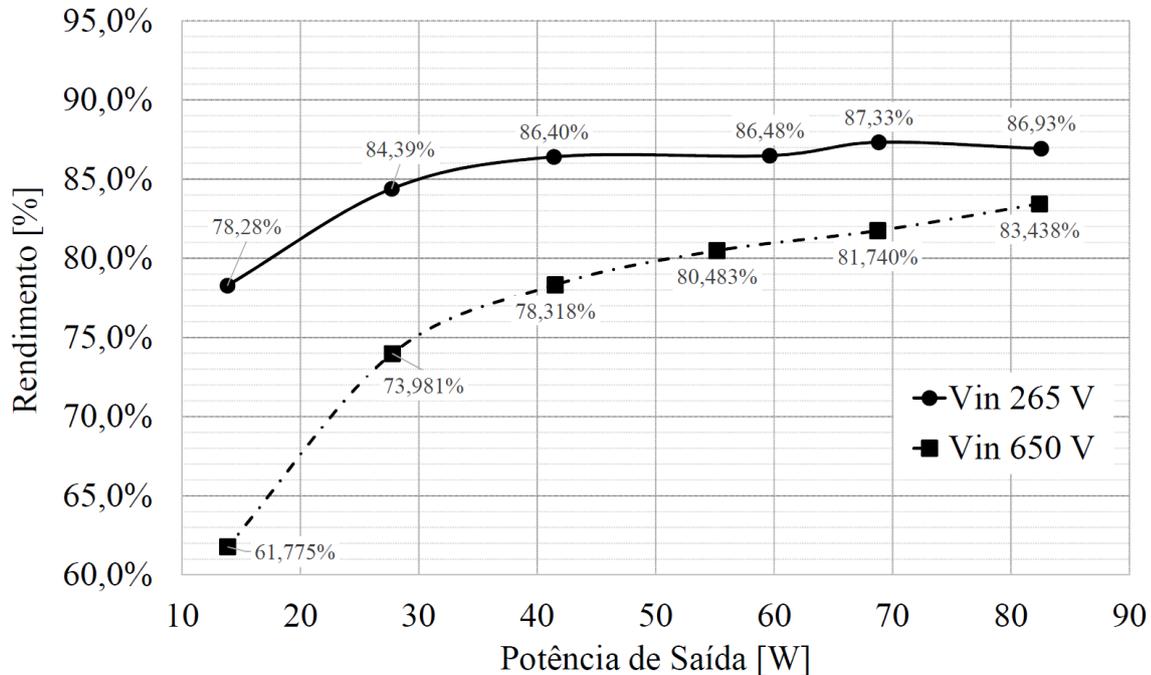
Fonte: produção do autor

Para o transformador convencional ETD39 a curva de rendimento, considerando a operação na frequência nominal para a qual o mesmo foi projetado 100 kHz, é apresentada na Figura 156. Nesse caso mesmo operando com menor frequência, que significa menores perdas de comutação e também menores perdas nos enrolamentos devido à resistência CA, o rendimento obtido nesse caso ficou ligeiramente abaixo do obtido para a solução planar. Para $V_{in\min}$ 265 V foi obtido um rendimento ligeiramente acima de 86,4% para faixa de 100% até 50% da potência nominal. Já para V_{in} 650 V os valores de rendimento também são menores chegando ao valor máximo de 83,4% na potência nominal e caindo para 61,78% para 1/6 da potência nominal.

Para verificar o comportamento do transformador convencional ETD39, em uma condição de maior frequência, foi levantada a curva de rendimento considerando a operação da solução convencional em 160 kHz. Nesse caso, como não foi possível modificar a indutância de magnetização ($L_m \approx 290 \mu\text{H}$), os valores de corrente nos enrolamentos foram reduzidos, (tanto o valor de pico quanto o valor eficaz), contribuindo para redução das perdas principalmente nos semicondutores. Além disso as perdas no núcleo também devem ser menores, pois como foi mantido o número de espiras. Com os coeficientes para o material do

núcleo $\alpha = 1,61$ e $\beta = 2,68$ de acordo com a MSE as perdas devem ser menores mesmo com o aumento na frequência, pois o valor de ΔB deve ser reduzido nesse caso.

Figura 156 – Curva de rendimento do conversor em função da carga para solução convencional ETD39 @ 100 kHz



Fonte: produção do autor

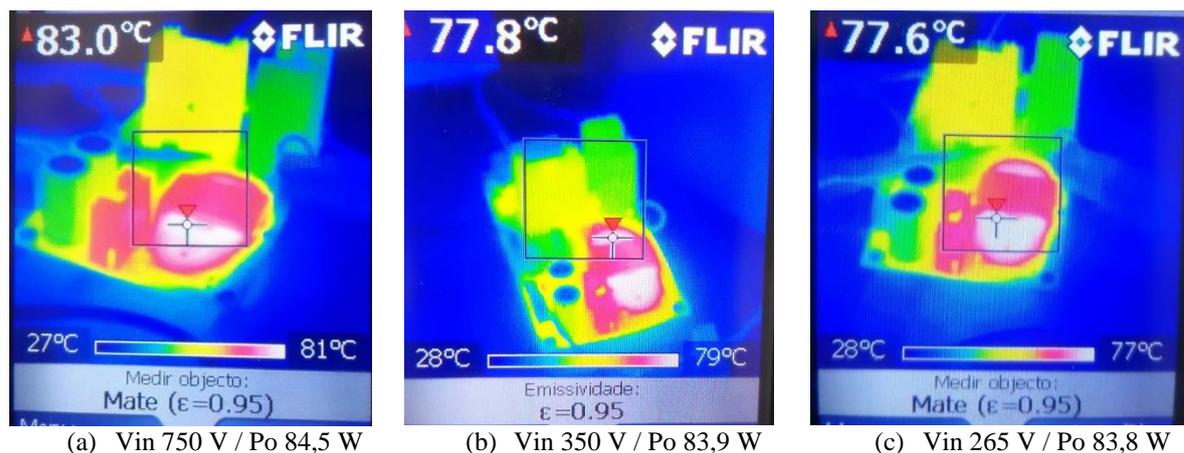
Com base nos resultados obtidos, é possível concluir que nas soluções com construção planar, mesmo com uma resistência CC muito maior, ou seja, com muito menos área de cobre (que se traduz em utilização de menos material), estes apresentaram desempenho equivalente e ligeiramente superior a solução convencional ETD39. Isso considerando a operação no mesmo conversor (com os mesmos semicondutores e circuito de comando) e sob condições de carga e tensão de entrada equivalentes, apenas com frequência de comutação menor (100 kHz no ETD39 e 160 kHz no EI38-P01) devido a condição de projeto da solução convencional ETD39.

Ainda vale ressaltar que caso fosse utilizada uma espessura de cobre maior nos EMPs (em torno de 100 μm), para todas as camadas incluindo as internas, provavelmente haveria melhor desempenho em termos de rendimento sem afetar consideravelmente as demais características. Entretanto a utilização de espessuras acima de 70 μm , principalmente para camadas internas impacta diretamente no custo da solução, pois foge das especificações típicas, principalmente se o EMP for integrado a PCI de potência do conversor.

7.4.6 Elevação de temperatura

Com relação ao comportamento térmico, que é estimado por métodos empíricos, a elevação de temperatura máxima, foi observada no protótipo EI38-P0 operando com máxima tensão de entrada e potência nominal. Sendo que esse protótipo foi construído com menor espessura de cobre e também com os enrolamentos desalinhados elevando a indutância de dispersão. Na Figura 157 (a) pode ser visto o perfil térmico obtido para operação com $V_{in,max}$ de 750 V e potência P_o de 84,5 W. Nesse caso o ΔT chega a 56°C, que é apenas 5 °C maior que o valor estimado no PExprt[®] utilizando o modelo 2D simplificado considerando as não idealidades do EMP, resultado apresentado na seção 6.4. Já na Figura 157(b) e Figura 157(c) a elevação de temperatura é ligeiramente menor operando com menor tensão na entrada V_{in} de 350 V e 265 V respectivamente, com ΔT praticamente igual em torno de 50 °C.

Figura 157 – Elevação de temperatura protótipo EI38-P0

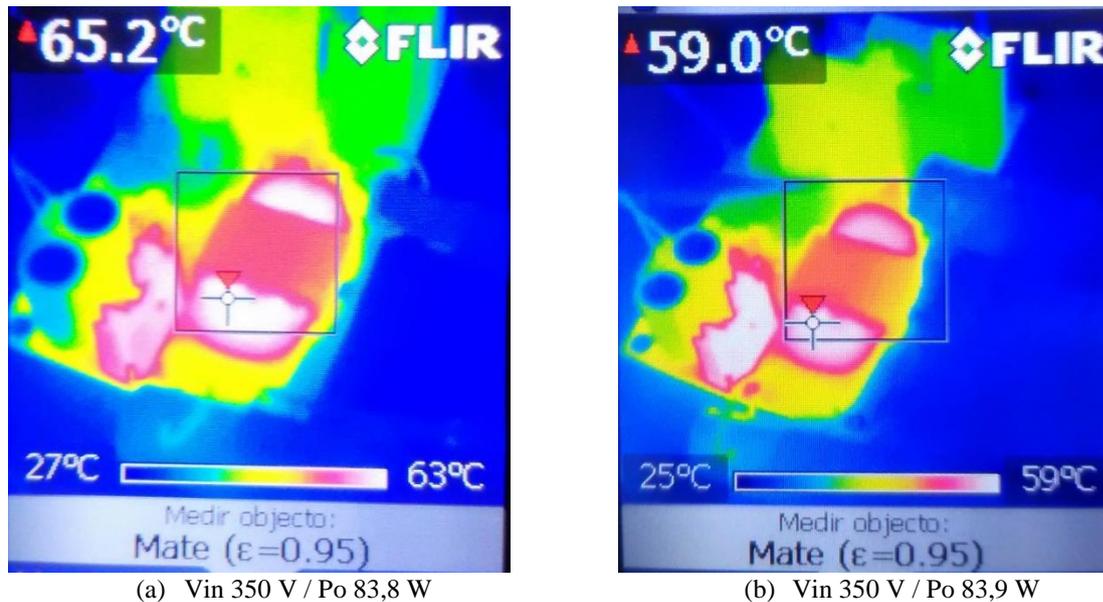


Fonte: produção do autor

Para os demais protótipos com construção planar EI38-P01 e EI38-P01-NI, as elevações de temperatura foram relativamente menores, conforme pode ser observado na Figura 158.

Nesse caso os protótipos EI38-P01 e EI38-P01-NI apresentam área superficial externa, responsável pela transferência do calor ao ambiente muito similar ao EI38-P0, mas os mesmos foram efetivamente construídos com uma espessura de cobre maior (nas camadas externa), o que foi responsável pela redução na resistência CC em torno de 50%, nos enrolamentos construídos nessas camadas.

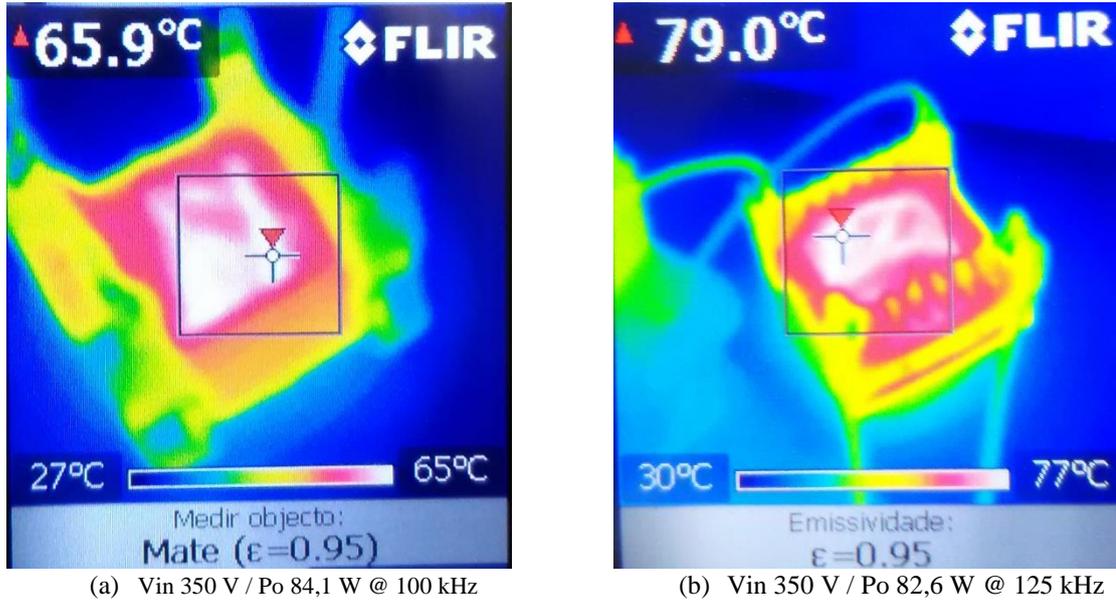
Figura 158 - Elevação de temperatura para conversor com (a) EI38-P01 e (b) EI38-P01-NI @ Vin 350 V



Fonte: produção do autor

Para o transformador convencional ETD39, particularmente foi verificada a elevação de temperatura, mostrada na Figura 159(a), para condição de operação na qual foi obtido o rendimento (apresentado na seção 7.4.5) para Vin de 350 V e com potência nominal operando com fs de 100 kHz (para qual o mesmo foi projetado). Mas posteriormente foi realizado o aumento da frequência para 125 kHz, permitindo que o conversor pudesse ainda operar em DCM com potência nominal para Vin de 350 V. Nesse caso foi observada um aumento na elevação de temperatura, conforme pode ser verificado na Figura 159(b), saindo de um ΔT de 38 °C para 49 °C. Avaliando as perdas apenas no núcleo do elemento magnético, considerando o modelo de perdas no núcleo baseado na MSE, para o material do núcleo PC40 do fabricante TDK, com os seguintes parâmetros: $\alpha = 1,61$; $\beta = 2,68$, $k = 0,32 \text{ W/m}^3$, $V_e = 10607 \text{ mm}^3$ e $A_e = 120 \text{ mm}^2$. Sendo que os dados de catálogo do material PC40 são válidos para faixa de frequência de 20 kHz até 500 kHz. Os valores de ΔB e f_{eq} são calculados de acordo (6.5) e (6.6) respectivamente, para o ponto de operação do conversor observado experimentalmente para as frequências de comutação avaliadas: 100 kHz e 125 kHz.

Figura 159 - Elevação de temperatura para protótipo ETD39 (a) fs 100 kHz e (b) fs 125 kHz



Fonte: produção do autor

$$\Delta B = \frac{V_{in} \cdot D}{Np \cdot Ae \cdot fs}$$

$$\Delta B_{100kHz} = \frac{350 \cdot 0,222}{34 \cdot 120 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^3} = 190 \cdot 10^{-3} T \quad (6.5)$$

$$\Delta B_{125kHz} = \frac{350 \cdot 0,235}{34 \cdot 120 \cdot 10^{-6} \cdot 125 \cdot 10^3} = 161 \cdot 10^{-3} T$$

$$f_{eq} = \frac{2 \cdot fs}{\pi^2} \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{D_{td}} \right)$$

$$f_{eq_100kHz} = \frac{2 \cdot 100 \cdot 10^3}{\pi^2} \left(\frac{1}{0,222} + \frac{1}{0,4490} \right) = 136,4 \cdot 10^3 \quad (6.6)$$

$$f_{eq_125kHz} = \frac{2 \cdot 125 \cdot 10^3}{\pi^2} \left(\frac{1}{0,235} + \frac{1}{0,5013} \right) = 157,5 \cdot 10^3$$

Aplicando os valores obtidos na MSE, equação (6.7), as perdas no núcleo são estimadas para os pontos de operação em que foram obtida as elevações de temperatura.

$$P_{mag} = k \cdot f_{eq}^{(\alpha-1)} \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^\beta f \cdot V_e$$

$$P_{mag_100kHz} = 0,843W \quad (6.7)$$

$$P_{mag_125kHz} = 0,737W$$

Com o aumento na frequência a perda no núcleo, de acordo com o modelo empírico baseado na MSE, deve reduzir de 0,843 W para 0,737 W. Principalmente devido à redução no ΔB de 190 mT para 161 mT que ocorre com o aumento na frequência, pois não foi alterado o número de espiras do elemento magnético. Desse fato é possível inferir que elevação de temperatura adicional (em torno de 10 °C) no ETD39, ocorre devido exclusivamente ao aumento das perdas no cobre, devido à resistência CA dos enrolamentos vista pela corrente com o aumento de 25% na frequência de comutação.

7.5 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Inicialmente foram apresentados os protótipos construídos para as diferentes configurações propostas: EI38-P0, EI38-P01 e EI38-P01-NI. Também foi apresentada a solução convencional ETD39, que foi previamente projetada para atender a mesma aplicação, mas com frequência de comutação menor (100 kHz). Os resultados dos ensaios com o analisador de impedância, possibilitaram obter os principais parâmetros elétricos, incluindo indutância de dispersão e capacitância parasita. Os resultados foram coerentes com os valores estimados no projeto e simulação. Principalmente a indutância de dispersão, que apresentou uma boa correlação com os valores de simulação, validando a metodologia de análise proposta. Algumas divergências, principalmente nos valores de resistência, foram identificadas como desvio na fabricação dos protótipos, sendo a compensação da espessura de cobre foi realizada já na simulação.

Os elementos magnéticos construídos foram submetidos a operação no conversor projetado. Puderam ser validadas as especificações no ponto de operação, conforme projeto por meio das formas de onda obtidas. Foi possível verificar o efeito da indutância de dispersão e capacitância parasita nas formas de onda, através das oscilações em alta frequência (acima de 5 MHz) observadas principalmente na tensão do primário e se refletindo na corrente de ambos os enrolamentos. Esse comportamento foi corretamente previsto ainda na etapa simulação, sendo relacionado a ressonância entre a indutância de dispersão e capacitância equivalente do sistema, incluindo os semicondutores. Mesmo com baixa indutância de dispersão (L_d é 0,77% de L_m), no EI38-P01, a elevada capacitância contribui para manter essa oscilação, mesmo que a energia seja limitada, pois a maior parcela é devolvida a fonte. Por outro lado, a menor resistência CA dos enrolamentos contribui para manter essa ressonância, pois a energia residual não é dissipada, o que acaba ocorrendo de maneira mais acentuada nos elementos magnéticos convencionais.

Foram levantados o rendimento e elevação de temperatura para a solução planar, validando a metodologia de projeto. Também foi comparado o desempenho da solução planar com a convencional ETD39, mostrando que com a tecnologia planar foi possível obter uma maior compactação, ou maior densidade de potência, mantendo o rendimento do conversor ligeiramente maior e sem afetar consideravelmente a elevação de temperatura no elemento magnético. Por fim, se pode concluir que a principal limitação para operação em elevada frequência nos elementos magnéticos, no caso verificado para o Flyback, está principalmente relacionada a resistência CA dos enrolamentos, que depende mais da geometria, disposição e posicionamento dos mesmos no núcleo, do que da limitação no material magnético utilizado.

8 CONCLUSÃO GERAL

A metodologia proposta para o projeto do elemento magnético planar, aplicado ao conversor Flyback dois interruptores, com auxílio das ferramentas PExprt[®], PEmag[®] e Maxwell[®], mostrou-se promissora. Os resultados experimentais obtidos validaram os resultados previstos na etapa de projeto e caracterização do elemento magnético planar, relacionados as características elétricas assim como o comportamento das perdas e da elevação de temperaturas, principalmente nas trilhas (que constituem os enrolamentos). Sendo que estes foram estimados através de relações empíricas e aproximações que se mostraram válidas para a aplicação proposta.

Como base para utilização adequada das ferramentas de projeto, modelagem e simulação, se mostrou essencial o conhecimento tanto do funcionamento detalhado do conversor como das principais grandezas, relações matemáticas e conceitos físicos associados ao elemento magnético à ser projetado. Sendo que os conceitos apresentados inicialmente no Capítulo 3, são válidos não apenas para a geometria planar, mas também para as geometrias convencionais similares utilizando condutores de fio, núcleo com maior altura da janela e maior comprimento magnético.

A partir dos conceitos fundamentais e das relações analíticas, mesmo que ainda sem considerar efeitos em alta frequência, foi possível realizar as escolhas iniciais para o projeto do elemento magnético. Para o EMP aplicado ao conversor Flyback, onde é interessante manter os condutores afastados do entreferro, se faz necessário utilizar uma altura para janela do núcleo H_w , maior que a espessura da PCI. Por esse motivo, no projeto executado o kw resultante ficou em torno de 2,5%. Esse baixo fator kw foi de encontro a elevada densidade de corrente J_c , que chegou a 2790 A/cm^2 para o enrolamento secundário. Por outro lado, essa elevada densidade de corrente é possível de ser utilizada nos condutores da PCI, mantendo uma elevação de temperatura em torno de 50°C . Sendo que além das perdas nos condutores também há a contribuição das perdas no núcleo nessa elevação de temperatura. Os valores de kw e J_c , representam os principais aspectos físicos que diferenciam o projeto de um EMP utilizando PCI, em comparação a um elemento magnético convencional. Essa característica permite que a pré-seleção do núcleo seja realizada através do produto $A_e A_w$, uma vez que o que EMP está sujeito aos mesmos fundamentos físicos, relacionados a baixa frequência, que os elementos magnéticos convencionais.

Em uma etapa seguinte, os aspectos relacionados a alta frequência, que afetam a indutância de dispersão, capacitância parasita e resistência CA, puderam ser verificados através da modelagem e análise por elementos finitos com as ferramentas PEmag[®] e Maxwell[®] respectivamente. Ainda na simulação, foi evidenciado o efeito significativo da posição dos condutores em relação ao entreferro para resistência CA dos enrolamentos para o elemento magnético do Flyback. Assim como a influência da geometria e posicionamento das bobinas na indutância dispersão. Também vale destacar que a necessidade de isolamento e limitação da tecnologia de PCI utilizada, pode impactar principalmente no aumento da indutância dispersão do transformador planar, devido ao desalinhamento dos enrolamentos. Entretanto, esse impacto não é evidenciado adequadamente nas simulações utilizando os modelos 2D ou mesmo 3D simplificados, que apresentam baixo esforço computacional. Mas podem ser previstos ainda na validação do projeto, quando utilizado o modelo 3D completo baseado no leiaute físico das bobinas efetivamente realizadas, evidenciando a importância dessa etapa para validação e possível otimização desse aspecto no projeto.

Após o projeto e caracterização do elemento magnético, o mesmo pode ser avaliado ainda através de simulação, no circuito do conversor utilizando o Simplorer[®], com o modelo elétrico obtido na etapa anterior que representa o componente magnético, com suas principais características em alta frequência e que afetam o desempenho do conversor. Também foram utilizados nessa simulação, os modelos que caracterizam os semicondutores, permitindo verificar o comportamento das grandezas elétricas, as formas de onda no conversor, assim como avaliar aspectos da comutação. Sendo possível inclusive, estimar com relativa precisão as perdas e o rendimento do conversor.

A solução planar obtida atendeu a premissa inicial estabelecida para aplicação proposta, sendo construída com apenas 4 camadas e com tecnologia PCI convencional (espessura de cobre 35 μm , espessura de 1,6 mm). Sendo assim, essa solução poderia ser incorporada a PCI de potência do conversor, simplificando a montagem do mesmo. Comparando a solução planar com a convencional destaca-se além do aumento na densidade de potência, também foi possível obter um rendimento ligeiramente maior mesmo operando com maior frequência de comutação. Sendo que para o caso avaliado, por utilizar comutação forçada e devido a elevada tensão de entrada, as perdas por comutação representam maior parcela de perdas. Apesar de ocupar maior área a solução planar possui: menor volume (aproximadamente 12 cm^3 frente à 73 cm^3 da solução convencional), menor altura (12,5 mm versus 35 mm) e menor massa.

É possível concluir que na proposta planar houve um aproveitamento superior dos materiais utilizados, destacando-se a menor área de cobre. Pois a solução convencional apesar

de possuir baixa resistência CC, apresenta maior resistência CA, evidenciando a limitação dessa solução para operação em alta frequência. Nesse caso mesmo operando com frequência menor (100 kHz para ETD39 e 160 kHz para o EMP), o rendimento global do conversor (considerando apenas do circuito de potência, descontando o consumo da eletrônica de controle e *drivers*) foi de 88,08% com a solução convencional para V_{in} 265 V, frente a 90,68% com a solução planar EI38-P01. Além disso, a elevação de temperatura ficou em torno de 50 °C para a solução planar EI38-P0, que representou o pior caso, mas que está coerente com os valores estimados no projeto. Já para a solução planar EI38-P01, que possui menor indutância de dispersão e que também foi construída com maior espessura de cobre, a elevação de temperatura ficou em torno de 40 °C, sendo equivalente a elevação observada para a solução convencional. Por sua vez, ao elevar a frequência de operação para a solução ETD39, um incremento de 25% na frequência foi suficiente para aumentar em 10 °C a temperatura no elemento magnético, evidenciando o aumento das perdas no mesmo, que ocorrem principalmente devido à resistência CA dos enrolamentos. Além disso, para o conversor avaliado, que realiza comutação forçada, verificou-se que a principal parcela de perdas está associada a comutação, principal fator que limitou o aumento da frequência de comutação.

A redução e a previsibilidade da indutância de dispersão, possíveis com a solução planar, permitem uma maior otimização na escolha dos semicondutores, reduzindo as margens tanto para tensão de bloqueio das chaves quanto para corrente dos diodos de recirculação. Nesse caso a solução planar também seria particularmente interessante para o conversor Flyback convencional, permitindo que o projeto do circuito de *Snubber* seja realizado de forma mais assertiva, uma vez que os parâmetros elétricos e parasitas são bastante previsíveis no EMP.

Como sugestões para trabalhos futuros, propõe-se:

- Verificar a metodologia de projeto proposta em um EMP com múltiplas saídas. Como sugestão inicial poderia ser considerado modificar um dos protótipos construídos, adicionando uma saída auxiliar de baixa potência (inserindo o novo enrolamento de forma independente construído em uma nova PCI), apenas para alimentar a eletrônica de controle do próprio conversor.
- Verificar o desempenho através de simulação e ensaios em uma montagem com enrolamentos em paralelo (utilizando mais de uma PCI conectada em paralelo) ao invés de aumentar a espessura de cobre. Como sugestão para obter uma melhor distribuição da corrente e não aumentar a resistência CA, poderia ser utilizada nesse caso, por exemplo, uma montagem EE com o entreferro central e os enrolamentos posicionados nas extremidades opostas. Ou seja, mantendo os

enrolamentos com uma distância do entreferro similar a utilizada nos protótipos EI38 e ao mesmo tempo equidistantes em relação ao entreferro.

- Verificar através de ensaios, o desempenho da solução planar em termos de emissão de ruído eletromagnético EMI. Pois, apesar da baixa indutância da dispersão, verificada na solução EI38-P01, que é em torno de 5 vezes menor que na solução convencional ETD39, a capacitância entre enrolamentos C_{pso} , observada nessa solução, é praticamente 5 vezes maior.
- Avaliar alternativas de leiaute visando reduzir a capacitância entre os enrolamentos primário e secundário do transformador planar C_{pso} , pois representa potencial redução na interferência eletromagnética. Uma sugestão seria a inclusão de camadas condutoras entre os enrolamentos primário e secundário, com a função de blindagem, assim como é praticado no projeto de transformadores convencionais.
- Avaliar a aplicação da solução planar em uma topologia que utilize comutação suave (*quasi-ressonante* ou ressonante), permitindo alcançar frequências maiores sem prejudicar diretamente o rendimento. Possibilitando verificar o comportamento da solução planar nessa condição, onde possivelmente serão mais evidentes as características positivas, assim como as possíveis limitações.
- Aplicar a metodologia de projeto e tecnologia planar para elementos magnéticos operando como transformador, ou seja, sem entreferro (topologia Forward, Half-Bridge, Full-Bridge, Push-Pull). Onde seria possível trabalhar com um maior fator de utilização da janela do núcleo, sem aumentar a resistência CA. Verificando a efetividade em intercalar os enrolamentos para redução da resistência CA, permitindo trabalhar com espessura de cobre maiores que δ .
- Verificar desempenho em aplicações com baixa tensão e elevada corrente, onde a elevada capacitância parasita pode ser menos representativa, frente a uma menor indutância de dispersão. Como sugestão propõe-se aplicação em conversores para processamento de energia solar fotovoltaica e carregadores de baterias integrados a veículos elétricos. Estes representam sistemas onde as características como compactação, baixo perfil e baixo peso são fundamentais. Por exemplo, permitindo integrar o conversor ao painel solar, devido ao baixo perfil, ou mesmo oferecendo maior robustez com relação a vibração, necessária nos sistemas embarcados como nos veículos elétricos.

REFERÊNCIAS

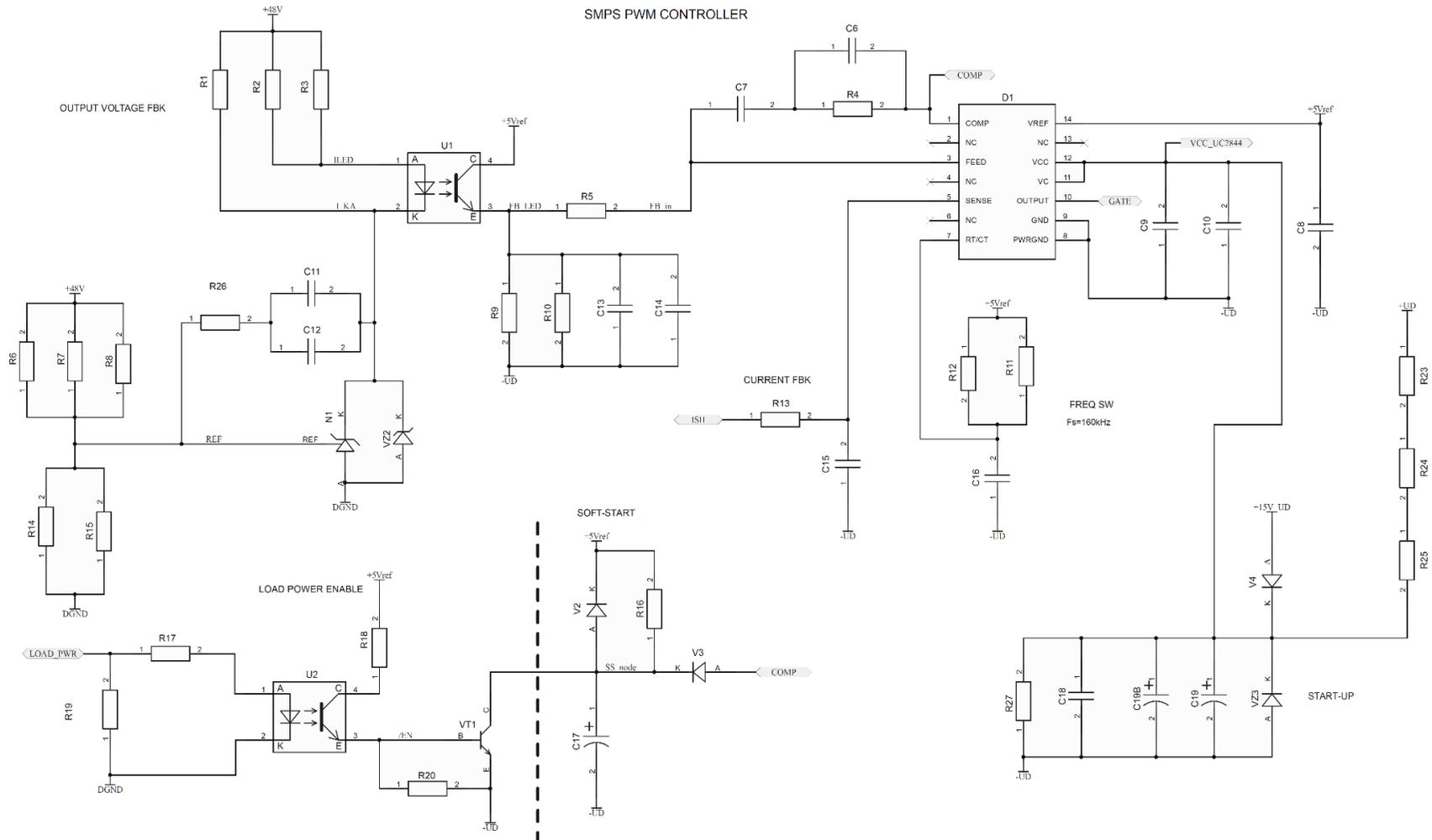
- [1] W. G. HURLEY and W. H. WÖLFLE, *Transformers and Inductors for Power Electronics*, Chichester: Wiley & Sons, 2013.
- [2] C. L. EBERT, "Projeto de Elementos Magnéticos Planares Utilizados em Fontes de Alimentação Chaveadas Visando a Redução das Perdas de Energia," UFSC, Florianópolis, 2008.
- [3] J. MILLÁN, P. GODIGNON, A. PÉREZ-TOMÁS and J. REBOLLO, "A Survey of Wide Band Gap Power Semiconductor Devices," *IEEE*, 2013.
- [4] T. KEIN, "Happenings: We Need Better Magnetics? Really?," *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 4, no. 3, pp. 11-17, 2017.
- [5] A. I. Maswood and L. K. Song, "Design Aspects of Planar and Conventional SMPS Transformer: A Cost Benefit Analysis," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 3, pp. 571-577, 2003.
- [6] R. W. ERICKSON and D. MAKSIMOVIC, *Fundamentals of Power Electronics*, Springer Science & Business Media, 2007.
- [7] M. K. KAZIMIERCZUK, *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*, Chichester: John Wiley & Sons, Ltd, 2008.
- [8] C. P. BASSO, "Switch-Mode Power Supplies Spice Simulations and Practical Designs," McGraw-Hill, Chicago, 2008.
- [9] L. BALOGH, "Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits," in *Application Report - SLUA-618*, TEXAS INSTRUMENTS, 2017, pp. 36-43.
- [10] TEXAS INSTRUMENTS, "Datasheet UCx84x Current-Mode PWM Controllers," 2016.
- [11] R. V. White, "White Hot: "We Need Better Magnetics?"," *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 4, no. 2, pp. 108-106, 2017.
- [12] PAYTON PLANAR MAGNETICS, 2013. [Online]. Available: http://www.paytongroup.com/About_Paytons_Planar_Transformer. [Accessed 2018].
- [13] Z. OUYANG, M. A. E. ANDERSEN and O. C. THOMSEN, "Optimal Design and Trade-off Analysis of Planar Transformer in High-Power DC-DC Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 7, pp. 2800-2810, 2012.
- [14] Z. OUYANG, M. A. E. ANDERSEN and O. C. THOMSEN, *Advances in Planar and Integrated Magnetics*, Kongens Lyngby: Technical University of Denmark (DTU), 2011.
- [15] L. H. D. Jr, "Eddy Current Losses In Transformer Windings and Circuit Wiring".
- [16] P. L. DOWELL, "Effects of eddy currents in transformer windings," *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution*, vol. 113, no. 8, pp. 1387-1394, 1966.

- [17] Z. OUYANG, M. A. E. ANDERSEN and O. C. THOMSEN, "Overview of Planar Magnetic Technology Fundamental Properties," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 29, no. 9, pp. 4888-4900, 2014.
- [18] R. PRIETO, J. COBOS, R. O. GARCÍA, R. ASENSI and J. UCEDA, "Optimizing the winding strategy of the transformer in a flyback converter," *Power Electron. Specialists Conf., PESC '96 Record. IEEE*, vol. 2, no. 27th, pp. 1456-1462, 1996.
- [19] Z. OUYANG, M. A. E. ANDERSEN and O. C. THOMSEN, "The analysis and comparison of leakage inductance in different winding arrangements for planar transformer," in *International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Taipei, Taiwan, 2009.
- [20] C. MCLYMAN, *Transformer and Inductor Design Handbook*, California, USA: Marcel Dekker, 2004.
- [21] M. PAHLEVANINEZHAD, D. HAMZA and P. K. JAIN, "Improved Layout Strategy for Common-Mode EMI Suppression Applicable to High-Frequency Planar Transformers in High-Power DC/DC Converters Used for Electric Vehicles.," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 3, pp. 1211-1228, 29 April 2014.
- [22] ANSYS, "Introduction to ANSYS Electromagnetic Solutions," 2018. [Online]. Available: http://ansoft-maxwell.narod.ru/en/Maxwell_v16_L03_Static_Magnetic_Solvers.pdf.
- [23] Micropress – Circuitos Impressos LTDA, "Capacidade Técnica Padrão / Requisitos para Layout e Especificação de PCI," 2018. [Online]. Available: <http://www.micropress.com.br/wp-content/uploads/2015/12/cp10-site.pdf>. [Accessed 2018].
- [24] Circuibras, "Capabilidade de fabricação," 2018. [Online]. Available: <http://www.circuibras.com.br/capabilidade/>. [Accessed 2018].
- [25] IBM, "Multiple Output Planar Transformer," *IBM Technical Disclosure Bulletin*, vol. 24, no. 8, pp. 4287-4290, 1982.
- [26] IBM, "New Magnetic Structure For Low Profile Planar Transformer," *IBM Technical Disclosure Bulletin*, vol. 28, no. 10, pp. 4245-4247, 1986.
- [27] Philips Magnetic Products - Ferroxcube, "25 Watt DC/DC converter using integrated Planar Magnetics," Fevereiro 1996. [Online]. Available: <http://ferroxcube.home.pl/appl/info/planconv.htm>.
- [28] TDK-LAMBDA, "49-204W Quarter Brick Converter," Junho 2018. [Online]. Available: www.us.tdk-lambda.com/lp. [Accessed 2018].
- [29] ARTESYN, "300 Watt 1/8 Brick DC-DC Converter," 2018. [Online]. Available: www.artesyn.com/power.
- [30] E. C. W. D. JONG, B. J. A. FERREIRA and P. BAUER, "Toward Next Level of PCB Usage in Power Electronics Converters," *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 23, no. 6, pp. 3151-3163, 2008.
- [31] E. C. W. D. JONG, J. A. FERREIRA and P. BAUER, "Design Techniques for Thermal Management in Switch Mode Converters," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, vol. 42, no. 6, pp. 1375-1386, 2006.
- [32] J. CLYDE F. COOMBS, *Printed Circuits Handbook*, 5^a ed., Nova York: McGraw-Hill, 2001.

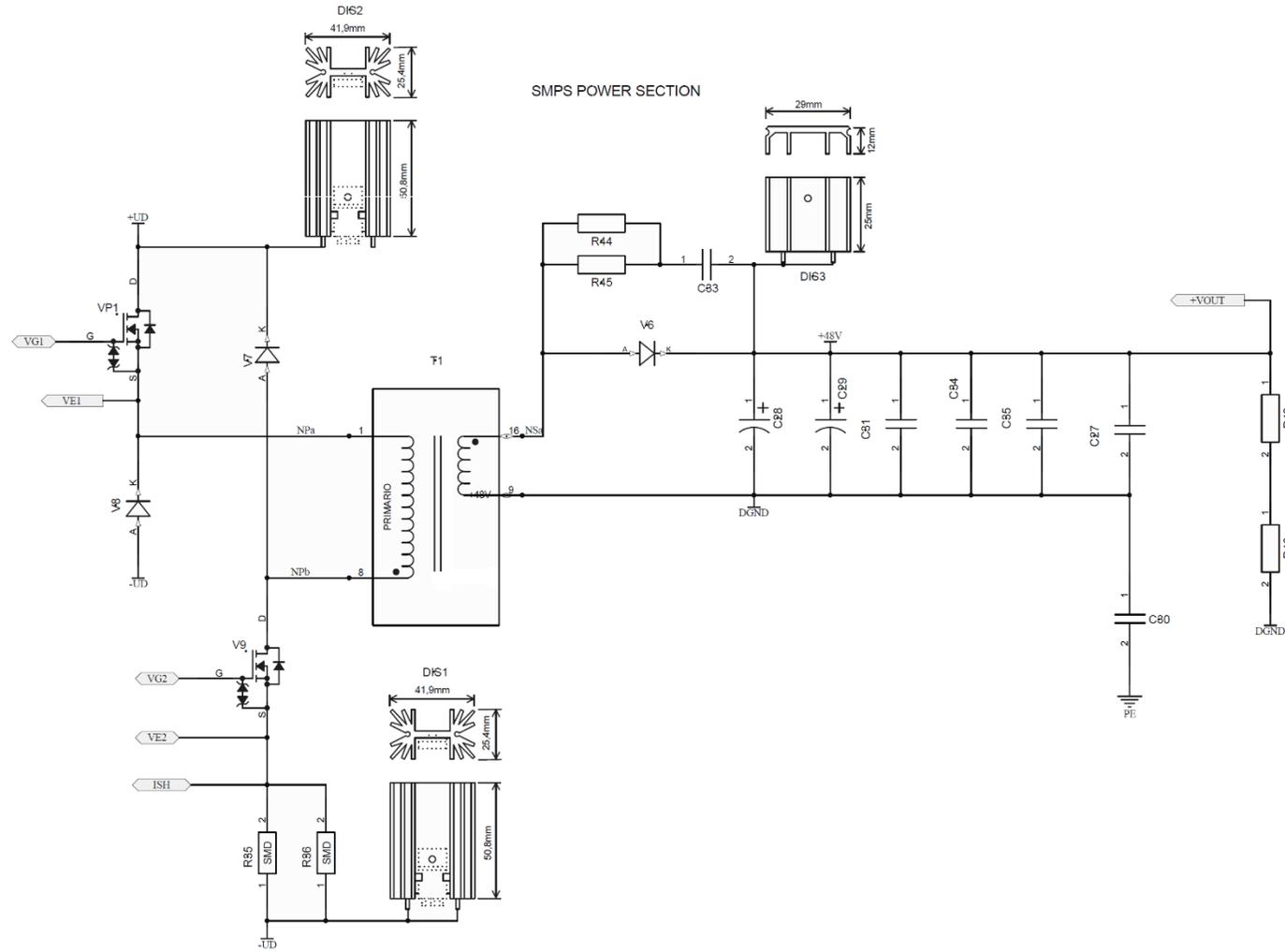
- [33] J. VANDERSLEEN, "Printed Wiring Board Manufacturing Advances," *Power Electronics Technology*, pp. 40-43, 2004.
- [34] IEC, IEC60664-1 Insulation coordination for equipment within low-voltage systems - Part 1: Principles, requirements and tests, 2.0 ed., Geneva/Suŕca: IEC, 2007.
- [35] UL - Underwriters Laboratories, UL508C - Standard for Power Conversion Equipment, Illinois, EUA: UL, 2010.
- [36] UL - Underwriters Laboratories, UL840 - Standard for Insulation Coordination Including Clearances and Creepage Distances for Electrical Equipment, Illinois, EUA: UL, 2005.
- [37] DOUGLAS G BROOKS; JOHANNES ADAM; UltraCAD Design Inc; ADAM Research, "Trace Currents and Temperatures Revisited," Abril 2015. [Online]. Available: <http://www.ultracad.com/articles/pcbtempr.pdf>. [Accessed 2018].
- [38] JOHANES ADAM; Flomerics Ltd, Filderstadt, Germany, "New Correlations Between Electrical Current and Temperature Rise in PCB Traces," in *Twentieth Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium*, San Jose, CA, 2004.
- [39] Magnetics Inc, "Datasheet núcleo de ferrite FR43808EC material R," 2018. [Online]. Available: <https://www.mag-inc.com/Media/Magnetics/Datasheets/FR43808EC.pdf>. [Accessed 2018].
- [40] STMicroelectronics, "Datasheet Silicon Carbide Power Mosfet 1200 V 12A 520mOhm @ Tj 150°C," 2018. [Online]. Available: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/sct10n120.pdf>. [Accessed 2018].
- [41] STMicroelectronics, "Datasheet Power Schottky Silicon Carbide Diode 10 A 650 V," 2018. [Online]. Available: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stpsc10h065.pdf>. [Accessed 2018].
- [42] On Semiconductor, "Datasheet MUR2100E 1000 V 2 A Ultrafast Rectifier," 2018. [Online]. Available: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MUR2100E-D.PDF>. [Accessed 2018].
- [43] TDK, "TDK Aluminum Electrolytic Capacitors high-ripple current series item B41866G0687M000," 2018. [Online]. Available: <https://en.tdk.eu/inf/20/30/db/aec/B41866.pdf>. [Accessed 2018].
- [44] R. BUNEA, N.-D. CONDREANU, C. IONESCU, P. SVASTA and A. VASILE, "PCB Tracks Thermal Simulation, Analysis And Comparison To IPC-2152 For Electrical Current Carrying Capacity," in *IEEE 3rd Electronics System Integration Technology Conference ESTC*, Berlin, 2010.

Apêndice A1

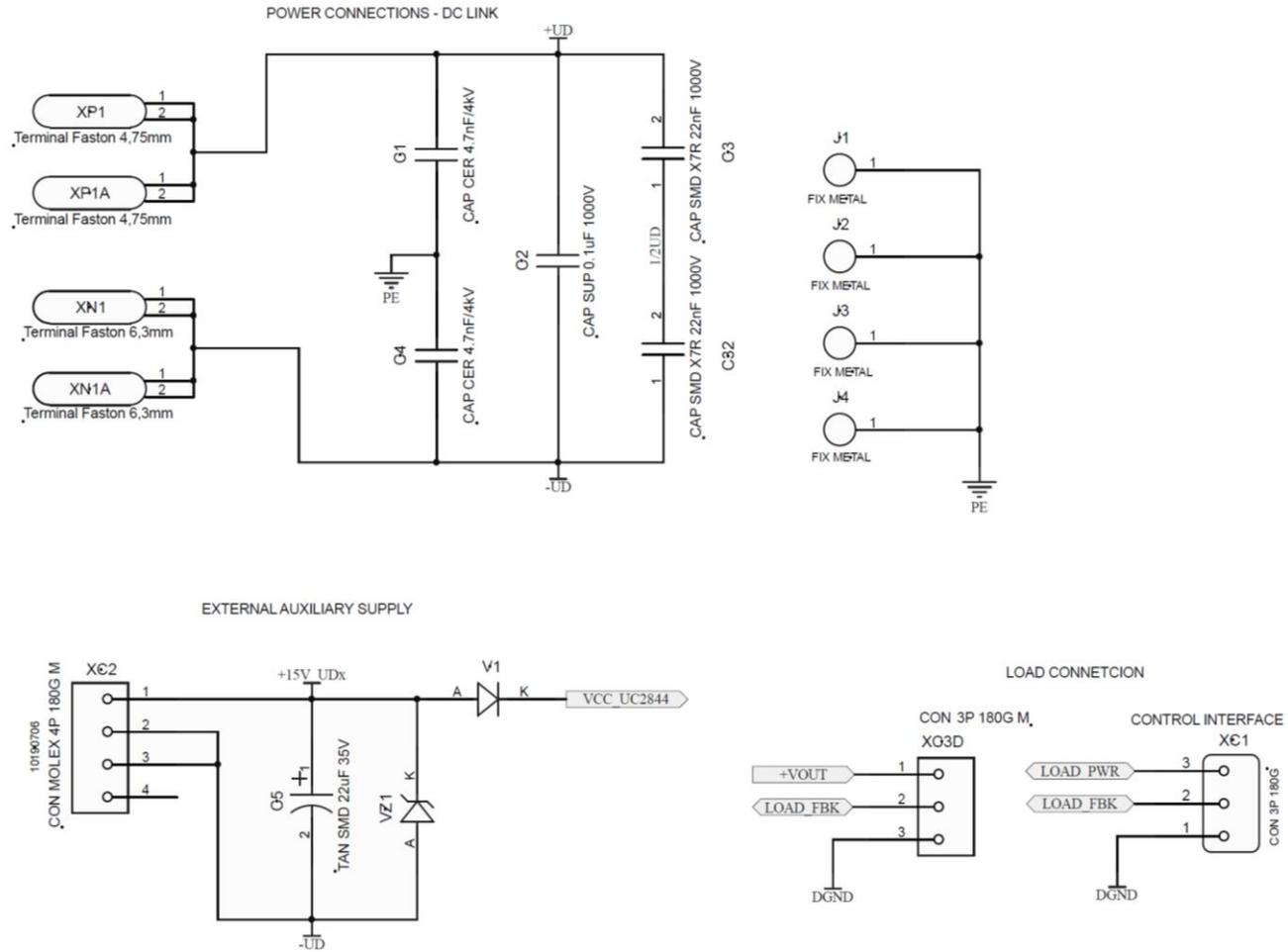
Esquemático do circuito de controle para o protótipo do conversor Flyback-2S implementado com UC2844 e TL431 com realimentação isolada



Esquemático do circuito de potência para o protótipo do conversor Flyback-2S



Esquemático com as conexões de entrada e saída do circuito para o protótipo do conversor Flyback-2S



Apêndice A2

As imagens com a representação em 3D, obtidas do Altium Designer®, para o protótipo do conversor Flyback-2S com o EMP de potência e transformador de pulso integrados, podem ser vistas na Figura 160, Figura 161, Figura 162 e Figura 163.

Figura 160 - Representação em perspectiva do layout em 3D obtido do Altium Designer

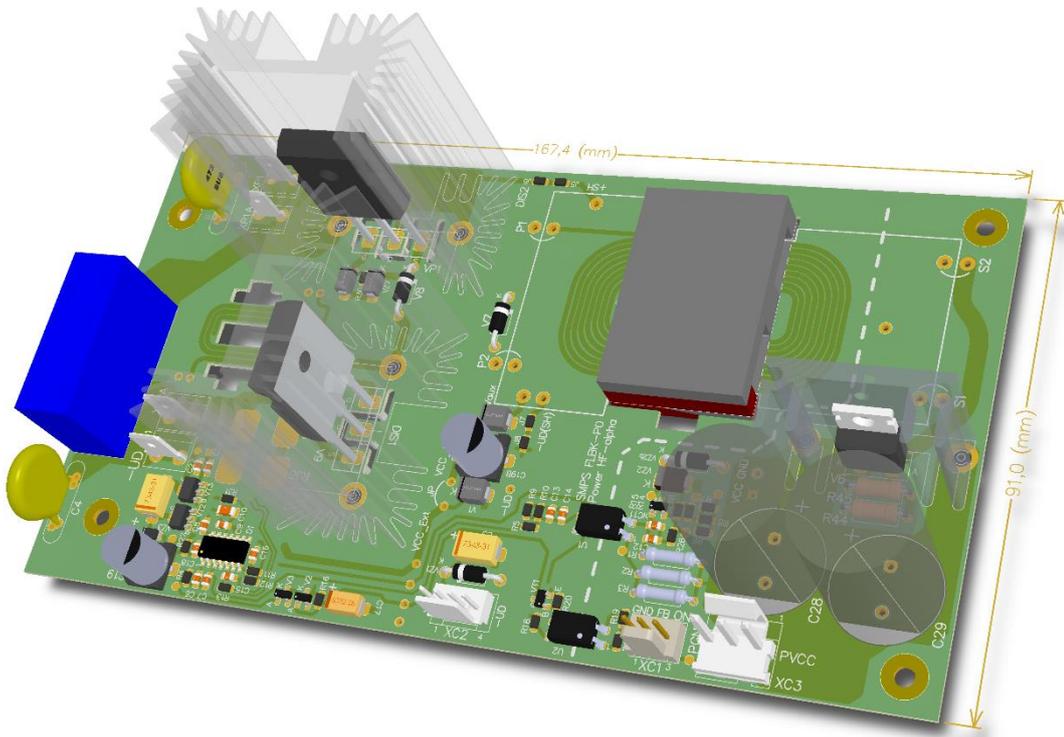


Figura 161 - Representação da vista lateral do layout em 3D obtido do Altium Designer – destacado em vermelho núcleo do transformador planar com altura total de 12,5 mm

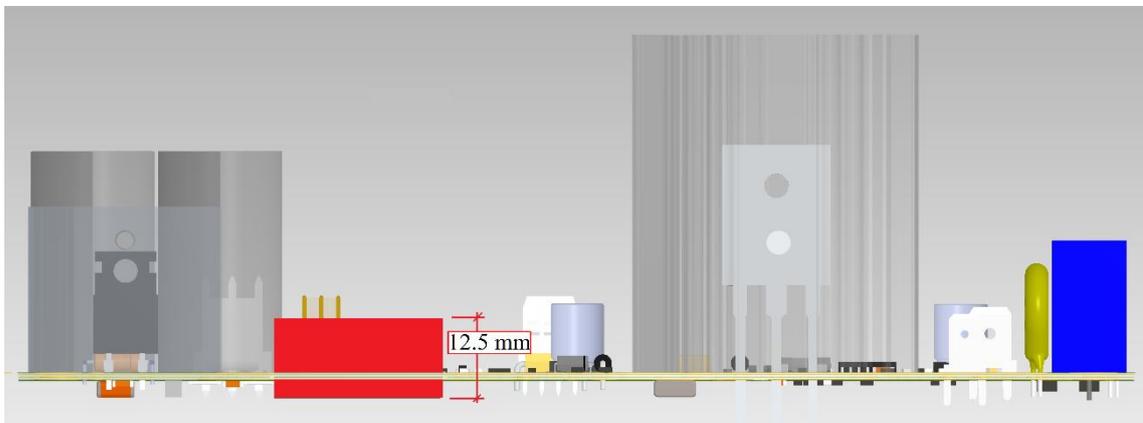


Figura 162 - Representação da vista superior do layout em 3D com componentes obtido do Altium Designer

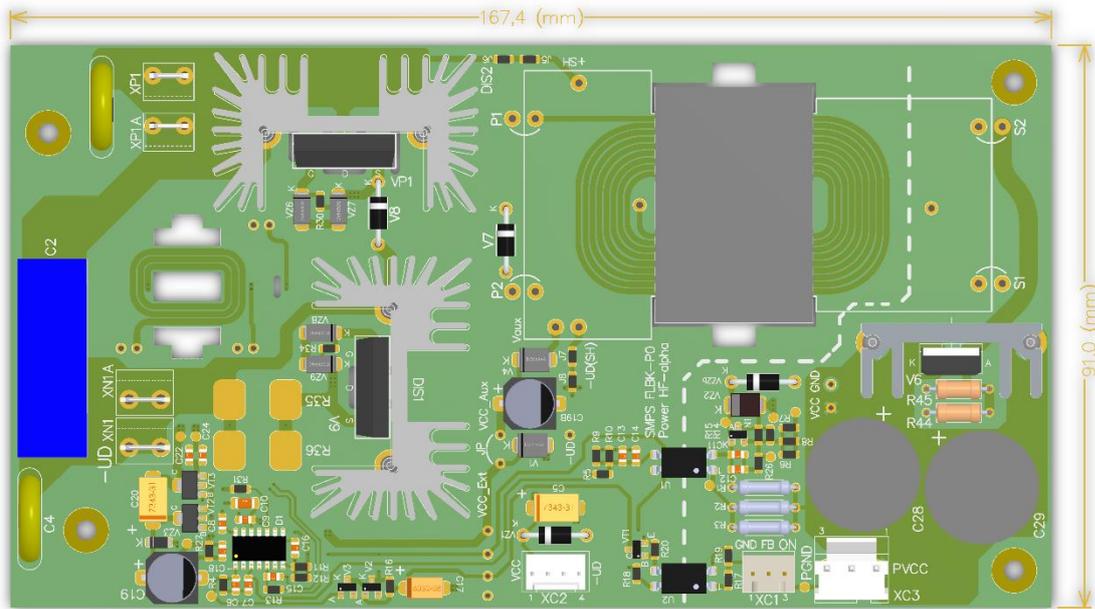
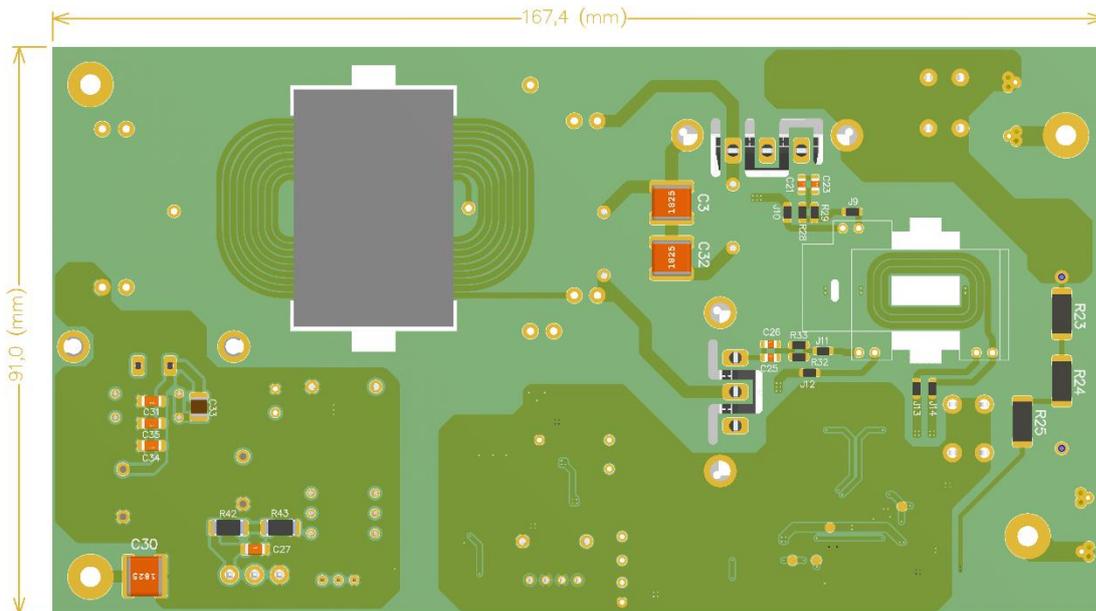
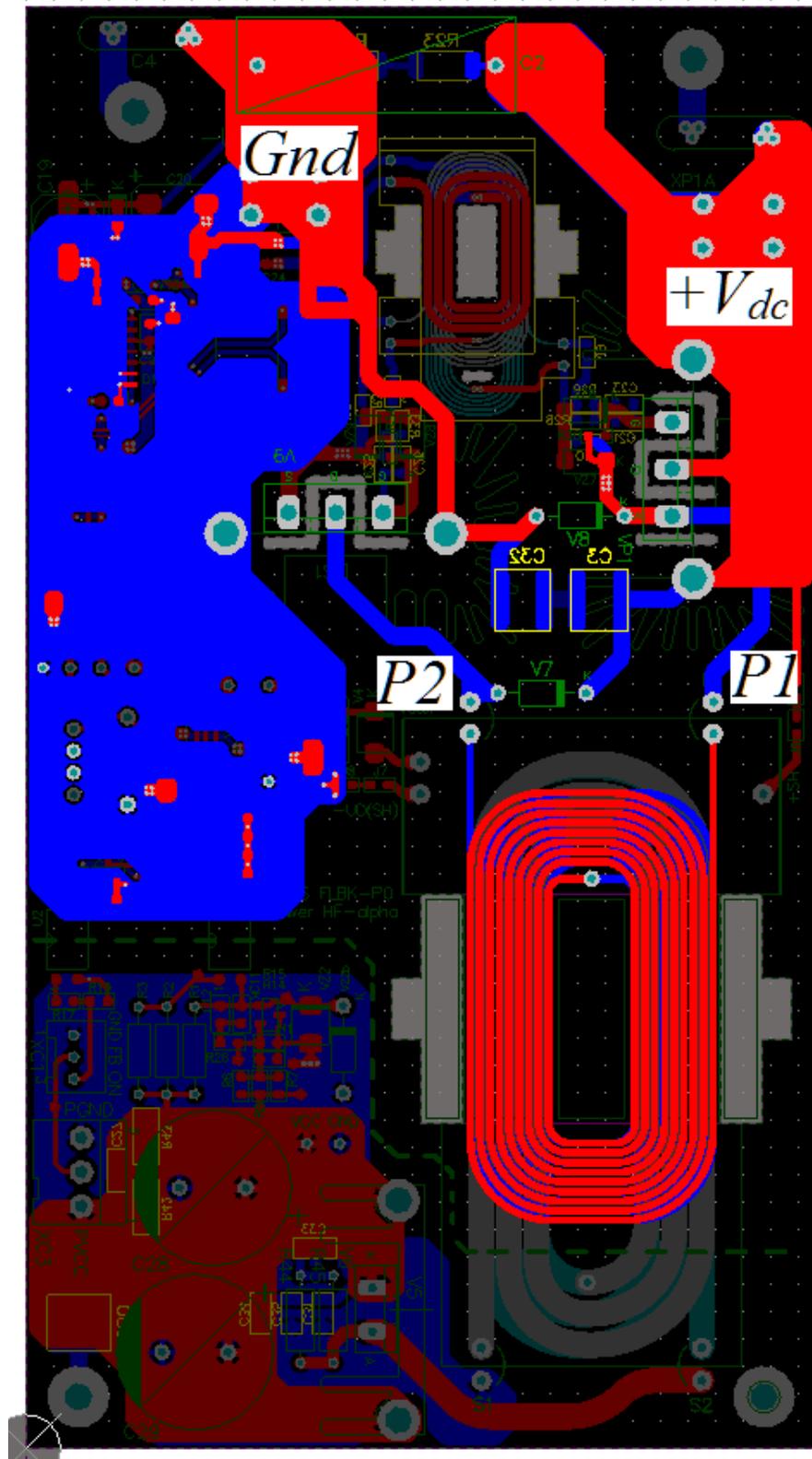


Figura 163 - Representação da vista inferior do layout em 3D com componentes obtido do Altium Designer



Na Figura 164, é apresentada uma visão geral do leiaute, destacando as trilhas conectadas o barramento CC (+V_{dc}/Gnd) e a conexão com primário do transformador planar de potência P1/P2.

Figura 164 - Visão geral do layout destacando as trilhas de potência



Apêndice A3

Formas de onda obtidas com protótipo EI38-P0 para verificação da resposta dinâmica do conversor operando em malha fechada.

Figura 165 - Conversor em malha aberta ondulação do retificador observada na corrente e tensão na saída: canal 1 tensão de saída, canal 3 corrente de saída, canal 2 corrente no primário

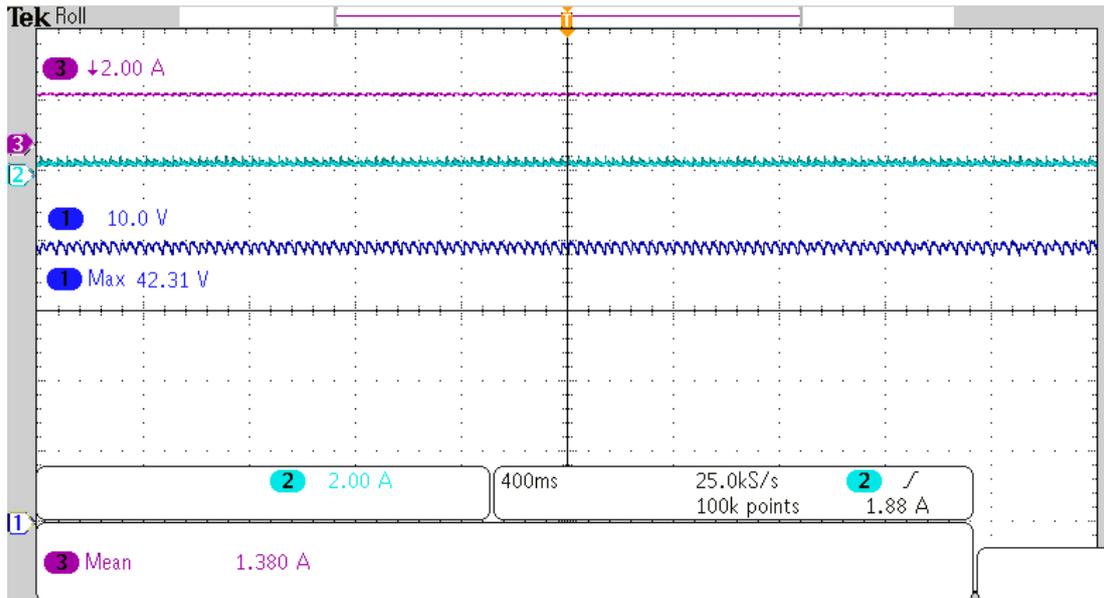


Figura 166 - Conversor em malha fechada a ondulação do retificador não é observada na corrente e tensão da saída - canal 1 tensão de saída, canal 3 corrente de saída, canal 2 corrente no primário

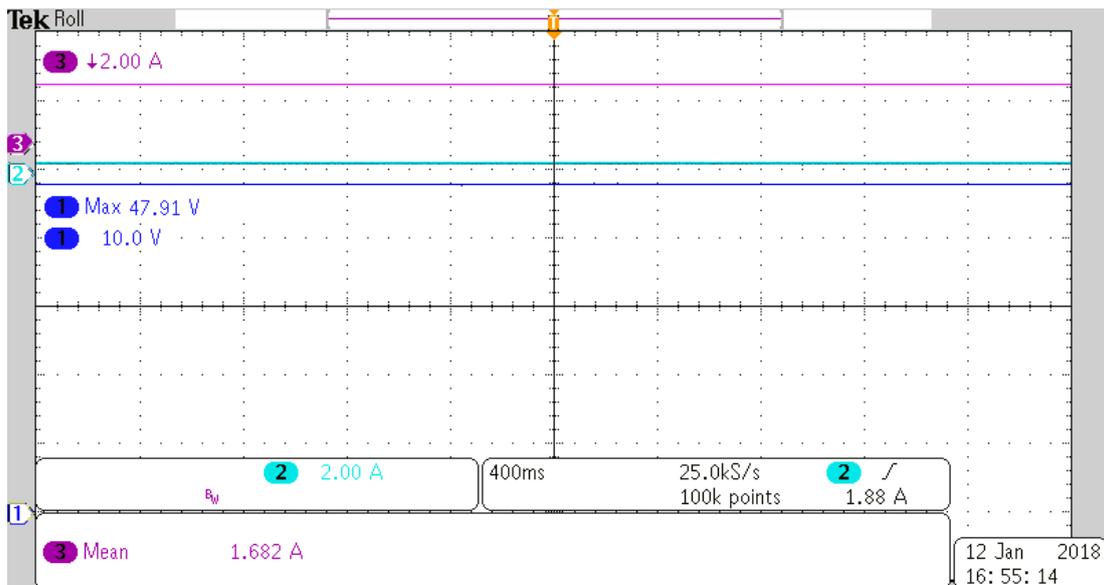


Figura 167 – Ondulação de Vo (valor CA) degrau de carga de 100% para 50% com tensão de entrada Vin 275 V

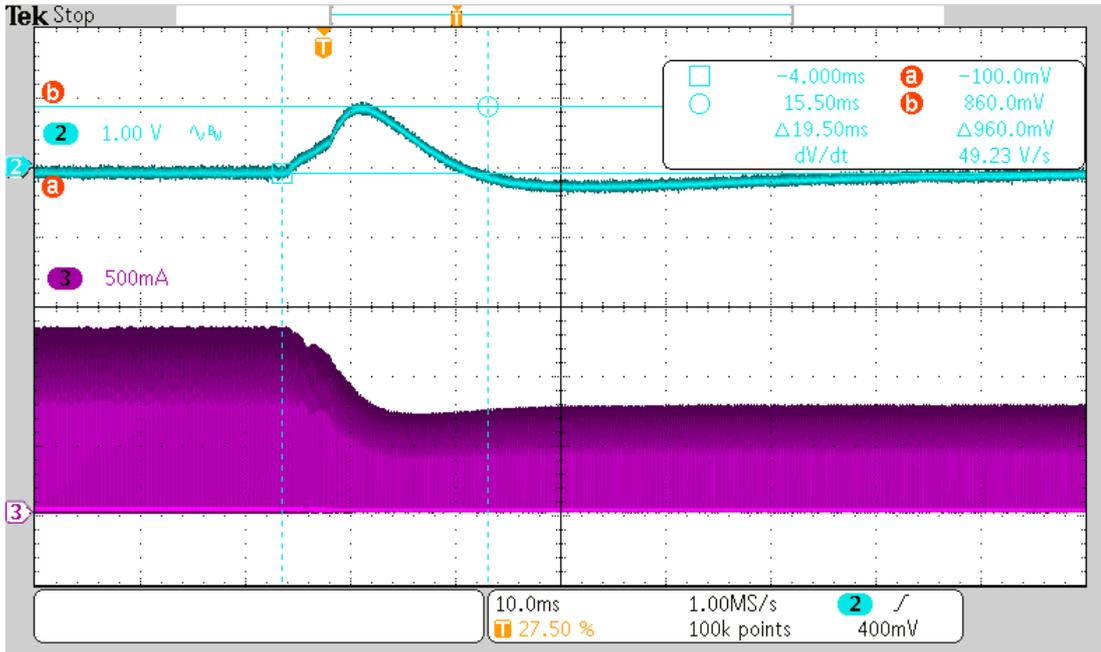
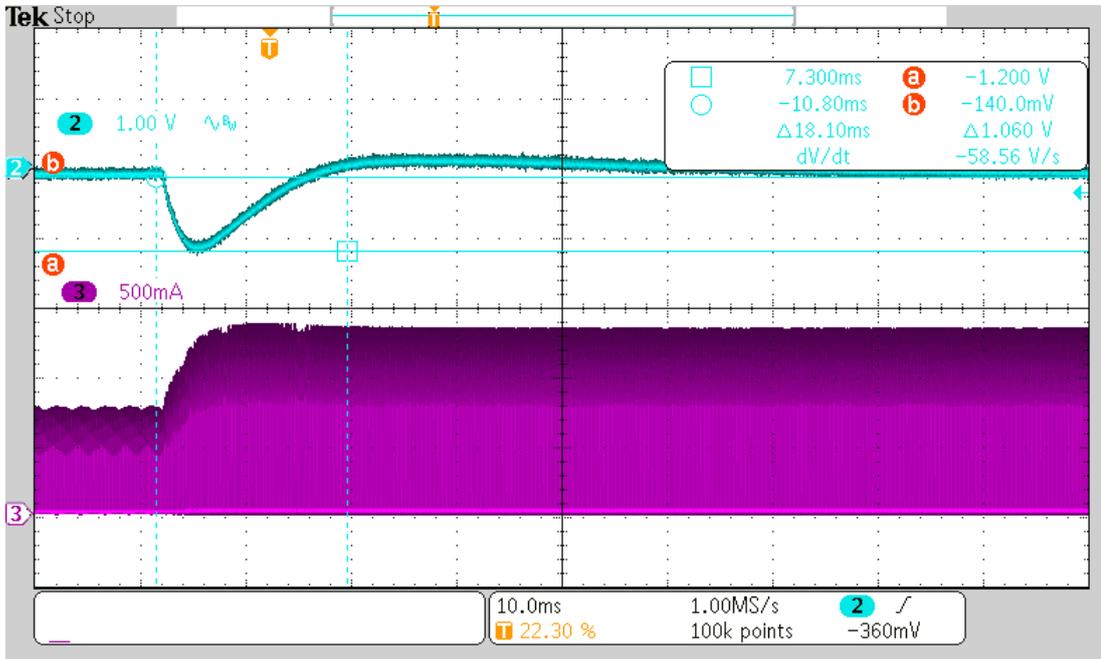


Figura 168 – Ondulação de Vo (valor CA) degrau de carga de 50% para 100% com tensão de entrada Vin 275 V



Apêndice A4

Formas de onda no gate do interruptor principal para verificar operação do circuito de comando isolado com transformador de pulso planar EELP18.

Figura 169 - Tensão no gate do interruptor para tensão da fonte auxiliar de 16,5 V

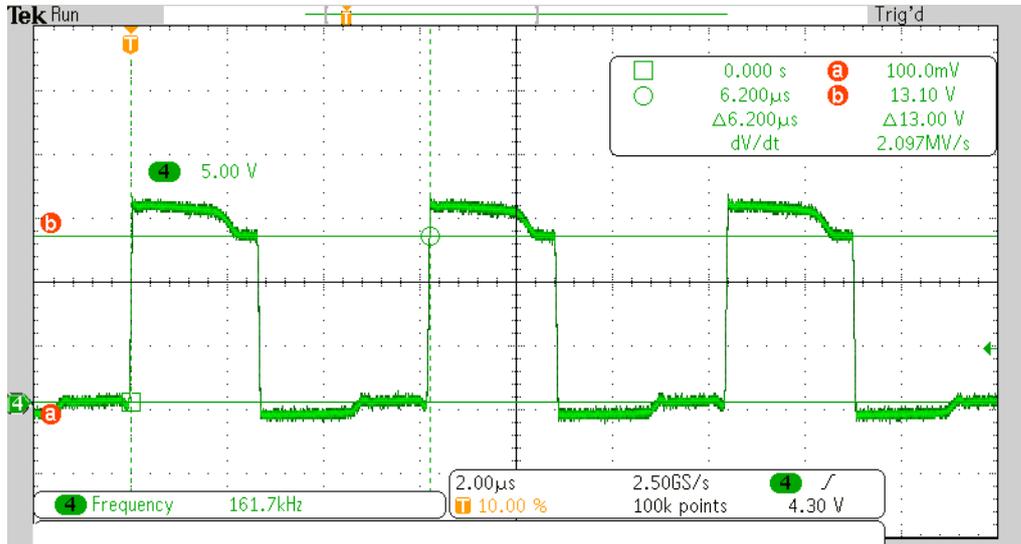
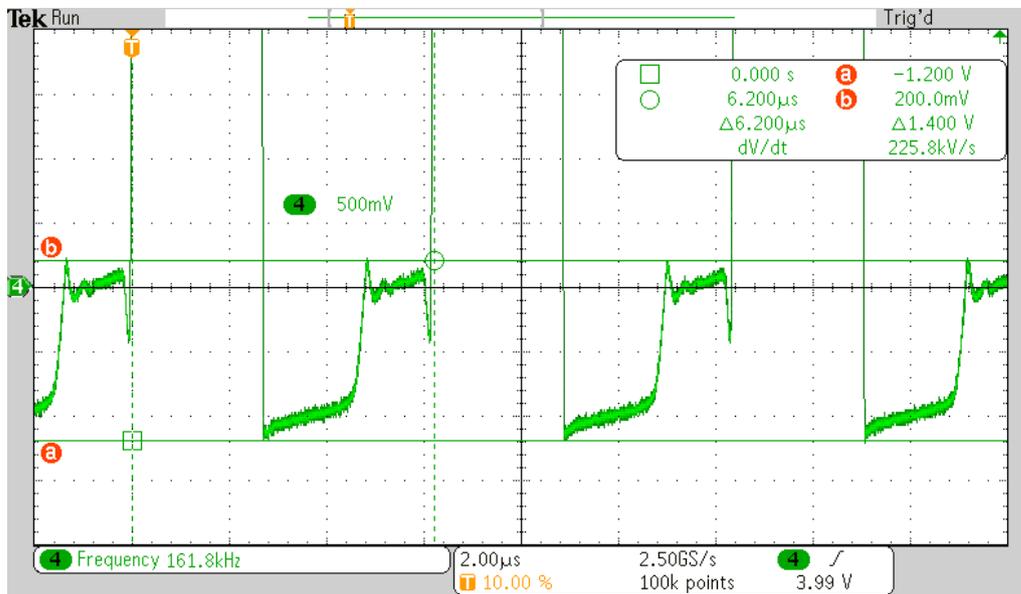


Figura 170 – Detalhe da tensão no gate para o bloqueio do interruptor



Durante o bloqueio, até o momento em que a corrente de magnetização do Transformador de pulso muda de polaridade (de positiva para negativa), a tensão do gate possui valor negativo referente a polarização direta do diodo Zener conectado entre gate-source do interruptor.