

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC**

**CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT**

**CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**THAISA LUUP CABRAL CARVALHO**

**PROJETO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS DO CONVERSOR MEIA  
PONTE ATRAVÉS DO USO DO SOFTWARE ANSYS PEXPT E DO  
MÉTODO CONVENCIONAL**

**JOINVILLE, SC**

**2015**

**THAISA LUUP CABRAL CARVALHO**

**PROJETO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS DO CONVERSOR MEIA  
PONTE ATRAVÉS DO USO DO SOFTWARE ANSYS PEXPT E DO  
MÉTODO CONVENCIONAL**

Trabalho apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica,  
no Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade  
do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial  
para obtenção do grau de Engenheira Eletricista.

Orientador: Yales Rômulo de Novaes

**JOINVILLE, SC**

**2015**

**THAISA LUUP CABRAL CARVALHO**

**PROJETO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS DO CONVERSOR MEIA  
PONTE ATRAVÉS DO USO DO SOFTWARE ANSYS PEXPT E DO  
MÉTODO CONVENCIONAL**

Trabalho de Conclusão apresentado ao Curso de Engenharia elétrica no Centro de Ciências Tecnológicas, na Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheira Eletricista.

**Banca Examinadora**

Orientador: \_\_\_\_\_

Professor Yales Rômulo de Novaes, Dr  
UDESC

Membro: \_\_\_\_\_

Professor Joselito Anastácio Heerdt, Dr  
UDESC

Membro: \_\_\_\_\_

Professor Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Dr  
UDESC

**“Observem as aves do céu: não semeiam, nem colhem, nem juntam em celeiros; contudo, o Pai celeste as alimenta. Não valeis vós muito mais que as aves? Quem de vocês, por mais que se preocupe, pode acrescentar uma hora que seja ao curso de sua vida?”**

**“Busquem, pois, em primeiro lugar o Reino de Deus e a sua justiça, e todas essas coisas serão acrescentadas a vocês. Portanto, não se preocupem com o amanhã, pois o amanhã trará as suas próprias preocupações. Basta a cada dia o seu próprio mal.”**

**Mateus 6: 26-27 e 33-34**

**A todos que não mediram esforços para me ajudar e de alguma forma colaboraram no progresso deste trabalho.**

## **Agradecimentos**

Agradeço a Deus por me ter permitido chegar até aqui;

Agradeço aos meus pais e irmãos pelo incentivo aos estudos, pelo auxílio financeiro e apoio incondicional;

Ao Rafael Semtchuk pelo apoio;

Agradeço ao professor Yales Rômulo de Novaes, que foi um orientador presente e prestativo durante o desenvolvimento deste trabalho, pelo conhecimento compartilhado que me proporcionou um crescimento profissional e pessoal;

Agradeço aos membros do grupo nPEE pelo convívio, apoio e principalmente pela amizade;

A todos os meus familiares e amigos que de alguma forma auxiliaram para o desenvolvimento deste estudo.

## RESUMO

CARVALHO, Thaisa Luup Cabral. **Projeto dos Elementos Magnéticos do Conversor Meia Ponte Através do Uso do Software Ansys PExprt e do Método Convencional.**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas, na Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Engenheira Eletricista, Joinville, 2015.

O trabalho foi iniciado com o estudo do amplificador classe D para amplificadores de áudio, que serviu para obtenção dos parâmetros do conversor Meia Ponte. Um estudo dos elementos magnéticos do conversor foi realizado, assim como o estudo de dois métodos de projeto para o indutor e o transformador. O primeiro é composto pelas fórmulas convencionalmente usadas. O cálculo do segundo método é feito através do Software PExprt, que usa a metodologia de elementos finitos. O projeto com cada um dos métodos foi realizado, permitindo executar testes práticos com os elementos de cada método. Comparações entre resultados teóricos e práticos de um mesmo método e entre os resultados dos dois métodos foram feitas, com o objetivo de testar a validade e precisão dos dois métodos de cálculo de elementos magnéticos do conversor Meia Ponte.

**Palavras-chave:** Amplificador de áudio classe D. Fonte de Alimentação. Conversor Meia Ponte. Elementos Magnéticos. Metodologia de Projeto. *Software* Ansys PExprt.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Conversor <i>Flyback</i> .....	22
Figura 2 – Conversor <i>Forward</i> .....	24
Figura 3 – Conversor Meia Ponte.....	26
Figura 4 – Conversor Ponte Completa. ....	28
Figura 5 – Ponte retificadora com filtro capacitivo.....	30
Figura 6 – Conversor Meia Ponte.....	32
Figura 7 – Corrente no Indutor.....	33
Figura 8 - Tensão no indutor L.....	35
Figura 9 - Área de secção transversal do núcleo do tipo E. ....	38
Figura 10 – Áreas do núcleo e do carretel do tipo E. ....	40
Figura 11 – Saturação do núcleo com e sem entreferro. ....	41
Figura 12 - Circuito magnético.....	43
Figura 13 – Variação da resistência de um condutor em função da temperatura.....	47
Figura 14 – Campo elétrico (E), magnético (B) e densidade de corrente (J). ....	49
Figura 15 – Fio condutor de corrente contínua e de corrente alternada. ....	54
Figura 16 – Distribuição de corrente em fio circular com 60 Hz.....	55
Figura 17 – Distribuição de corrente em fio circular com 550 Hz.....	55
Figura 18 – Distribuição de corrente em fio circular com 100 kHz.....	55
Figura 19 – Corrente no primário do transformador. ....	63
Figura 20 – Parâmetros para cálculo do transformador.....	78
Figura 21 – Topologia Meia Ponte e formas de onda.....	79
Figura 22 – Projetos de transformadores fornecidos pelo PExprt.....	79
Figura 23 – Gráfico das perdas.....	79
Figura 24 – Gráfico da ocupação do cobre.....	80
Figura 25 – Projetos com núcleos disponíveis .....	80
Figura 26 – Características do projeto.....	82
Figura 27- Gráficos.....	82
Figura 28 – Preenchimento dos fios no transformador.....	83
Figura 29 – Resistência AC dos enrolamentos.....	84
Figura 30 – Perdas de acordo com a harmônica.....	84
Figura 31 – Parâmetros para simulação do indutor. ....	85



Figura 32 – Forma de onda da tensão e da corrente na simulação do indutor.....	85
Figura 33 – Projetos de indutores pelo <i>software</i> PExprt. ....	86
Figura 34 – Perdas nos indutores.....	86
Figura 35 – Ocupação da janela do carretel. ....	87
Figura 36 – Projeto do indutor selecionado.....	88
Figura 37 – Gráfico da ocupação da janela e gráfico de perdas.....	89
Figura 38 – Ocupação dos fios na janela do carretel.....	89
Figura 39 – Perdas AC. ....	90
Figura 40 – Esquemático do circuito.....	92
Figura 41 – Indutor do projeto convencional. ....	93
Figura 42 – Transformador do projeto convencional. ....	93
Figura 43 – Indutor simulados pelo PExprt.....	93
Figura 44 – Transformador simulados pelo PExprt. ....	94
Figura 45 – Indutor projetado pelo PExprt.....	94
Figura 46 - Placa para testes. ....	95
Figura 47 – Formas de onda da saída. ....	96
Figura 48 – Ondulação da tensão de saída. ....	97
Figura 49 – Potência de saída. ....	97
Figura 50 – Tensão e corrente de entrada.....	98
Figura 51 – Potência de entrada. ....	98
Figura 52 – Tensão e corrente no primário do transformador.....	99
Figura 53 - Tensão no secundário do transformador.....	99
Figura 54 - Tensão no diodo.....	100
Figura 55 - Detalhe da oscilação da tensão no diodo. ....	100
Figura 56 - Tensão na entrada do filtro LC. ....	101
Figura 57 - Tensão na chave.....	102
Figura 58 – Tensão e corrente no indutor.....	102
Figura 59 - Ondulação da tensão no indutor.....	103
Figura 60 – Variação da corrente no indutor.....	103
Figura 61 – Potência no indutor. ....	104
Figura 62 – Tensão e corrente com o secundário a vazio.....	105
Figura 63 – Ondulação da corrente no primário.....	105
Figura 64 – Potência com o secundário do transformador aberto. ....	106
Figura 65 – Variação térmica do indutor.....	108

Figura 66 - Variação térmica do transformador. ....	109
Figura 67 – Imagens térmicas.....	110
Figura 68 – Formas de onda da entrada.....	111
Figura 69 – Ondulação da tensão de saída. ....	111
Figura 70 - Tensão e corrente de entrada. ....	112
Figura 71 – Potência de entrada do conversor.....	112
Figura 72 - Potência no primário do transformador. ....	113
Figura 73 – Tensão no primário do transformador.....	113
Figura 74 – Corrente no primário do transformador. ....	114
Figura 75 – Tensão no secundário do transformador. ....	114
Figura 76 – Tensão no primário e no secundário. ....	115
Figura 77 – Tensão no diodo. ....	115
Figura 78 – Ondulação da tensão no diodo. ....	116
Figura 79 – Tensão na entrada do filtro LC. ....	116
Figura 80 – Tensão no indutor.....	117
Figura 81 – Ondulação da tensão do indutor.....	117
Figura 82 – Corrente no indutor. ....	118
Figura 83 – Ondulação da corrente no indutor. ....	118
Figura 84 – Potência no indutor. ....	119
Figura 85 – Tensão e corrente do transformador.....	120
Figura 86 – Potência no primário do transformador.....	120
Figura 87 – Ondulação de corrente no primário do transformador. ....	121
Figura 88 – Temperatura do indutor do PExprt.....	123
Figura 89 – Variação de temperatura no transformador do PExprt.....	123
Figura 90 – Imagens da câmara térmica. ....	124

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Resistividade a 20°C.....	46
Tabela 2 – Coeficiente de temperatura de alguns materiais a 20°C.....	48
Tabela 3 – Constantes para o cobre.....	51
Tabela 4 – Constantes para o alumínio.....	52
Tabela 5 – Condutividade aproximada a 20°C de materiais mais comuns.....	52
Tabela 6 – Permeabilidade relativa ( $\mu_r$ ) de alguns materiais.....	53
Tabela 7 – Requisitos de projeto para conversor Meia Ponte.....	73
Tabela 8 – Parâmetros do indutor pelo método convencional.....	74
Tabela 9 – Projeto do transformador pelo método convencional.....	75
Tabela 10 – Especificações do projeto do transformador.....	81
Tabela 11 – Projeto do indutor calculado pelo PExprt.....	87
Tabela 12 – Indutâncias.....	106
Tabela 13 – Temperatura dos componentes magnéticos.....	107
Tabela 14 – Indutâncias dos componentes.....	121
Tabela 15 – Temperatura de acordo com termopar.....	122
Tabela 16 – Resultados.....	125

## **LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS**

nPEE	Núcleo de Processamento de energia elétrica
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
PWM	Modulação por Largura de Pulso (Pulse Width Modulation)
PCB	Placa de Circuito Impresso (Printed Circuit Board)
F.E.A.	Análise de Elementos Finitos (Finite Element Analysis)

## CONTEÚDO

1	INTRODUÇÃO .....	15
2	ESTUDOS DA APLICAÇÃO DO AMPLIFICADOR CLASSE D.....	17
2.1	FUNCIONAMENTO DO AMPLIFICADOR CLASSE D .....	17
2.1.1	CARACTERÍSTICAS .....	18
2.1.2	APLICAÇÕES.....	20
2.2	FONTE DE ALIMENTAÇÃO DO AMPLIFICADOR CLASSE D.....	21
2.3	INTERRUPTORES .....	21
3	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA - CONVERSORES CC-CC ISOLADOS....	22
3.1	CONVERSOR <i>FLYBACK</i> .....	22
3.2	CONVERSOR <i>FORWARD</i> .....	24
3.3	CONVERSOR MEIA PONTE .....	25
3.4	CONVERSOR PONTE COMPLETA .....	27
4	TOMADA DE DECISÃO .....	29
5	ELEMENTOS MAGNÉTICOS .....	31
6	ESTUDO DOS COMPONENTES MAGNÉTICOS .....	32
6.1.1	CORRENTES NO INDUTOR.....	32
6.1.2	INDUTÂNCIA .....	34
6.1.3	NÚMERO DE ESPIRAS .....	36
6.1.4	ESCOLHA DO NÚCLEO .....	39
6.1.5	CÁLCULO DO ENTREFERRO .....	41
6.1.6	BITOLA DO CONDUTOR.....	44
6.1.7	CÁLCULO NÚMERO DE CONDUTORES EM PARALELO .....	44
6.1.8	CÁLCULO DA RESISTÊNCIA CC .....	45
6.1.9	EFEITOS EM FIOS COM FREQUÊNCIAS ALTAS.....	48
6.1.9.1	EFEITO PELICULAR .....	48
6.1.10	CÁLCULO DA RESISTÊNCIA CA .....	57
6.1.11	PERDAS NOS ENROLAMENTOS .....	58
6.1.12	PERDAS NO NÚCLEO.....	58
6.1.13	PERDAS TOTAIS.....	59
6.1.14	RESISTÊNCIA TÉRMICA .....	59
6.1.15	ELEVAÇÃO DE TEMPERATURA .....	60

6.1.16	POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO .....	60
6.2	PROJETO DO TRANSFORMADOR .....	61
6.2.2	CÁLCULO DO NÚMERO DE ESPIRAS .....	65
6.2.3	CÁLCULO DA CORRENTE EFICAZ .....	66
6.2.4	CÁLCULO DA SECÇÃO MÍNIMA DO CONDUTOR.....	68
6.2.5	CÁLCULO NÚMERO DE CONDUTORES EM PARALELO .....	68
6.2.6	CÁLCULO DA RESISTÊNCIA CC .....	69
6.2.7	CÁLCULO DA RESISTÊNCIA CA .....	69
6.2.8	PERDAS POR EFEITO JOULE.....	70
6.2.9	PERDAS NO NÚCLEO.....	70
6.2.10	PERDA TOTAL .....	70
6.2.11	RESISTÊNCIA TÉRMICA .....	70
6.2.12	ELEVAÇÃO DE TEMPERATURA .....	71
6.2.13	POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO .....	71
7	PROJETO CONVENCIONAL.....	73
8	SIMULAÇÕES .....	77
8.1	TRANSFORMADOR.....	77
8.2	INDUTOR .....	84
9	CONSTRUÇÃO DA PLACA .....	91
9.1	LAYOUT .....	91
9.2	COMPONENTES MAGNÉTICOS .....	92
10	TESTES PRÁTICOS .....	96
10.1	COMPONENTES DO PROJETO CALCULADO .....	96
10.2	COMPONENTES SIMULADOS PELO PEXPRT.....	110
11	CONCLUSÕES.....	125
12	SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS.....	129
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	131

## 1 INTRODUÇÃO

Nos dias de hoje, equipamentos de áudio são fabricados e consumidos em amplas escalas. A função de reprodução de som está presente em diversos dispositivos. Logo, faz-se necessário o aprimoramento da tecnologia visando uma melhora na qualidade do som, economia na construção e a máxima eficiência, buscando assim superar a concorrência do mercado com produtos melhores e mais baratos, e que prejudique ao mínimo possível o meio ambiente.

Nos aparelhos de áudio, de acordo com o som reproduzido, podem ser provocadas oscilações na tensão que alimenta o amplificador. Buscando-se contornar o problema, a amplificação de áudio necessita de boa qualidade, sem desconsiderar a busca à máxima fidelidade ao sinal original. A fonte de alimentação deve ser capaz de suportar a carga e mantê-la com tensão o mais constante possível. Oscilações na mesma podem prejudicar o funcionamento adequado do amplificador de áudio.

O objetivo final do presente trabalho de conclusão de curso é o estudo, projeto e construção dos elementos magnéticos de um conversor que alimente o amplificador de áudio classe D. Para isso foi requerido um estudo sobre o amplificador de áudio classe D já projetado e implementado em trabalho de conclusão de curso apresentado anteriormente. Com maiores entendimentos acerca do funcionamento e das características desta classe de amplificadores, torna-se possível a observação dos aspectos da carga. Assim, uma pesquisa acerca de topologias de conversores possibilita a tomada de decisão a respeito do tipo de conversor a ser projetado para a carga utilizada.

Já com uma topologia de conversor em mente, visam-se os projetos dos elementos magnéticos da fonte, que serão realizados duas vezes, com diferentes métodos em cada uma delas. O primeiro é o método convencional, onde se utilizarão de equações, tabelas e estudos que são usados normalmente para cálculos teóricos.

O segundo contará com a ajuda do *software* PExprt, que é especializado em cálculos de elementos magnéticos, através de teoria de cálculo numérico. Faz-se necessário, primeiramente, o aprendizado e aprofundamento no uso do *software*. Este torna possível o cálculo do indutor e do transformador do conversor, disponibilizando

uma grande variedade de projetos, além de detalhar todos os parâmetros de cada um deles. Tal *software* emprega o uso do método de elementos finitos para a realização dos cálculos dos componentes magnéticos.

Com a obtenção dos resultados de ambos os métodos, é possível fazer uma comparação entre seus respectivos modelamentos. Nesta etapa o objetivo é comparar as diferenças observadas nos valores das perdas, das elevações de temperatura, em quantidades de materiais utilizados, nas dimensões dos componentes, resultando em economia ou gastos financeiros, diferenças no rendimento da fonte de alimentação e variações do volume.

Assim sendo, a comparação entre os resultados teóricos e práticos mostraram que o método de projeto dos componentes magnéticos através do PExprt é o que apresenta maior eficiência e as menores elevações de temperatura. Já os componentes magnéticos do projeto convencional apresentam outras qualidades, tais como menores custos, e maior economia do material dos enrolamentos. Para os núcleos tanto do indutor quanto do transformador o volume utilizado foi o mesmo.



## **2 ESTUDOS DA APLICAÇÃO DO AMPLIFICADOR CLASSE D**

Existem diversas classes de operação para amplificadores, de modo a diferenciar o arranjo interno dos circuitos para que opere a sua função primordial de amplificar um sinal elétrico [1]. Serão abordadas apenas as características e o funcionamento do amplificador classe D. Além disso, a aplicação para um amplificador de áudio é abordada.

O amplificador de áudio classe D foi desenvolvido em trabalho de conclusão de curso apresentado em [9]. Este foi utilizado para obtenção dos parâmetros do conversor Meia Ponte, que foi projetado em [19]. O transformador e o indutor foram projetados novamente durante este trabalho de conclusão de curso com o objetivo de estudar os métodos de projeto destes elementos magnéticos.

### **2.1 FUNCIONAMENTO DO AMPLIFICADOR CLASSE D**

O amplificador classe D também é conhecido por amplificador “digital” ou PWM [1]. Os elementos ativos desta classe trabalham digitalmente. Ou seja, em nível lógico zero (região de corte) e nível lógico um (região de saturação). Quando o sinal de áudio passa por um comparador, tem-se um trem de pulsos modulados parte do tempo em nível alto e parte em nível baixo.

São chamados também de amplificadores chaveados, porquanto os seus transistores de saída exercem a função de interruptores e comutam a tensão em que são alimentados para a saída do circuito. Para operar desta maneira, os transistores trabalham nas regiões de corte e saturação. Naquele a tensão está entre o dreno e o source do transistor e não há corrente passando nele e neste há corrente circulando pelo transistor, porém não há tensão. Desta forma, em teoria, não há dissipação de potência visto que em um momento há corrente e em outro existe tensão, porém nunca ambas ao mesmo tempo. O que resultaria, teoricamente, em uma eficiência energética de 100%.

Entretanto na prática existem perdas de condução e de comutação. A primeira representa a menor parcela das perdas e é dada através do modelo equivalente de um interruptor, que é uma fonte de tensão em série com uma resistência, onde tais valores

são encontrados na folha de dados do fabricante. As perdas na fonte de tensão são dadas pela multiplicação desta pela corrente média que atravessa o interruptor e as perdas dissipadas pela resistência são dadas pela multiplicação da corrente eficaz por esta resistência. Já as perdas por comutação no transistor são dadas pela presença de tempos não nulos de mudança de estado. Em pequenos instantes há corrente e tensão ao mesmo tempo, pois uma está subindo enquanto a outra está descendo e isto não é instantâneo.

Mesmo assim a eficiência destes amplificadores é alta. O amplificador classe D é relativamente novo e apresenta alta velocidade de comutação. Isso colabora no rendimento do amplificador. Porém o amplificador tem por desafio a diminuição dos níveis de distorção harmônica, que dificilmente ficam baixos se comparados aos amplificadores que operam na região linear (classe A e AB). Mas o amplificador de áudio classe D, se operado com controlador adequado, pode alcançar uma boa qualidade de áudio [9].

Os sinais de comando para a comutação dos transistores podem ser gerados com a frequência fixa ou variável. O princípio de Modulação por Largura de Pulso ou PWM cria um sinal com frequência fixa, onde o sinal de entrada é comparado com uma onda triangular com uma frequência bem maior, resultando em uma onda retangular em que a largura é proporcional ao sinal de entrada e o máximo e mínimo correspondem ao máximo e mínimo do sinal de entrada respectivamente. Neste caso o sinal de entrada corresponde ao sinal de áudio.

O sinal retangular é enviado aos transistores que estão operando em corte e saturação. Logo, a onda modulada serve de comando para os interruptores. Em seguida o sinal passa por um filtro passa-baixas passivo, o qual reduz os componentes harmônicos que estão com frequência acima do sinal de entrada. O filtro serve para a recuperação da forma original do sinal. Em seguida o sinal é enviado para a carga. Este é o estágio de potência.

### **2.1.1 CARACTERÍSTICAS**

O amplificador de áudio classe D possui diversas características comerciais importantes comparando com classes de amplificadores lineares. Dentre elas podem ser

citados menor peso, menor tamanho, baixos custos, alto desempenho, eficiência superior e que pode ser melhorada de acordo com a tecnologia utilizada, requer menor fonte de alimentação e tem menor impedância de saída. Além do mais, as constantes melhorias tecnológicas de semicondutores facilitam sua aparição no mercado, o que tem diminuído ainda mais o volume, peso e quantidade de matéria-prima utilizada e os gastos energéticos. Como se pode observar, o amplificador de áudio classe D tem diversas vantagens frente outros amplificadores lineares [9].

Em contra partida, os amplificadores apresentam alguns inconvenientes devido ao circuito reativo. Destacam-se os desvios de fase e de frequência, harmônicos, transientes e perdas de resolução dadas pela taxa de amostragem [1].

Outra característica deste amplificador é a necessidade de um filtro passa-baixas na saída. Isso se deve a necessidade de filtrar as componentes de alta frequência para a recuperação do sinal. Através deste as frequências que correspondem ao sinal de áudio passam e as frequências de comutação do inversor são atenuadas [9].

O amplificador classe D tem fluxo de energia bidirecional, o que pode causar o efeito de “bus pumping”. Este fenômeno faz com que a carga indutiva devolva energia para a fonte de alimentação. Isso ocorre principalmente em áudios de baixa frequência (abaixo de 100 Hz) [9].

Pelo fato de os semicondutores não possuírem tempo de comutação nulo, há a necessidade da adição de um tempo morto entre o desligamento de um interruptor e o ligamento de outro, para impedir que ambos os interruptores estejam fechados ao mesmo tempo e um curto no braço do conversor ocorra. Entretanto, isto gera um aumento no nível de distorção harmônica no sinal de saída. Um tempo morto de 40ns cria uma distorção harmônica de 2% [9].

Os amplificadores classe D são frequentemente encontrados em locais grandes ou ao ar-livre e são empregados em amplificadores de sub-graves, que apresentam desvios menores de fase [1].

## 2.1.2 APLICAÇÕES

Além da função de amplificação de áudio, o amplificador classe D possui diversas outras aplicações interessantes.

No artigo [16] é apresentada uma pesquisa, com desenvolvimento e testes para um amplificador de potência classe D usado em um reator eletrônico para alimentar uma ou mais lâmpadas de sódio de alta pressão. O objetivo da pesquisa é o de eliminar ressonâncias acústicas e de diminuir oscilações no fluxo luminoso, por meio de uma topologia selecionada para o reator eletrônico capaz de alimentar as lâmpadas, onde a forma de onda da tensão é composta pela fundamental de 1 kHz, somado com a terceira e sétima harmônicas. É possível alimentar uma ou mais lâmpadas de iguais ou diferentes potências, desde que a soma da carga total seja menor ou igual à potência nominal da saída.

Ressonâncias acústicas podem causar perturbações em descargas de alta intensidade, produzindo movimento rápido na luz, variação nos parâmetros da lâmpada, como variáveis termodinâmicas do gás e do vapor de metal e as dimensões geométricas da lâmpada, ou em casos extremos pode produzir arco ou a quebra da lâmpada. As ressonâncias consistem em flutuações na pressão do gás na descarga da lâmpada quando alimentada por fonte de alimentação de alta frequência (na ordem de kHz).

O método utilizado possui a ideia de que se qualquer frequência da tensão que é aplicada a lâmpada produz uma ressonância acústica correspondente, a intensidade da onda pode não ser suficiente para excitar o fenômeno que faz com que a lâmpada produza luz. O sistema de controle é implementado com circuito de baixo custo, contando com o uso de amplificadores operacionais e controle por histerese. O sistema é composto por modulação por largura de pulso (PWM) somado a um estágio de potência (uma estrutura em Ponte Completa ou Meia Ponte com um filtro passa baixas na saída).

## **2.2 FONTE DE ALIMENTAÇÃO DO AMPLIFICADOR CLASSE D**

A principal decisão para se tomar é acerca da topologia a ser usada na fonte de tensão. Apenas duas topologias foram consideradas para serem usadas no amplificador classe D nos estudos anteriores. A topologia Meia Ponte e a Ponte Completa.

A escolha da melhor topologia está ligada diretamente com a aplicação e com o valor da potência exigido.

## **2.3 INTERRUPTORES**

Em potências de alguns watts, a utilização de transistores como interruptores permite minimizar as perdas em potência, partindo-se da ideia que as comutações sejam rápidas, minimizando o tempo em que o componente atravessa a região ativa. Isto também viabiliza a diminuição de dissipadores de calor para os semicondutores.

Uma nova área de conhecimento tecnológico se estabeleceu com a criação do transistor MOSFET, ao qual foi seguido pelo IGBT, onde ambos superam em muito o desempenho do transistor bipolar em aplicações de chaveamento rápido.

### 3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA - CONVERSORES CC-CC ISOLADOS

Serão expostas estruturas de circuitos chaveados que, a partir de uma fonte de alimentação fixa na entrada, proporciona um valor de tensão contínuo na saída com uma amplitude diferente da tensão de entrada e com ondulação desprezível.

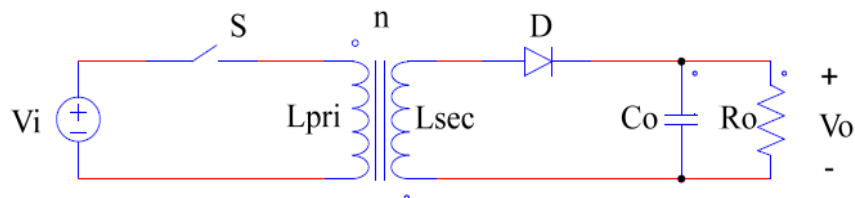
Um conversor isolado implica que a entrada não possui conexão elétrica com a saída. Isto é obtido geralmente por meio do uso de um transformador no circuito de potência e no circuito de comando por opto acopladores ou transformadores de pulso, por exemplo.

A conversão de energia poderia ser feita de uma forma mais simples, como um divisor resistivo ou fontes reguladas convencionais. Entretanto conversores chaveados apresentam vantagens como maior eficiência, melhor regulação de tensão sobre a carga, são menos volumosos, mais leves, menor dissipação de potência e rendimento mais elevado. O avanço da tecnologia em eletrônica tem proporcionado melhoramentos em conversores chaveados.

#### 3.1 CONVERSOR *FLYBACK*

O conversor é idêntico ao conversor buck-boost, entretanto apresenta isolação galvânica entre entrada e saída. O conversor *Flyback* é mostrado na Figura 1.

**Figura 1 – Conversor *Flyback***



Fonte: Própria autora.

O funcionamento deste conversor ocorre em duas etapas.

Na primeira, o interruptor está em condução. Assim, a fonte de entrada  $V_{in}$  fornece energia para magnetização do enrolamento primário do transformador. O diodo fica reversamente polarizado e não entra em condução. Esta etapa ocorre no intervalo entre zero e  $D.T_s$  segundos para o modo de condução contínua (CCM).

Na segunda etapa, o interruptor é aberto e a condução é interrompida. A energia que foi previamente armazenada no transformador na primeira etapa é transferida para a carga e para o capacitor de filtragem através da entrada em condução do diodo. Esta segunda etapa acontece no intervalo de  $D.T_s$  até o final do período de chaveamento  $T_s$ . As etapas de operação se repetem.

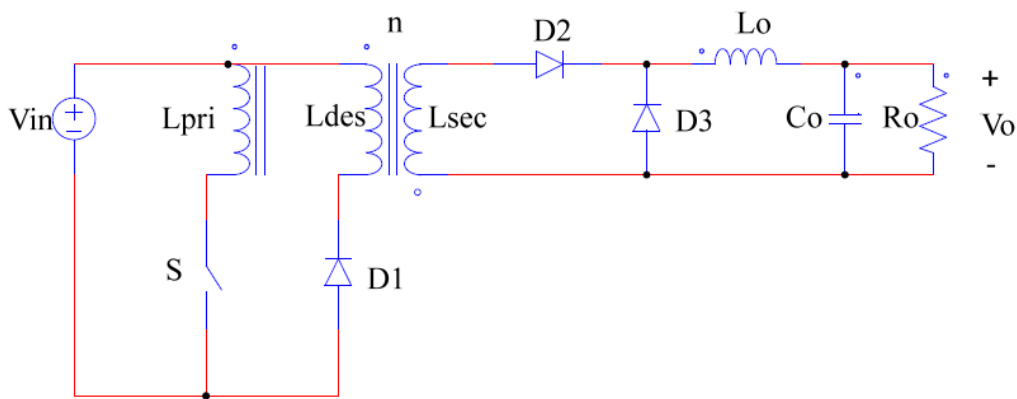
Além da isolamento entre entrada e saída, o transformador também possibilita a escolha da razão cíclica. A mesma depende do número da relação de espiras e das tensões de entrada e saída, permitindo variar a relação de transformação conforme a necessidade.

Algumas características importantes deste conversor são destacadas. As correntes na entrada e na saída do conversor são descontínuas. Pode operar como elevador ou como abaixador de tensão. Tem a possibilidade a utilização de várias saídas ao mesmo tempo. Devido o uso do transformador, é permitida a adaptação da tensão no secundário ou o ajuste da razão cíclica e a isolamento entre entrada e carga. É um conversor que acumula energia no momento em que o transistor está fechado. Aceita uma variação grande da resistência de saída. Dispensa a utilização de indutor de filtragem. Como em geral é usado em condução descontínua, apresenta baixas perdas de comutação em diodos e interruptores [11]. Tem uma resposta rápida e, por apresentar um polo simples na função de transferência, é de fácil estabilização. Assim sendo, é um conversor largamente encontrado em potências baixas, abaixo de 110 W. Além do mais, é um conversor de custo baixo.

### 3.2 CONVERSOR *FORWARD*

*Forward* é um conversor CC – CC, que é composto por elementos passivos (normalmente indutores e capacitores) que controlam o fluxo de potência da fonte de entrada para a fonte de saída, e por semicondutores de potência operando como interruptores [5]. O *Forward* usa também um transformador que isola a carga galvanicamente da fonte de entrada e possibilita o aumento ou a diminuição da tensão de saída variando-se o número de espiras conforme a necessidade. O conversor *Forward* é mostrado na Figura 2.

**Figura 2 – Conversor *Forward*.**



Fonte: Própria autora.

Quando o conversor está funcionando em condução contínua, o transistor conduz e a tensão de entrada  $V_{in}$  é aplicada ao enrolamento primário. O diodo  $D2$  entra em condução e a corrente do indutor  $i_L$  cresce. Esta etapa ocorre num intervalo de zero segundo até  $D.T_s$ , onde  $D$  é o ciclo de trabalho e  $T_s$  é o período de comutação da chave.

O transistor é desligado e não há mais passagem de corrente pelo enrolamento primário. O transformador necessita de um caminho para a corrente que estava circulando por ele, possibilitando a continuidade do fluxo magnético e absorvendo a energia acumulada no campo. Este caminho é disponibilizado através do diodo  $D1$  e do enrolamento de desmagnetização. Durante a condução de  $D1$  é aplicada uma tensão negativa sobre o enrolamento de desmagnetização e tem-se um retorno de energia para a fonte de entrada.



Não há corrente também no secundário. A corrente por D2 é interrompida e o caminho da corrente do indutor passa a ser o diodo D3 que atua como diodo de roda livre. A corrente no indutor começa a decrescer. Esta etapa ocorre do intervalo de  $D.T_s$  até o final do período de chaveamento  $T_s$ .

Em todas as etapas há corrente e tensão passando pela carga na saída do conversor. Logo, a tensão  $V_{out}$  e a corrente  $i_L$  nunca são nulas e a carga nunca deixa de ser alimentada devido a energia armazenada no capacitor de saída.

Faz-se importante o destaque de algumas características deste conversor. É um conversor de transferência direta de energia; a corrente na saída é de boa qualidade; a saída é isolada da entrada; suporta diversas saídas; a corrente na entrada é descontínua; é o equivalente ao conversor *Buck* isolado, porém pode operar como abaixador ou elevador; e o conversor carece da garantia da desmagnetização do núcleo do transformador a cada ciclo.

### 3.3 CONVERSOR MEIA PONTE

Este conversor também possui isolamento galvânica entre entrada e saída por meio de um transformador. Este transformador possui duas saídas, onde cada uma aplica metade da tensão de entrada na carga em instantes diferentes. A metade da tensão de entrada  $V_{in}$  é alcançada através de um divisor capacitivo. O conversor meia ponte está na Figura 3.

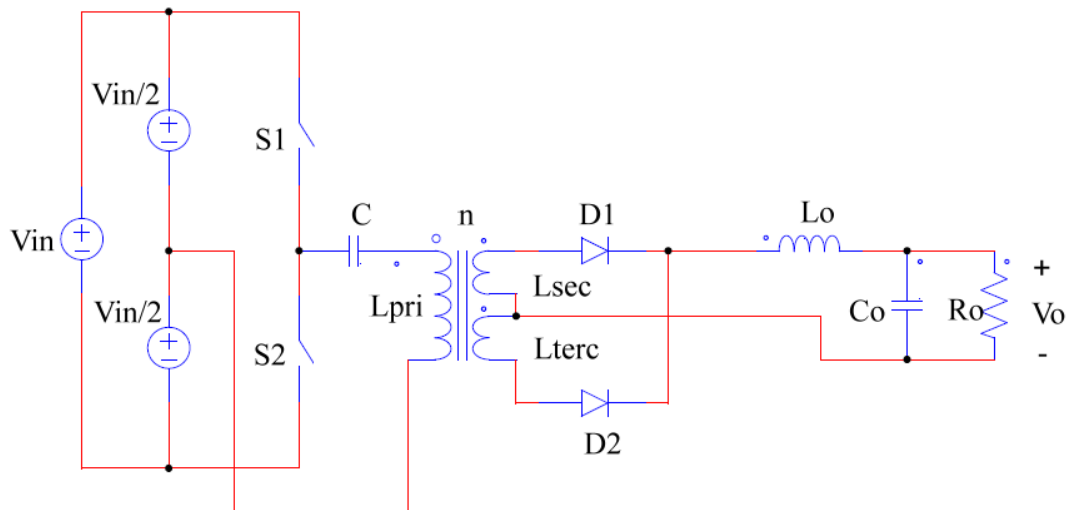
O conversor Meia Ponte tem três etapas diferentes de operação.

Na primeira etapa o interruptor do braço superior aplica metade da tensão de entrada sobre o enrolamento primário do transformador, e esta energia acumulada é transferida para o enrolamento secundário do transformador. O diodo do secundário entra em condução e a corrente passa pelo indutor e chega até a carga.

Os interruptores de entrada do conversor são mantidos bloqueados na segunda etapa de operação. Logo, a tensão no primário e no secundário do transformador são aproximadamente zero. Nesta etapa, os diodos do secundário e do terciário estão em

condução e a corrente que circula pelo indutor e pela carga é dividida igualmente entre estes e a energia da magnetização fica inalterada.

**Figura 3 – Conversor Meia Ponte.**



Fonte: Própria autora.

O interruptor do braço de baixo é fechado na terceira etapa de operação. A segunda metade da tensão de entrada de forma invertida é aplicada ao primário do transformador, ou seja, a tensão do primário é de  $-V_{in}/2$ . O diodo do primário é bloqueado e o do terciário entra em condução, transmitindo a corrente para a saída do conversor no mesmo sentido das etapas anteriores, de maneira que em todas as etapas a tensão da saída tem a mesma polaridade, mantendo um valor médio  $V_{out}$ , com uma pequena ondulação sobreposta.

Os diodos e o filtro de saída têm suas correntes calculadas de forma semelhante ao conversor *Forward*. A frequência da corrente do filtro de saída é o dobro da frequência de comutação.

Tanto no conversor Meia Ponte quanto no conversor Ponte Completa pode ser necessária a inclusão de um capacitor em série com o primário do transformador, que é destinado a anular as componentes contínuas da corrente no mesmo. O núcleo do

transformador pode saturar com essa componente contínua, o que conseqüentemente provocaria falha nos interruptores. As componentes contínuas surgem por consequência das desigualdades nos tempos de comutação das chaves. Para o caso do conversor meia ponte a necessidade da adição do mesmo depende dos valores dos capacitores de barramento, porquanto as desigualdades nos tempos de comutação muitas vezes são naturalmente compensadas pelas diferenças nas tensões do barramento, que são capazes de se adaptar a ponto de anular o nível CC no transformador. O capacitor deve ser selecionado de forma a não produzir ressonância com o indutor de saída e ainda de forma a não ter uma queda de tensão muito elevada a ponto de reduzir a tensão de saída [6].

Além do capacitor em série com o transformador há a necessidade da adição de diodos em antiparalelo com os interruptores. Esses componentes têm a finalidade de devolver à fonte de entrada  $V_{in}$  a energia que foi acumulada na indutância de dispersão do transformador, impedindo que a tensão dos interruptores seja maior que a tensão de entrada.

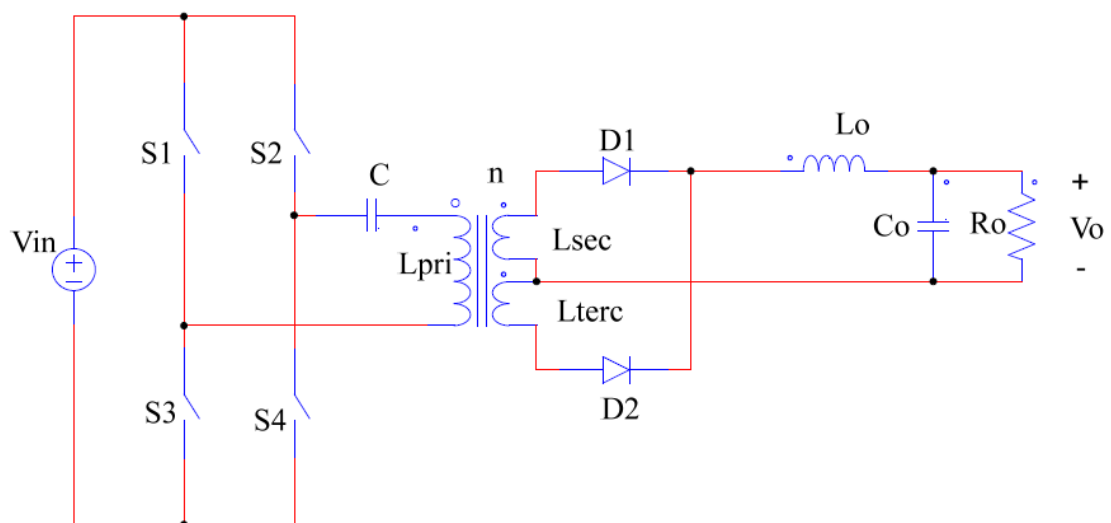
A topologia do conversor Meia Ponte é normalmente usada em potências inferiores a 500 W. A topologia Ponte Completa é preferível para conversores com potências na faixa de 500 W até 5 kW [6].

### **3.4 CONVERSOR PONTE COMPLETA**

O conversor em Ponte Completa difere do conversor Meia Ponte em topologia apenas por possuir quatro transistores em vez de dois. Conseqüentemente o número de drivers também é dobrado e o volume é aumentado.

Este conversor possui as etapas de operação que se diferem do caso anterior apenas por aplicar a tensão de entrada inteira no secundário e terciário do transformador, pois utiliza dois transistores na primeira etapa de operação e os outros dois na terceira etapa. O conversor em ponte completa também dispensa o uso do divisor capacitivo por utilizar toda a tensão de entrada da fonte, conforme visto na Figura 4.

**Figura 4 – Conversor Ponte Completa.**



Fonte: Própria autora.

## 4 TOMADA DE DECISÃO

Com a evolução da tecnologia, diversos aparelhos eletrônicos têm sido desenvolvidos e aperfeiçoados buscando superar a concorrência. O mercado procura por aparelhos com bom funcionamento, com um aproveitamento de tamanho e peso maximizados, custo reduzido, maior quantidade de funções e qualidade no desempenho. Para alcançar tais objetivos, as escolhas certas de componentes e topologias são fundamentais.

Sendo assim, vê-se a necessidade de uma topologia de fonte de tensão que seja adequada para implementação do amplificador de áudio classe D. Tendo isto em mente, o objetivo é construir uma fonte de tensão que alimente a carga com uma tensão constante, provocando o mínimo possível de oscilações de tensão na saída do conversor.

Após a análise qualitativa de topologias para conversores CC-CC, algumas características dos conversores foram levadas em consideração para que uma conclusão final seja alcançada.

O conversor da topologia *Flyback* conta com alguns inconvenientes. O transformador armazena energia. A corrente no capacitor de saída é elevada. Não tem tensão grampeada nos interruptores. O transformador dessa topologia funciona como indutores acoplados [2].

A topologia *Forward* tem uma má utilização do volume do transformador por usar apenas uma das polaridades para transferência de energia. O mesmo precisa de um enrolamento extra para desmagnetização do núcleo. Além do mais, a transferência de energia da entrada para a saída não acontece em todo o ciclo de operação, apenas na primeira etapa. O capacitor de saída é o que mantém a tensão da carga praticamente constante.

O conversor Ponte Completa tem em sua composição o dobro do número de transistores, dissipadores e drivers do que a topologia em Meia Ponte e não necessita do divisor capacitivo. Tem-se a vantagem de obter a mesma tensão da fonte de alimentação da entrada na saída do circuito. Logo, a topologia consegue fornecer mais potência que a Meia Ponte usando a mesma tensão na entrada, porquanto fornece o dobro da tensão na saída.

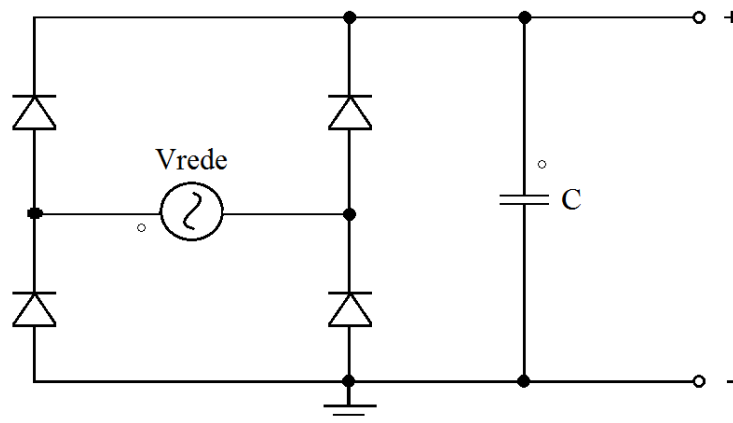
A topologia de Meia Ponte é mais simples e utilizam-se menos componentes, o que é uma vantagem. Sendo assim, tem por vantagem a economia de espaço e também de custos em componentes. Também é alimentada por uma fonte simétrica.

Na topologia de Meia Ponte apenas metade da tensão fornecida na entrada é aplicada a saída. É mais comumente encontrada em aplicações que exijam baixa potência. Visto que a aplicação do amplificador de áudio exige pouca potência, não é vantajoso o aumento de componentes e do volume. A potência exigida pelo amplificador também está na faixa recomendada em [6] para o conversor em ponte completa (até 500 W).

Tendo como base suas características e tudo que foi aqui mencionado, entendeu-se que a topologia que melhor se adéqua a aplicação do amplificador de áudio classe D é a do conversor Meia Ponte.

O conversor Meia Ponte usa uma ponte retificadora com filtro capacitivo para obtenção da tensão no seu estágio de entrada a partir da tensão da rede, conforme mostrado na Figura 5.

**Figura 5 – Ponte retificadora com filtro capacitivo.**



Fonte: Própria autora.

## 5 ELEMENTOS MAGNÉTICOS

A estrutura do circuito do conversor Meia Ponte conta com a presença de dois elementos magnéticos: um transformador e um indutor.

Em elementos magnéticos, uma grandeza que não admite descontinuidade é o fluxo magnético. Pela lei de Faraday, a variação de fluxo magnético produz uma força eletromotriz proporcional. Logo, se o fluxo fosse interrompido produziria uma tensão infinita e isso não é possível. Se um interruptor fosse aberto com corrente não nula, levaria a aparição de um arco, dando continuidade a corrente e dissipando a energia. A energia acumulada pelo campo magnético deve ser consumida de alguma maneira.

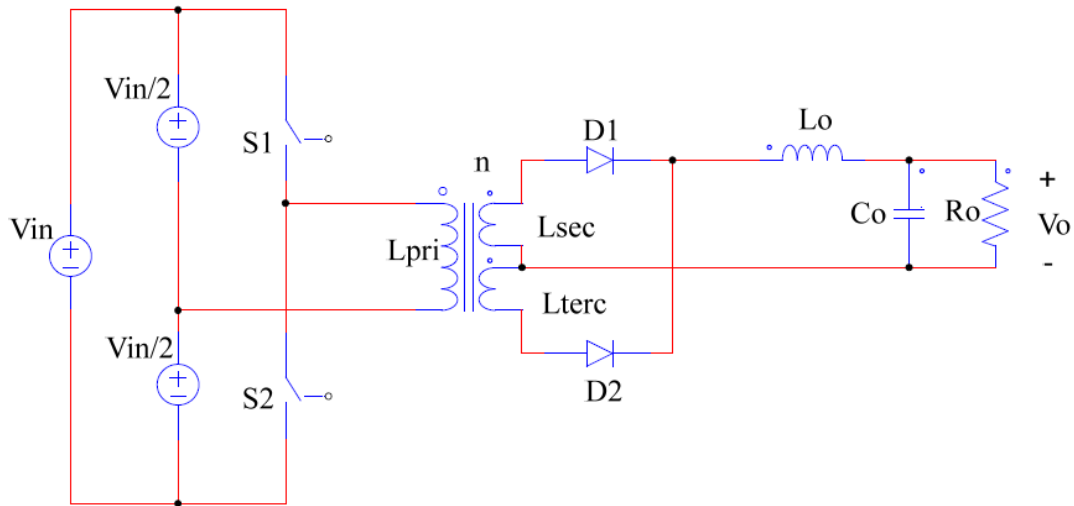
Em muitas aplicações faz-se necessário o uso de saídas que não tenham nenhuma conexão elétrica com as entradas, ou seja, que sejam isoladas eletricamente. Para isso, emprega-se o uso dos transformadores. Há casos em que o mesmo é útil para evitar valores de ciclos de trabalho muito estreitos ou largos, e ainda para aumentar ou diminuir a tensão de saída através do número de relação de espiras. Com o emprego do mesmo, é preciso fazer algumas alterações no circuito, como por exemplo, para evitar saturação no núcleo magnético.

O papel do indutor é, juntamente com o capacitor, constituir um filtro de saída do conversor meia ponte.

## 6 ESTUDO DOS COMPONENTES MAGNÉTICOS

Antes do cálculo dos elementos magnéticos pelo método convencional, será realizado um estudo do mesmo, assim como a dedução das fórmulas utilizadas para os cálculos necessários do conversor meia ponte, exposto na Figura 6.

**Figura 6 – Conversor Meia Ponte.**



Fonte: Própria autora.

### 6.1 PROJETO DO INDUTOR

O projeto do indutor consiste no cálculo das correntes no mesmo, do valor da indutância, do número de espiras, área da janela do carretel, comprimento do entreferro, a bitola do condutor, o diâmetro máximo do fio, número de condutores em paralelo, perdas no cobre e no núcleo do transformador, elevação de temperatura e possibilidade de execução.

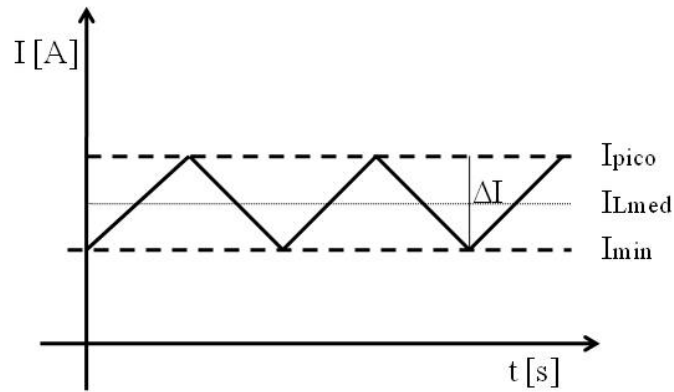
#### 6.1.1 CORRENTES NO INDUTOR

Serão definidas a corrente eficaz e de pico no indutor em função da corrente média neste, e a corrente de saída do conversor. Sendo  $\Delta I$  a ondulação da corrente no



indutor, a expressão para corrente de pico e para corrente eficaz pode ser alcançada a partir da corrente média do indutor com base na Figura 7.

**Figura 7 – Corrente no Indutor.**



Fonte: Própria autora.

Para a corrente de pico tem-se na Equação 6.1:

$$I_{pico} = I_{med} + \frac{\Delta I}{2} \quad (6.1)$$

Já para a corrente eficaz na Equação 6.2, é considerada uma ondulação de corrente pequena:

$$I_{L.ef} = \sqrt{2 \cdot \frac{1}{T_s} \int_0^{T_1} I_{med}^2 dt} \quad (6.2)$$

Onde  $T_s$  é o período de chaveamento do conversor. Na dedução de  $I_{L.ef}$  é usado metade do período, visto que no conversor meia ponte a tensão de entrada é aplicada duas vezes durante uma mesma frequência de chaveamento.

Sabe-se que  $T_1$  é o tempo de condução do interruptor e que este pode ser relacionado com a razão cíclica  $D$  e com o período  $T_s$  de chaveamento:

$$D = \frac{T_1}{T_s} \quad (6.3)$$

Substituindo a informação e considerando que o maior valor da corrente eficaz ocorrerá quando a razão cíclica for máxima:

$$I_{L.ef} = \sqrt{2 \cdot \frac{1}{T_s} \int_0^{D_{máx} \cdot T_s} I_{med}^2 dt} \quad (6.4)$$

$$I_{L.ef} = \sqrt{2 \cdot \frac{1}{T_s} \cdot I_{med}^2 \cdot D_{máx} \cdot T_s} \quad (6.5)$$

$$I_{L.ef} = I_{med} \cdot \sqrt{2 \cdot D_{máx}} \quad (6.6)$$

### 6.1.2 INDUTÂNCIA

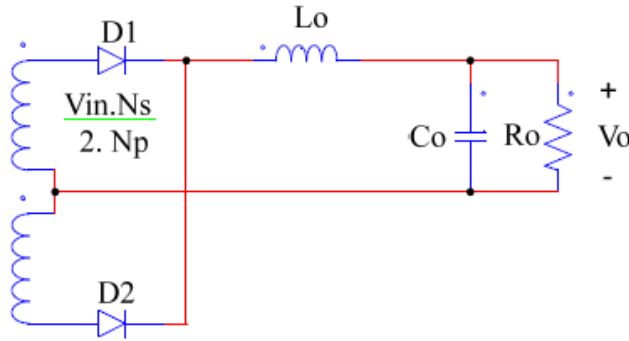
A dedução do projeto do valor da indutância é iniciada com a fórmula da tensão no indutor.

$$V_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (6.7)$$

Onde a tensão  $V_L$  no indutor é a diferença entre a tensão  $\frac{V_{in}}{2}$  da entrada do conversor refletida para o secundário através da relação de espiras  $\frac{N_s}{N_p}$  do transformador, e da tensão  $V_{out}$  da saída do conversor, conforme mostra a Figura 8.

$$V_L = \frac{V_{in}}{2} \cdot \frac{N_s}{N_p} - V_{out} \quad (6.8)$$

**Figura 8 - Tensão no indutor L.**



Fonte: Própria autora.

Ainda, a corrente média  $I_{L_{med}}$  no indutor é igual à corrente média  $I_O$  na saída do conversor. Logo, a corrente infinitesimal em função do tempo  $di_L(t)$  pode ser substituída por seu valor médio  $I_O$  multiplicado pela sua variação percentual  $\Delta I_O$ .

$$di_L(t) = I_O \cdot \Delta I_O \quad (6.9)$$

A variação do tempo  $dt$  é proveniente da definição de razão cíclica  $D$ , que é a relação entre o espaço de tempo em que o interruptor permanece fechado e o período de chaveamento  $T_S$ . Com o intuito de considerar o pior caso, usa-se a razão cíclica máxima  $D_{máx}$ .

$$D_{máx} = \frac{dt}{T_S} \quad (6.10)$$

$$dt = D_{máx} \cdot T_S \quad (6.11)$$

Substituindo-se as expressões de  $V_L$ ,  $di_L$  e  $dt$  e isolando-se o valor da indutância  $L$ , o valor encontrado é:

$$L = \left( \frac{V_{in}}{2} \cdot \frac{N_s}{N_p} - V_{out} \right) \cdot \frac{D_{máx} \cdot T_S}{I_O \cdot \Delta I_O} \quad (6.12)$$

### 6.1.3 NÚMERO DE ESPIRAS

O número de espiras do indutor  $N$  e o valor do produto da área de seção transversal do núcleo  $A_e$  pela área da janela do carretel  $A_w$  são baseados nas leis de Àmpere e de Faraday. A lei de Àmpere diz que quando qualquer condutor está carregado eletricamente, um campo magnético  $H$  é induzido ao seu redor. Logo, o campo magnético é proporcional a corrente que passa pelo condutor e a integral de intensidade de campo magnético sobre uma superfície fechada  $l$  é igual à corrente total que passa por essa superfície  $S$ , onde  $J$  é a densidade de corrente.

$$\oint H \cdot dl = \int_S J \cdot dS \quad (6.13)$$

A intensidade de campo magnético  $H$  que passa pelo percurso médio do interior do núcleo é constante e a corrente que passa pelo fio de uma espira com  $N$  voltas, então:

$$H \cdot l = N \cdot i \quad (6.14)$$

Já a lei de Faraday mostra que o fluxo magnético variante no tempo passando por um caminho fechado produz uma força eletromotriz.

$$V_{fem} = - \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (6.15)$$

Sendo  $N$  o número de espiras e  $\phi(t)$  o fluxo magnético correspondendo a uma das espiras, e considerando-se o módulo da força eletromotriz, tem-se a força eletromotriz de todas as espiras:

$$V_{fem} = N \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (6.16)$$

A fórmula da tensão sobre o indutor é:

$$V_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (6.17)$$

Igualando-se a tensão produzida pela corrente no indutor com a tensão produzida pelo fluxo magnético, chega-se a:

$$N \cdot \frac{d\Phi}{dt} = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (6.18)$$

Com base na definição de derivada, consideram-se apenas variações infinitesimais do fluxo magnético e da corrente no indutor com relação ao tempo, chegando-se a:

$$N \cdot \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = L \cdot \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (6.19)$$

Cancelando-se as variáveis de tempo:

$$N \cdot \Delta\Phi = L \cdot \Delta i_L \quad (6.20)$$

E o valor de N para o pior caso é alcançado considerando valor máximo de  $i_L$  e, consequentemente, de  $\Phi$  também:

$$N = \frac{L \cdot \Delta i_L}{\Delta\Phi} = \frac{L \cdot i_{L.máx}}{\Phi_{máx}} \quad (6.21)$$

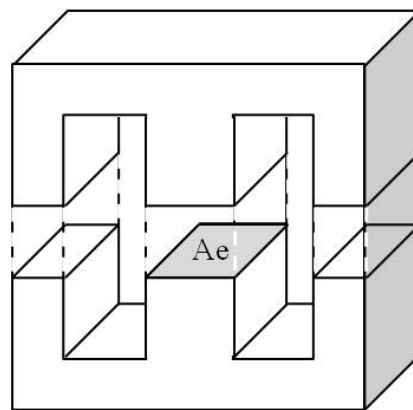
Sendo a quantidade total de fluxo magnético passando por uma superfície S:

$$\Phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (6.22)$$

E considerando que a indução magnética  $B$  uniforme e perpendicular à superfície  $A_e$ , sendo que  $A_e$  é a área de secção transversal do núcleo do transformador, conforme indicado na Figura 9.

$$\Phi = B \cdot A_e \quad (6.23)$$

**Figura 9 - Área de secção transversal do núcleo do tipo E.**



Fonte: Própria autora.

Para um  $B_{máx}$  tem-se um  $\Phi_{máx}$ .

$$\Phi_{máx} = B_{máx} \cdot A_e \quad (6.24)$$

Substituindo-se  $\Phi_{máx}$  na fórmula já encontrada de  $N$ , o resultado final do número de espiras é:

$$N = \frac{L \cdot i_{L.m\acute{a}x}}{B_{m\acute{a}x} \cdot A_e} \quad (6.25)$$

#### 6.1.4 ESCOLHA DO NÚCLEO

A escolha do núcleo do indutor é feita pelo produto de  $A_e \cdot A_w$ . Este valor calculado é comparado com o valor tabelado fornecido pelos fabricantes de núcleos, para então realizar a escolha do núcleo. Observando que o  $A_e \cdot A_w$  calculado tem que ser obrigatoriamente menor ou igual ao valor encontrado na tabela. Caso contrário os enrolamentos não caberão no carretel de forma que este caiba no núcleo.

A dedução é iniciada com a fórmula de densidade de corrente  $J$  que circula em todas as espiras. Para fazer os cálculos para o pior caso é considerado o maior valor que a densidade de corrente pode assumir. Este parâmetro é imposto pelo projetista.

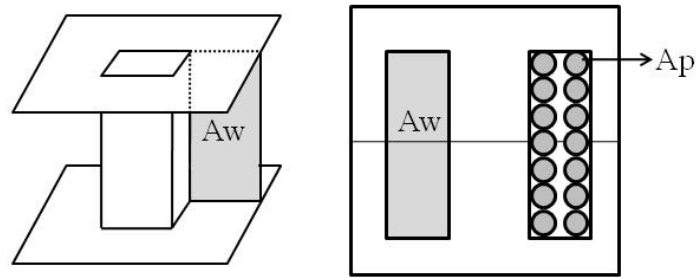
$$J = \frac{N \cdot I_{ef}}{A_p} \quad (6.26)$$

A área transversal do enrolamento de cobre  $A_p$  pode ser relacionada com a área da janela  $A_w$  através do fator  $k_w$ .

A constante  $k_w$  descreve o fator de ocupação do cobre dentro do carretel, tendo em vista que os fios possuem uma geometria circular e não é possível fazer com que ocupem a área  $A_w$  perfeitamente sem que deixem lacunas entre os fios, a área da janela não é ocupada totalmente pelos enrolamentos. Para a construção de indutores o valor máximo é de  $k_w$  é 0,7. Ou seja, os enrolamentos ocupam 70% da janela do carretel. Contudo, podem haver variações grandes deste valor, dependendo apenas da perfeição com que os fios são enrolados [2]. As áreas  $A_w$  e  $A_p$  estão representadas na Figura 10, e o valor de  $A_p$  na expressão que se segue.

$$A_p = A_w \cdot k_w \quad (6.27)$$

**Figura 10 – Áreas do núcleo e do carretel do tipo E.**



Fonte: Própria autora.

Dando continuidade com a dedução,  $A_p$  é substituída pela relação a pouco apresentada e a variável  $N$  é isolada e igualada com a fórmula do número de espiras encontrada no item anterior.

$$N = \frac{J \cdot A_w \cdot k_w}{I_{ef}} = \frac{L \cdot I_{pico}}{A_e \cdot B_{máx}} \quad (6.28)$$

Isolando  $A_e \cdot A_w$ , é encontrada a expressão a seguir:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{pico} \cdot I_{ef}}{B_{máx} \cdot J \cdot k_w} \quad (6.29)$$

Vale à pena salientar que o cálculo de  $A_e \cdot A_w$  é realizado antes do cálculo de  $N$ , e que a ordem só foi invertida para facilitar a apresentação das deduções das respectivas fórmulas.



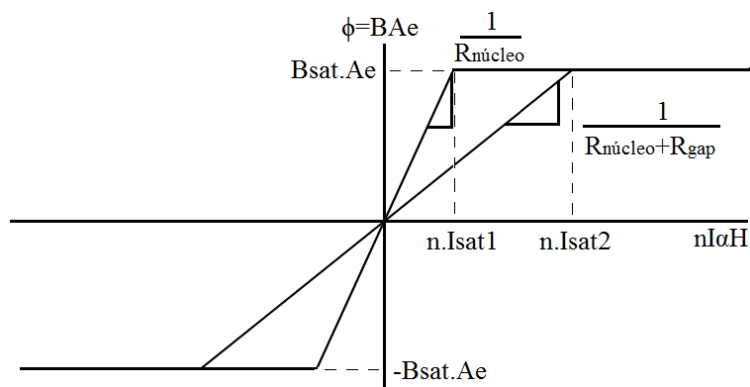
### 6.1.5 CÁLCULO DO ENTREFERRO

Observando que a diferença entre o indutor e o transformador é que este transfere energia e aquele a armazena. A energia no indutor é armazenada no seu campo magnético. O entreferro propositalmente introduzido no percurso das linhas de fluxo é o principal responsável por este armazenamento de energia [29].

O entreferro, também conhecido por *gap*, é responsável por aumentar a relutância total do circuito (equivalente a resistência no circuito magnético), diminuindo assim a indutância. É usado em indutores porquanto sem o entreferro a indutância tornar-se-ia proporcional a apenas à permeabilidade  $\mu$  do núcleo, parâmetro imensamente dependente da temperatura e do ponto de operação. Logo, a sua adição faz com que a indutância seja praticamente insensível a variações na permeabilidade do núcleo, já que o entreferro introduz uma relutância muito maior que a relutância do núcleo [2].

Além desta, outra razão deve-se ao fato que sua inclusão do *gap* permite que o indutor atue com valores maiores de corrente sem saturar o núcleo [2], de acordo com o que pode ser observado na Figura 11.

**Figura 11 – Saturação do núcleo com e sem entreferro.**



Fonte: Baseado em [2].

Anela-se encontrar a fórmula que permita mensurar o entreferro. Para isto, ressalta-se que esta é dependente da relutância total do circuito magnético e do número de espiras [2].

A relutância  $\mathfrak{R}$  expressa a uma oposição a passagem de fluxo existente em um material, que depende do comprimento do caminho magnético total  $l$ , da permeabilidade  $\mu$ , que pode é calculada através da permeabilidade relativa do material  $\mu_r$  [ $H/m$ ], que é dada em função da permeabilidade do ar  $\mu_0$ , e da área da seção transversal  $S$ .

$$\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu \cdot S} = \frac{l}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S} \cdot [H^{-1}] \quad (6.30)$$

Em um núcleo magnético, a adição do entreferro provoca um aumento significativo da relutância total do circuito magnético, elevando a resistência à passagem de fluxo magnético. Porém a relutância do núcleo pode ser desconsiderada, visto que a relutância do entreferro é bem maior.

Para o cálculo da relutância do entreferro  $\mathfrak{R}_g$ , usam-se como parâmetros o comprimento do entreferro  $l_g$ , a permeabilidade do ar  $\mu_0$  e a área da seção transversal do núcleo do transformador  $A_e$ . É obtida a equação a seguir:

$$\mathfrak{R}_g = \frac{l_g}{\mu_0 \cdot A_e} \cdot [H^{-1}] \quad (6.31)$$

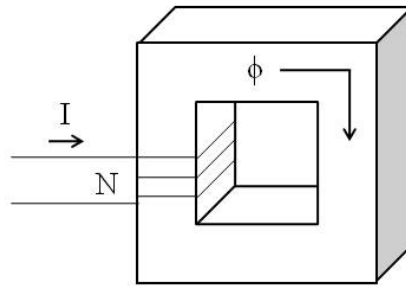
O fluxo magnético  $\emptyset$  que circula pelo núcleo é diretamente proporcional ao número de espiras  $N$ , a corrente  $i$  que as atravessa, e inversamente proporcional a relutância  $\mathfrak{R}$  do circuito, conforme a Figura 12 e a equação a seguir.

$$\emptyset = \frac{N \cdot i}{\mathfrak{R}} \cdot [Wb] \quad (6.32)$$

Da definição da indutância  $L$  está relacionada com o fluxo magnético produzido pela corrente que passa através dele.

$$L = \frac{N \cdot \emptyset}{i} = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} \cdot [H] \quad (6.33)$$

**Figura 12 - Circuito magnético.**



Fonte: Produção da própria autora.

Substituindo a equação da relutância no entreferro:

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_g} = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{l_g} \quad (6.34)$$

O comprimento do entreferro é dado por:

$$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L} \quad (6.35)$$

Para que o comprimento seja dado em  $\text{cm}^2$ , inclui-se o fator de  $10^{-2}$ .

$$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} \quad (6.36)$$

Nos núcleos do tipo EE o comprimento do entreferro deve ter o seu valor reduzido pela metade para ser posto em cada uma das pernas laterais, visto que o fluxo magnético percorrerá o caminho de uma perna lateral e da central do núcleo, circulando por um caminho com o valor calculado total do entreferro. Já para núcleos toroidais

confeccionados com compostos de pó de ferro, o entreferro costuma ser distribuído. Isto é possível com a adição de materiais não magnéticos ao longo do núcleo.

### 6.1.6 BITOLA DO CONDUTOR

A fórmula da densidade de corrente é a corrente eficaz no condutor pela área de secção transversal.

$$J = \frac{I_{ef}}{S} \frac{[A_{ef}]}{[m^2]} \quad (6.37)$$

Logo, a bitola do condutor será:

$$S = \frac{I_{ef}}{J} \quad (6.38)$$

### 6.1.7 CÁLCULO NÚMERO DE CONDUTORES EM PARALELO

Em alguns casos, o diâmetro calculado do condutor é superior ao limite estabelecido pelo efeito *Skin*. Assim, vê-se a necessidade da associação de condutores em paralelo, visando à condução da corrente elétrica de modo que não haja superaquecimento nos fios condutores [2]. O número de fios em paralelo é dado pela relação entre a área da secção transversal do fio  $S$  calculado a partir da densidade de corrente, conforme determinado anteriormente, e da bitola escolhida  $S_{cu}$ , onde o diâmetro máximo escolhido é  $S_{SKIN}$ .

$$n = \frac{S}{S_{cu}} \quad (6.39)$$

A limitação imposta pelo efeito *Skin*  $S_{SKIN}$  é dada pela seguinte equação e dependente da profundidade de penetração  $\delta$  [m], que será abordada na seção 6.1.9.1.

$$S_{SKIN} = \pi \cdot \delta^2 \quad (6.40)$$

### 6.1.8 CÁLCULO DA RESISTÊNCIA CC

As perdas são geradas pela existência de não idealidades. O material do fio condutor de eletricidade apresenta uma pequena resistência. Esta resistência produz calor assim que uma corrente elétrica o atravessa. Isto é devido ao efeito Joule, lei da física que descreve a relação entre o calor gerado e a corrente elétrica que percorre o condutor durante um determinado tempo.

O cálculo da resistência elétrica de um condutor qualquer é dependente da resistividade elétrica  $\rho$  do material utilizado na fabricação deste fio, do comprimento  $l$  do condutor e da área de secção do fio  $A$ .

$$R = \rho \cdot \frac{l}{A} \quad (6.41)$$

A resistência CC pode ser calculada por:

$$R_{cc} = \rho \cdot \frac{l_t}{S_{cu}} \quad (6.42)$$

Onde  $l_t$  é o comprimento médio de uma espira e  $S$  a área da mesma. Para levar em conta a quantidade de bobinas no enrolamento multiplica-se pelo número de espiras  $N$ .  $R_{cc}$  ainda é dividido pelo número de fios em paralelo  $n$ , caracterizando resistências em paralelo. Tem-se que:

$$R_{cc} = \frac{\rho \cdot N \cdot l_t}{S_{cu} \cdot n} \quad (6.43)$$

### 6.1.8.1 RESISTÊNCIA DE ACORCO COM TEMPERATURA E MATERIAL

A resistência em um condutor é resultante de colisões entre cargas de condução e os átomos. A força eletrostática acelera as cargas de condução, mas em virtude das colisões estas acabam por se deslocar a uma velocidade média constante. A relação existente entre a velocidade média atingida e a diferença de potencial que produz o movimento determina a resistência. Os elementos que definem o valor da resistência são as características do material, a temperatura em que opera e as dimensões do condutor em questão [25].

A constante da resistividade elétrica do material, ou constante de proporcionalidade, provém da natureza do material e da temperatura. A Tabela 1 deriva da resistividade de alguns materiais para a mesma temperatura de 20°C.

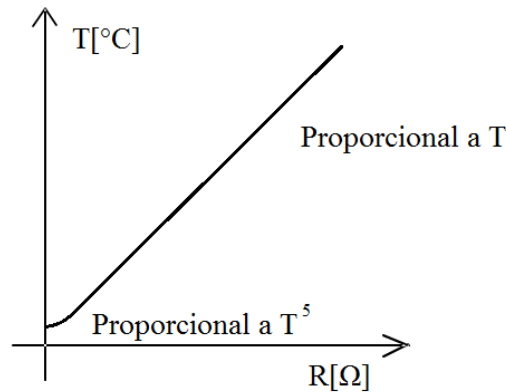
**Tabela 1 – Resistividade a 20°C.**

<b>Material</b>	<b>Resistividade (<math>\Omega.m</math>) a 20 °C</b>
Latão	$0,80 \times 10^{-7}$
Estanho	$1,09 \times 10^{-7}$
Ferro	$1,00 \times 10^{-7}$
Nicromo	$1,10 \times 10^{-6}$
Platina	$1,10 \times 10^{-7}$
Prata	$1,59 \times 10^{-8}$
Cobre	$1,72 \times 10^{-8}$
Chumbo	$2,20 \times 10^{-7}$
Ouro	$2,44 \times 10^{-8}$
Alumínio	$2,82 \times 10^{-8}$
Carbono	$3,50 \times 10^{-5}$
Germânio	$4,60 \times 10^{-1}$
Manganin	$4,82 \times 10^{-7}$
Constantan	$4,90 \times 10^{-7}$
Tungstênio	$5,60 \times 10^{-8}$
Níquel	$6,99 \times 10^{-8}$
Mercúrio	$9,80 \times 10^{-7}$

Fonte: Obtido de [26]

A resistividade de um material é dependente também da temperatura em que se encontra. Em condutores ôhmicos a resistência aumenta com a temperatura de modo quase linear para temperaturas não muito próximas ao zero absoluto, como mostra a Figura 13. Já para temperaturas próximas do zero absoluto, a resistência aumenta proporcionalmente com a temperatura na quinta potência.

**Figura 13 – Variação da resistência de um condutor em função da temperatura.**



Fonte: Baseado em [25].

A função empírica da resistência de um condutor em função da temperatura é mostrada como segue, onde  $R_{20}$  e  $\alpha_{20}$  são respectivamente a resistência e o coeficiente de temperatura a  $20^\circ\text{C}$  tidas como base e  $T$  é a temperatura em graus Celsius [25].

$$R = R_{20} \cdot (1 + \alpha_{20} \cdot (T - 20)) \quad (6.44)$$

Cada material tem um coeficiente de temperatura próprio que é medido experimentalmente. Os valores do coeficiente de temperatura de alguns materiais a  $20^\circ\text{C}$  são mostrados na Tabela 2. O grafite tem um coeficiente de temperatura negativo, o que significa que a  $20^\circ\text{C}$  a sua resistência diminui enquanto que a temperatura aumenta.

**Tabela 2 – Coeficiente de temperatura de alguns materiais a 20°C.**

<b>Material</b>	<b><math>\alpha_{20}</math> (<math>^{\circ}\text{C}^{-1}</math>)</b>
Prata	0,0038
Cobre	0,0039
Alumínio	0,0039
Tungstênio	0,0045
Ferro	0,0050
Chumbo	0,0043
Níquel-crômio	0,0004
Grafite	-0,0005

Fonte: [25]

### **6.1.9 EFEITOS EM FIOS COM FREQUÊNCIAS ALTAS**

Os efeitos causados em condutores de correntes alternadas devido às altas frequências podem reduzir a eficiência de um projeto de transformadores e indutores que operam com altos níveis de frequência. Os mais encontrados são o efeito *Skin* e o efeito proximidade. Esses fenômenos aumentam a resistência, provocando indesejáveis acréscimos na dissipação de potência, além aumentar a geração de calor. Os efeitos crescem expressivamente com o aumento da frequência.

#### **6.1.9.1 EFEITO PELICULAR**

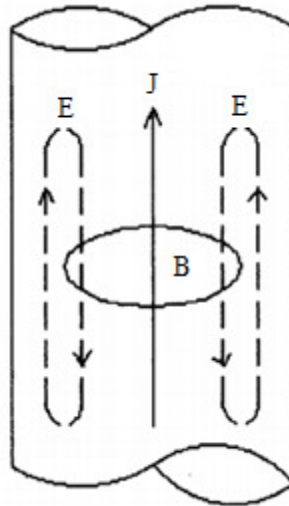
Nas conduções em corrente contínua, a corrente elétrica se distribui de forma uniforme no decurso da seção transversal do condutor. Já em corrente alternada este mesmo cenário não se verifica, onde a distribuição depende da frequência, do campo elétrico, da condutividade, da forma geométrica do condutor e de suas dimensões, consequência da presença do efeito pelicular.

A explicação qualitativa do que ocorre no efeito pelicular, também conhecido por efeito *Skin*, é a de que uma corrente  $I$  que percorre um condutor com frequência não



nula gera um campo de indução  $\vec{B}$ , cujas linhas de campo são do formato de circunferências e estão associadas a um campo elétrico  $\vec{E}$ , que segue a relação  $\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ . Assim sendo, o campo elétrico produzido reforça a corrente próxima da superfície e enfraquece-a no centro [23]. Isto é demonstrado na Figura 14.

**Figura 14 – Campo elétrico (E), magnético (B) e densidade de corrente (J).**



Fonte: Obtido em [23].

O efeito faz com que a resistência aparente do condutor elétrico aumente. Isto se deve ao aumento do campo magnético do centro do condutor, fato proporcional ao aumento da frequência da corrente elétrica que está percorrendo o fio. Tem-se assim o aumento da resistência aparente do centro deste condutor [24].

Devido este aumento da resistência aparente, haverá maior dissipação de energia ao longo do condutor com a corrente alternada percorrendo-o.

Para um condutor de secção transversal circular, a densidade de corrente é variável ao longo do raio. Já que o centro apresenta maior resistência aparente, a corrente que passa por este é menor do que no restante do condutor, aumentando seu valor conforme se aproxima das extremidades. Este fenômeno implica na diminuição da área efetiva de condução e conseqüentemente no aumento da resistência aparente [24].

Área aparente é a área pela qual a corrente elétrica se distribui, variando de acordo com a frequência.

Para um bom condutor, idealmente apresenta  $\sigma \gg \varepsilon\omega$ , de tal maneira que  $\sigma/\varepsilon\omega \gg 1$  [21]. Ou seja:

$$\sigma \cong \infty, \quad \varepsilon = \varepsilon_0, \quad \mu = \mu_0 \cdot \mu_r$$

Considerando que  $\sigma$  é a condutividade (s/m),  $\varepsilon$  é a constante dielétrica e  $\mu$  a permeabilidade do material, que depende da permeabilidade do ar  $\mu_0$  [H/m] e da permeabilidade relativa  $\mu_r$ . Sabe-se que esses parâmetros apresentam valores constantes e são fixos de acordo com cada material, e que  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$  é a frequência angular.

Isto resulta que, ao substituir as em  $\alpha$  e  $\beta$  informações, as expressões da parte real e da complexa da constante de propagação do meio são modificadas.

Constante de propagação do meio:

$$\gamma = \alpha + j \cdot \beta \tag{6.45}$$

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu \cdot \varepsilon}{2} \left( \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \varepsilon}\right)^2} - 1 \right)} \tag{6.46}$$

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu \cdot \varepsilon}{2} \left( \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \varepsilon}\right)^2} + 1 \right)} \tag{6.47}$$

A expressão da parte real torna-se igual a da parte imaginária:

$$\alpha = \beta = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}{2}} \tag{6.48}$$

$$\alpha = \sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma} \tag{6.49}$$

A profundidade de penetração de uma onda eletromagnética no meio é:

$$\delta = \frac{1}{\alpha} \quad (6.50)$$

Substituindo  $\alpha$  da equação anterior, a profundidade de penetração pelicular torna-se:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma}} \quad (6.51)$$

É possível encontrar a profundidade de penetração pelicular para o cobre. Serão utilizados os valores da Tabela 3.

**Tabela 3 – Constantes para o cobre.**

Condutividade aproximada a 20°C ( $\sigma$ )	$5,8 \times 10^7$ [s/m]
Constante dielétrica ou permissividade relativa ( $\epsilon_r$ )	1
Permeabilidade relativa ( $\mu_r$ )	0,9999906
Permeabilidade do ar ( $\mu_o$ )	$4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ [H/m]

Fonte: Própria autora.

$$\delta_{cu} = \frac{66,08}{\sqrt{f_s}} [mm] \quad (6.52)$$

Será encontrada a profundidade de penetração pelicular também para o alumínio, de acordo com os dados da Tabela 4.

$$\delta_{al} = \frac{85,07}{\sqrt{f_s}} [mm] \quad (6.53)$$

**Tabela 4 – Constantes para o alumínio.**

Condutividade aproximada a 20°C ( $\sigma$ )	$3,5 \times 10^7$ [s/m]
Constante dielétrica ou permissividade relativa ( $\epsilon_r$ )	1
Permeabilidade relativa ( $\mu_r$ )	1,000071
Permeabilidade do ar ( $\mu_o$ )	$4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ [H/m]

Fonte: Própria autora.

Um meio de reduzir a resistência elétrica aparente causada pelo efeito é a substituição do condutor comum por um condutor oco ou ainda por diversos cabos trançados [23].

Valores da condutividade elétrica e da permeabilidade relativa para outros condutores podem ser vistos na Tabela 5 e na Tabela 6 respectivamente.

**Tabela 5 – Condutividade aproximada a 20°C de materiais mais comuns.**

Material	Condutividade $\sigma$ [Siemens/metro]
Prata	$6,1 \times 10^7$
Cobre (recozido padrão)	$5,8 \times 10^7$
Ouro	$4,1 \times 10^7$
Alumínio	$3,5 \times 10^7$
Tungstênio	$1,8 \times 10^7$
Zinco	$1,7 \times 10^7$
Latão	$1,1 \times 10^7$
Ferro (puro)	$1,0 \times 10^7$
Chumbo	$5,0 \times 10^6$
Mercúrio	$1,0 \times 10^6$

Fonte: [21]

**Tabela 6 – Permeabilidade relativa ( $\mu_r$ ) de alguns materiais.**

Material	Permeabilidade relativa ( $\mu_r$ )
Prata	0,9999736
Cobre	0,9999906
Bismuto	0,999833
Alumínio	1,000021
Tungstênio	1,000080
Níquel	600
Manganês	1,001
Ferro doce	5,000
Ferro-silício	7,000
Chumbo	0,9999831
Mercúrio	0,999968

Fonte: [21]

É possível determinar a relação entre resistência efetiva e a resistência aparente de um condutor.

O ponto de partida são as expressões das resistências CC e CA, expressas em Ohms [ $\Omega$ ], dependente da resistividade elétrica  $\rho$  [ $\Omega \cdot m$ ] e da área  $S$  [ $m^2$ ].

$$R_{DC} = \rho \cdot \frac{l}{S_{real}} \quad (6.54)$$

$$R_{AC} = \rho \cdot \frac{l}{S_{aparente}} \quad (6.55)$$

Dividindo-se  $R_{AC}$  por  $R_{DC}$ , e lembrando-se que o comprimento  $l$  e a resistividade  $\rho$  são constantes:

$$\frac{R_{AC}}{R_{DC}} = \frac{S_{real}}{S_{aparente}} \quad (6.56)$$

Chega-se à conclusão que:

$$R_{AC} = \frac{S_{real}}{S_{aparente}} \cdot R_{DC} \quad (6.57)$$

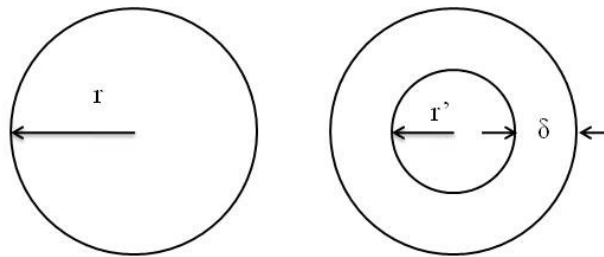
Observando-se a Figura 15:

$$S_{real} = \pi \cdot r^2 \quad (6.58)$$

$$S_{aparente} = \pi \cdot r^2 - \pi \cdot r'^2 \quad (6.59)$$

$$r' = r - \delta \quad (6.60)$$

**Figura 15 – Fio condutor de corrente contínua e de corrente alternada.**



Fonte: Própria autora.

Substituindo  $S_{real}$  e  $S_{aparente}$  na equação de  $R_{AC}$ :

$$R_{AC} = \frac{\pi \cdot r^2}{\pi \cdot r^2 - \pi \cdot (r - \delta)^2} \cdot R_{DC} \quad (6.61)$$

$$R_{AC} = \frac{\pi \cdot r^2}{\pi \cdot r^2 - \pi \cdot (r^2 - 2 \cdot \delta \cdot r + \delta^2)} \cdot R_{DC} \quad (6.62)$$

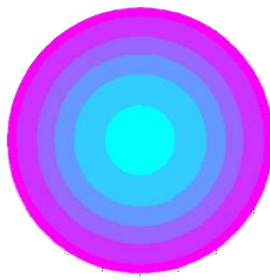
$$R_{AC} = \frac{r^2}{(2 \cdot \delta \cdot r - \delta^2)} \cdot R_{DC} \quad (6.63)$$

$$R_{AC} = \frac{r^2}{\left( \frac{2 \cdot r}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma}} - \frac{1}{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma} \right)} \cdot R_{DC} \quad (6.64)$$

A resistência CA de um condutor aumenta à medida que o valor da frequência da corrente que percorre o condutor aumenta.

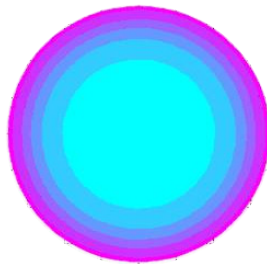
As figuras a seguir mostram a distribuição de corrente em um condutor circular de cobre. Na Figura 16 a frequência de operação é de 60 Hz, na Figura 17 é de 550 Hz, e na Figura 18 é de 100 kHz. As áreas mais claras significam uma menor densidade de corrente, e as áreas mais escuras uma maior densidade de corrente. Com o aumento da frequência a corrente se concentra cada vez mais nas bordas do fio.

**Figura 16 – Distribuição de corrente em fio circular com 60 Hz.**



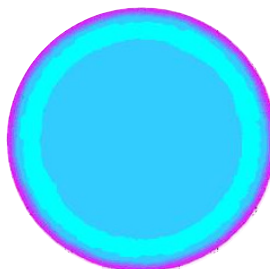
Fonte: Obtido de [31].

**Figura 17 – Distribuição de corrente em fio circular com 550 Hz.**



Fonte: Obtido de [31].

**Figura 18 – Distribuição de corrente em fio circular com 100 kHz.**



Fonte: Obtido de [31].

### 6.1.9.2 EFEITO PROXIMIDADE

O efeito proximidade é um pouco mais complexo que o efeito *Skin*. Este aparece quando o condutor é exposto a um campo magnético externo variável no tempo, que pode ser gerado por um condutor vizinho. Ou seja, a corrente que passa em um condutor interfere na corrente de outro condutor que está próximo. O campo magnético externo depende da posição, do número e geometria dos fios próximos, da corrente que o atravessa, e da geometria do núcleo e do entreferro [30].

A distribuição de corrente nesses condutores e nos outros que estão próximos a ele será restrita a regiões menores.

O campo magnético do enrolamento secundário não influencia no primário, pois estes se cancelam [22].

A partir da aplicação das equações de Maxwell a um condutor cilíndrico com corrente senoidal, torna-se possível chegar às expressões da resistência AC. Os passos para alcançar essas expressões são detalhados em [22].

A relação de resistência CA e CC para um número  $p$  de camadas é:

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \Delta \left( \frac{\sinh(2\Delta) + \sin(2\Delta)}{\cosh(2\Delta) - \cos(2\Delta)} + 2 \frac{(p^2 - 1) \sinh(\Delta) - \sin(\Delta)}{3 \cosh(\Delta) + \cos(\Delta)} \right) \quad (6.65)$$

Onde  $\Delta$  é a relação entre a espessura da camada  $d$  com a profundidade do efeito *Skin*  $\delta_0$ . Pela definição de  $m$ , sendo  $d$  a espessura da camada:

$$\Delta = \frac{md}{1+j} = \frac{d}{\delta_0} \quad (6.66)$$

Sendo  $m$  uma função da frequência  $f$ , da permeabilidade  $\mu$  e da condutividade.

$$m = (1+j)\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma} = \frac{(1+j)}{\delta_0} \quad (6.67)$$

As funções trigonométricas e hiperbólicas podem ser expandidas em séries, como representadas a seguir:

$$\frac{\sinh(2\Delta) + \sin(2\Delta)}{\cosh(2\Delta) - \cos(2\Delta)} \approx \frac{1}{\Delta} + \frac{4}{45}\Delta^3 - \frac{16}{4725}\Delta^7 + 0(\Delta^{11}) \quad (6.68)$$

$$\frac{\sinh(\Delta) - \sin(\Delta)}{\cosh(\Delta) + \cos(\Delta)} \approx \frac{1}{6}\Delta^3 - \frac{17}{2520}\Delta^7 + 0(\Delta^{11}) \quad (6.69)$$



Para simplificação serão considerados termos até a ordem de  $\Delta^3$ , sendo suficiente para a proposta e apresentando um erro baixo [22].

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \Delta \left( \frac{1}{\Delta} + \frac{4}{45} \Delta^3 + 2 \frac{(p^2 - 1)}{3} \frac{1}{6} \Delta^3 \right) = \left( 1 + \frac{4 + 5(p^2 - 1)}{45} \Delta^4 \right) \quad (6.70)$$

Para simplificar a equação:

$$\Psi = \frac{5p^2 - 1}{15} \quad (6.71)$$

Assim, temos a fórmula final para cálculo da resistência  $R_{ac}$  em um enrolamento com  $p$  camadas, para uma onda senoidal.

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1 + \frac{\Psi}{3} \Delta^4 \quad (6.72)$$

Sabendo a altura  $h$  do carretel de um indutor tem-se o comprimento de cada camada, e sabendo o número de  $N$  espiras, o número  $n$  de condutores em cada espira e  $d$  o diâmetro de cada um deles, a quantidade de camadas pode ser mensurado.

$$p = \frac{N \cdot n \cdot d}{h} \quad (6.73)$$

Vale ressaltar que o cálculo do número de camadas  $p$  considera que os fios são enfileirados sequencialmente sem que espaços sejam desperdiçados. Esta situação é muito difícil de ser encontrada na prática.

### 6.1.10 CÁLCULO DA RESISTÊNCIA CA

Acrescentando as resistências CAs a resistência CC, determinadas pelos efeitos *Skin* e proximidade:

$$\frac{R_{CA}}{R_{CC}} = \frac{r^2}{(2 \cdot \delta \cdot r - \delta^2)} \quad (6.74)$$

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1 + \frac{\Psi}{3} \Delta^4 \quad (6.75)$$

$$R_{CA} = \left[ \left( \frac{r^2}{(2 \cdot \delta \cdot r - \delta^2)} \right) + \left( 1 + \frac{\Psi}{3} \Delta^4 \right) \right] \cdot \frac{\rho \cdot N \cdot l_t}{S_{cu} \cdot n} \quad (6.76)$$

Onde  $\delta$  é a profundidade de penetração do efeito *Skin* e  $r$  o raio real da secção reta do condutor e pode ser calculada como segue:

$$r = \sqrt{\frac{S_{cu}}{\pi}} \quad (6.77)$$

Para o condutor mais comum, feito com material de cobre, usa-se  $\rho_{cobre} = 2,246.10^{-6} cm. \Omega$ .

### 6.1.11 PERDAS NOS ENROLAMENTOS

As perdas nos enrolamentos  $P_{enr}$  são compostas pela soma da potência dissipada pelas perdas ôhmicas independentes da frequência e das perdas *Skin* dependentes da frequência. As perdas *Skin* são dependentes do valor eficaz da variação de corrente da saída do conversor.

As perdas por efeito proximidade, dependentes de um campo magnético externo para enrolamentos redondos, serão desconsideradas no cálculo das perdas nos enrolamentos, pois são muito pequenas e o método aqui apresentado é utilizado apenas para correntes senoidais, o que não se verifica no indutor do conversor Meia Ponte.

As perdas no material do condutor, que equivalem à potência dissipada por este, são calculadas de acordo como proposto na Equação 6.78.

$$P_{enr} = R_{CC} \cdot I_{L.ef}^2 + R_{SKIN} \cdot \left( \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\Delta I_O}{2} \right)^2 \quad (6.78)$$

### 6.1.12 PERDAS NO NÚCLEO

As perdas no núcleo são basicamente magnéticas, devidas à histerese na curva do campo magnético. Ou seja, mesmo que o campo elétrico aumente o campo magnético permanece no seu valor máximo, porquanto já está saturado.

Um dos meios de calcular as perdas para o núcleo de ferrite do tipo EE é regido pela fórmula a seguir.

$$P_{núcleo} = \Delta B^{2.4} \cdot (K_H \cdot f + K_E \cdot f^2) \cdot V_{núcleo} \quad (6.79)$$

Onde  $K_H$  é o coeficiente de perdas por histerese e  $K_E$  é o coeficiente de perdas por correntes parasitas. Para o ferrite o valor referencial de  $K_H$  é  $4 \cdot 10^{-5}$  e  $K_E$  é  $4 \cdot 10^{-10}$  [11].

Ou ainda no catálogo do fabricante de núcleos magnéticos pode ser obtido o valor das perdas volumétricas pelo volume  $P_{vol}$ , dado em W/cm<sup>3</sup>. O valor é mensurado de acordo com a frequência em que atuará e para uma dada variação de indução magnética  $\Delta B$ . Sabendo o volume do núcleo  $V_{núcleo}$  é possível mensurar as perdas do núcleo  $P_{núcleo}$  em Watts.

$$P_{núcleo} = P_{vol} * V_{núcleo} \quad (6.80)$$

### 6.1.13 PERDAS TOTAIS

A perda total  $P_{total}$  é a soma da energia dissipada pelo efeito Joule com a energia perdida no núcleo do indutor.

$$P_{total} = P_{enr} + P_{núcleo} \quad (6.81)$$

Também existem perdas dielétricas na camada de esmalte do fio [30], porém fazem parte da minoria das perdas e serão desconsideradas no atual estudo.

### 6.1.14 RESISTÊNCIA TÉRMICA

A determinação da resistência térmica do núcleo magnético, conforme apresentado em [28], é obtida de forma empírica e pode ser vista a seguir. O resultado é dado em °C/W.

$$R_{th} = \frac{59.3}{V_{núcleo}^{0.544}} \quad (6.82)$$

### 6.1.15 ELEVAÇÃO DE TEMPERATURA

As perdas totais vistas anteriormente produzem aquecimento e, conseqüentemente, uma elevação na temperatura do componente acima da temperatura ambiente ao qual está submetido.

O cálculo da elevação de temperatura no interior do elemento é realizado com os valores determinados da resistência térmica e das perdas totais. Este valor é representado pela equação a seguir.

$$\Delta T_r = P_{total} * R_{th} \quad (6.83)$$

### 6.1.16 POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO

Como última etapa, é necessária a verificação da possibilidade de execução. Esta serve para garantir que todos os condutores caibam na área da janela calculada  $A_w$ . Para isso, é calculada a área mínima da janela e dividida pela área da janela do carretel escolhido. Precisa-se que  $P_{exec}$  seja menor que 1,0. Na prática, os valores máximos não costumam ultrapassar 0,7 para indutores.

$$P_{exec} = \frac{A_{wmin}}{A_{wnúcleo}} \quad (6.84)$$

O  $A_{wmin}$  é a área que os condutores ocupam, levando em conta a sua isolação, o número de espiras e o número de condutores por espira.

$$A_{wmin} = S_{cu_{iso}} * N * n \quad (6.85)$$

Usa-se a área do condutor considerando o isolante do mesmo para correto dimensionamento da ocupação da janela do núcleo.

O fator de ocupação do cobre na janela do carretel  $k_w$  também é levado em conta.

$$P_{exec} = \frac{Scu_{iso} * N * n}{A_{wnúcleo} * k_w} \quad (6.86)$$

## 6.2 PROJETO DO TRANSFORMADOR

Transformadores operados em alta frequência são essenciais para conversores chaveados CC. Estes consistem em dois ou mais enrolamentos acoplados, onde praticamente todo o fluxo gerado por um enrolamento enlaça os demais. Diferentemente dos indutores, a energia armazenada no núcleo de um transformador ideal tem valor médio nulo, pois é utilizada apenas no processo de conversão eletromagnética.

O transformador também proporciona isolamento galvânica ao circuito.

A seguir são apresentadas as deduções para os cálculos do transformador do conversor meia ponte.

### 6.2.1 DIMENSIONAMENTO DO NÚCLEO

A quantidade total de fluxo magnético passando por uma superfície  $S$  é dada pela integral da densidade de fluxo magnético  $B$ :

$$\Phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (6.87)$$

Se a indução magnética  $B$  for uniforme e perpendicular à superfície  $A_e$ , encontra-se:

$$\Phi = B \cdot A_e \quad (6.88)$$

Derivando-se a equação em ambos os lados em função do tempo:

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{dB}{dt} \cdot A_e \quad (6.89)$$

Usando a mesma expressão da força eletromotriz utilizada anteriormente para a tensão de entrada, com  $N_p$  sendo o número de espiras do primário:

$$\frac{V_{in}}{2} = N_p \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (6.90)$$

E substituindo  $d\phi/dt$ , considerando  $dB/dt$  como variação infinitesimal e em seguida B e t como um todo, encontra-se  $A_e$ .

$$A_e = \frac{V_{in}}{2 \cdot N_p \cdot \frac{dB}{dt}} = \frac{V_{in}}{2 \cdot N_p \cdot \frac{\Delta B}{\Delta t}} \quad (6.91)$$

Para substituir  $\Delta t$ , leva-se em conta que este varia de 0 até t segundos e a expressão do ciclo de trabalho.

$$D = \frac{t}{T_s} = t \cdot f_s \quad (6.92)$$

$$\Delta t = \frac{D}{f_s} \quad (6.93)$$

$$A_e = \frac{V_{in}}{2 \cdot N_p \cdot \Delta B} \cdot \Delta t = \frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot N_p \cdot \Delta B \cdot f_s} \quad (6.94)$$

Para um valor mínimo na tensão de entrada, o ciclo de trabalho é máximo.

$$A_e = \frac{V_{in_{min}} \cdot D_{máx}}{2 \cdot N_p \cdot \Delta B \cdot f_s} \quad (6.95)$$

$A_w$  é a área da janela do núcleo do transformador. Os enrolamentos das espiras não ocupam toda a área da janela. Por isso, para encontrar a área ocupada pelos fios, multiplica-se  $A_w$  pelo fator de ocupação do cobre  $K_w$  e pelo fator de ocupação do isolamento  $K_p$ .

$$A_p = K_p \cdot K_w \cdot A_w \quad (6.96)$$

A fórmula da densidade de corrente é:

$$J = \frac{I}{A} \quad (6.97)$$

Para chegar à densidade de corrente em todas as espiras do primário  $N_p$ , usa-se a corrente eficaz  $I_{ef}$  e a área ocupada pelos fios de cobre  $A_p$ .

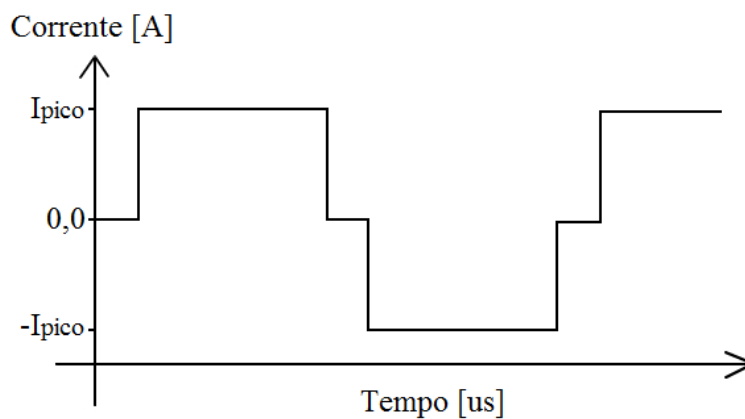
$$J = \frac{N_p \cdot I_{ef}}{A_p} = \frac{N_p \cdot I_{ef}}{A_w \cdot K_w \cdot K_p} \quad (6.98)$$

Isolando a área da janela:

$$A_w = \frac{I_{ef} \cdot N_p}{K_p \cdot K_w \cdot J} \quad (6.99)$$

A Figura 19 descreve a corrente no primário do transformador.

**Figura 19 – Corrente no primário do transformador.**



Fonte: Própria autora.

Obtendo a expressão da corrente eficaz em função da corrente média, sendo esta baseada na forma de onda da corrente no primário do transformador:

$$I_{ef} = \sqrt{2 \cdot \frac{1}{T_s} \int_0^{D_{m\acute{a}x} \cdot T_s} I_{med}^2 dt} = \sqrt{2 \cdot \frac{1}{T_s} \cdot I_{med}^2 \cdot D_{m\acute{a}x} \cdot T_s} \quad (6.100)$$

$$I_{ef} = I_{med} \cdot \sqrt{2 \cdot D_{m\acute{a}x}} \quad (6.101)$$

Substituindo a informação na fórmula de  $A_w$ :

$$A_w = \frac{I_{med} \cdot \sqrt{2 \cdot D_{m\acute{a}x}} \cdot N_p}{K_p \cdot K_w \cdot J} \quad (6.102)$$

E, ainda, considerando a potência de entrada do conversor Meia Ponte para a menor tensão de entrada e, conseqüentemente, para uma razão cíclica máxima:

$$P_{in} = 2 \cdot \frac{1}{T_s} \int_0^{D_{m\acute{a}x} \cdot T_s} \frac{V_{in_{min}}}{2} \cdot I_{med} dt = \frac{V_{in_{min}} \cdot I_{med} \cdot D_{m\acute{a}x} \cdot T_s \cdot 2}{2 \cdot T_s} \quad (6.103)$$

$$P_{in} = V_{in_{min}} \cdot I_{med} \cdot D_{m\acute{a}x} \quad (6.104)$$

A relação entre a potência de entrada e de saída é herdada do conceito de rendimento.

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{n} \quad (6.105)$$

$$I_{med} = \frac{P_{out}}{n \cdot V_{in_{min}} \cdot D_{m\acute{a}x}} \quad (6.106)$$

A expressão final da área da janela fica:



$$A_w = \frac{\frac{P_{out}}{n \cdot V_{in_{min}} \cdot D_{máx}} \cdot \sqrt{2 \cdot D_{máx}} \cdot N_p}{K_p \cdot K_w \cdot J}} \quad (6.107)$$

Tendo as áreas da secção transversal da (6.95 e da área da janela do núcleo do transformador da (6.107, a seguinte expressão é encontrada:

$$A_e \cdot A_w = \left( \frac{V_{in_{min}} \cdot D_{máx}}{2 \cdot N_p \cdot \Delta B \cdot f_s} \right) \cdot \left( \frac{P_{out} \cdot \sqrt{2 \cdot D_{máx}} \cdot N_p}{K_p \cdot K_w \cdot J \cdot n \cdot V_{in_{min}} \cdot D_{máx}} \right) \quad (6.108)$$

$$A_e \cdot A_w = \frac{P_{out} \cdot \sqrt{2 \cdot D_{máx}}}{2 \cdot K_p \cdot K_w \cdot J \cdot \Delta B \cdot f_s \cdot n} \quad (6.109)$$

## 6.2.2 CÁLCULO DO NÚMERO DE ESPIRAS

Para encontrar o número de espiras do primário  $N_p$ , isola-se o mesmo na fórmula da área da secção transversal do núcleo do transformador da (6.95).

$$N_p = \frac{V_{in_{min}} \cdot D_{máx}}{2 \cdot A_e \cdot \Delta B \cdot f_s} \quad (6.110)$$

Já para encontrar o número de espiras do secundário  $N_s$ , leva-se em conta a relação de transformação do transformador.

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} \quad (6.111)$$

Onde a tensão média do secundário  $V_s$  é equivalente ao somatório da tensão média de saída  $V_o$ , a queda de tensão média sobre o diodo  $V_D$  e a tensão média do indutor  $V_{Lmed}$ .

A tensão média no indutor é nula e a tensão média sobre o diodo é a soma da tensão gerada por ele enquanto em funcionamento pelo tempo total do período.

(6.112)

$$V_D = V_F \cdot \frac{t_1}{T_s} = V_F \cdot D_{m\acute{a}x}$$

E  $V_p$  é a tensão aplicada pela entrada do conversor sobre o primário do transformador através do interruptor  $S_1$  durante o tempo  $t_1$ , e pelo interruptor  $S_2$  durante o tempo  $t_2$ . O tempo  $t_1$  é igual ao tempo  $t_2$  e a tensão de entrada é considerada mínima e a razão cíclica máxima para o caso mais crítico.

$$V_p = \frac{\frac{V_{in_{min}}}{2} \cdot t_1 + \frac{V_{in_{min}}}{2} \cdot t_2}{T_s} = \frac{V_{in_{min}}}{2} \cdot 2 \cdot \frac{t_1}{T_s} = V_{in_{min}} \cdot D_{m\acute{a}x} \quad (6.113)$$

O número de espiras no secundário é encontrado agregando todas as informações acima e considerado um acréscimo de 10% na tensão para compensar a queda desta em dispersão e *layout* da placa.

$$N_s = N_p \cdot \frac{V_s}{V_p} = \left( 1,1 \cdot \frac{V_o + V_F \cdot D_{m\acute{a}x}}{V_{in_{min}} \cdot D_{m\acute{a}x}} \right) \cdot N_p \quad (6.114)$$

### 6.2.3 CÁLCULO DA CORRENTE EFICAZ

Para cálculo da corrente eficaz no primário do transformador, são consideradas as relações já apresentadas para corrente média e corrente eficaz. Também serão consideradas as variáveis  $D_{m\acute{a}x}$  e  $V_{in}$  como tendo valor máximo e mínimo respectivamente, para aplicação das fórmulas no caso mais extremo de operação.

A corrente de entrada do conversor meia ponte é a mesma presente no primário do transformador. A obtenção da corrente eficaz no enrolamento primário parte das definições de potência de entrada  $P_{in}$  e de rendimento  $n$ . Lembrando que a média da potência de entrada considera a proporção do tempo em que há corrente e tensão na entrada pelo tempo total do período.

$$P_{in} = I_{p_{med}} \cdot V_{in_{min}} \cdot D_{máx} \quad (6.115)$$

$$n = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (6.116)$$

$$I_{p_{med}} = \frac{P_{out}}{n \cdot V_{in_{min}} \cdot D_{máx}} \quad (6.117)$$

Em seguida calcula-se a corrente eficaz do primário.

$$I_{ef} = \sqrt{2 \cdot \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{p_{med}}^2 dt} \quad (6.118)$$

$$I_{ef} = I_{p_{med}} \cdot \sqrt{2 \cdot D_{máx}} \quad (6.119)$$

É substituído o valor da corrente eficaz do primário:

$$I_{ef} = \frac{P_{out} \cdot \sqrt{2 \cdot D_{máx}}}{V_{in_{min}} \cdot n \cdot D_{máx}} \quad (6.120)$$

A corrente eficaz no enrolamento secundário parte da definição de potência de saída. Neste caso não se faz necessário o uso da definição do ciclo de trabalho, porquanto a carga tem sempre tensão e corrente sobre esta, devido a presença do indutor e da configuração do conversor.

$$P_{out} = V_{out} \cdot I_{out_{med}} \quad (6.121)$$

$$I_{out_{med}} = \frac{P_{out}}{V_{out}} \quad (6.122)$$

$$I_{out_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D_{máx} \cdot T_s} I_{out_{med}}^2 dt} = I_{out_{med}} \cdot \sqrt{D_{máx}} \quad (6.123)$$

Sabendo que a corrente de saída é igual à corrente no secundário do transformador, substituindo o valor da corrente média de saída chega-se ao valor desta.

$$I_{sec_{ef}} = I_{out_{med}} \cdot \sqrt{D_{máx}} = \frac{P_{out}}{V_{out}} \cdot \sqrt{D_{máx}} \quad (6.124)$$

#### 6.2.4 CÁLCULO DA SECÇÃO MÍNIMA DO CONDUTOR

O cálculo da secção mínima auxilia na definição do condutor. Por meio deste a área mínima de cobre é calculada e qualquer secção maior que esta pode ser escolhida. A densidade de corrente, que indica a capacidade de corrente pela unidade de área é dependente do condutor utilizado e geralmente utiliza-se 450A/cm<sup>2</sup> [2].

$$J = \frac{I}{S} \quad (6.125)$$

Logo, o cálculo da bitola mínima que se torna necessária para a condução da corrente no enrolamento primário é dependente da densidade de corrente máxima considerada no condutor.

$$Scu_p = \frac{I_{p_{ef}}}{J_{máx}} \quad (6.126)$$

Área ocupada pelo cobre no enrolamento secundário é similar.

$$Scu_{sec} = \frac{I_{sec_{ef}}}{J_{máx}} \quad (6.127)$$

#### 6.2.5 CÁLCULO NÚMERO DE CONDUTORES EM PARALELO

O número de fios em paralelo tanto do primário quanto do secundário é dado de maneira idêntica ao apresentado para o indutor.

$$n_p = \frac{Scu_p}{S_{SKIN}} \quad (6.128)$$

$$n_s = \frac{Scu_{sec}}{S_{SKIN}} \quad (6.129)$$

Onde  $S_{SKIN}$  é a área do condutor que possui um diâmetro máximo limitado pelo efeito *Skin* em:

$$S_{SKIN} = \pi \cdot \delta^2 \quad (6.130)$$

### 6.2.6 CÁLCULO DA RESISTÊNCIA CC

Para o enrolamento primário e para o secundário, o cálculo de  $R_{CC}$  é apresentado a seguir, e suas deduções usam os mesmos procedimentos apresentados para cálculo da  $R_{CC}$  do indutor.

$$R_{CCp} = \frac{\rho \cdot N_p \cdot l_t}{S_p \cdot n_p} \quad (6.131)$$

$$R_{CCsec} = \frac{\rho \cdot N_{sec} \cdot l_t}{S_{sec} \cdot n_s} \quad (6.132)$$

### 6.2.7 CÁLCULO DA RESISTÊNCIA CA

Acrescentando as resistências CAs a resistência CC, determinadas pelos efeitos *Skin* e proximidade:

$$\frac{R_{CA}}{R_{CC}} = \frac{r^2}{(2 \cdot \delta \cdot r - \delta^2)} \quad (6.133)$$

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1 + \frac{\Psi}{3} \Delta^4 \quad (6.134)$$

$$R_{CAp} = \left[ \left( \frac{r_p^2}{(2 \cdot \delta_p \cdot r_p - \delta_p^2)} \right) + \left( 1 + \frac{\Psi_p}{3} \Delta_p^4 \right) \right] \cdot \frac{\rho \cdot N_p \cdot l_{tp}}{S_p \cdot n_p} \quad (6.135)$$

$$R_{CAsec} = \left[ \left( \frac{r_{sec}^2}{(2 \cdot \delta_{sec} \cdot r_{sec} - \delta_{sec}^2)} \right) + \left( 1 + \frac{\Psi_{sec}}{3} \Delta_{sec}^4 \right) \right] \cdot \frac{\rho \cdot N_{sec} \cdot l_{tsec}}{S_{sec} \cdot n_{sec}} \quad (6.136)$$

Sendo  $\delta$  a profundidade de penetração do efeito *Skin* e  $r$  o raio real da secção reta do condutor, que pode ser calculada como segue:

$$r = \sqrt{\frac{S_{cu}}{\pi}} \quad (6.137)$$

Para o condutor mais comum, feito com material de cobre, usa-se  $\rho_{cobre} = 2,246.10^{-6} cm. \Omega$ .

### 6.2.8 PERDAS POR EFEITO JOULE

A perda Joule total é a soma da perda Joule do enrolamento primário com a perda dos dois enrolamentos secundários.

$$P_{Joule} = R_p. I_{p_{ef}}^2 + R_{sec}. I_{sec_{ef}}^2 \quad (6.138)$$

### 6.2.9 PERDAS NO NÚCLEO

As perdas volumétricas em  $W/cm^3$  são obtidas no catálogo do fabricante de acordo com a  $f$  e  $\Delta B$ .

$$P_{núcleo} = P_{vol} * V_{núcleo} \quad (6.139)$$

### 6.2.10 PERDA TOTAL

A perda total é a soma da energia dissipada por efeito Joule com a energia perdida no núcleo do transformador.

$$P_{tot} = P_{Joule} + P_{núcleo} \quad (6.140)$$

### 6.2.11 RESISTÊNCIA TÉRMICA

A resistência térmica do núcleo magnético é calculada da maneira a seguir, de forma idêntica ao cálculo para o indutor.

$$R_{th} = \frac{59,3}{V_e^{0,544}} \quad (6.141)$$

### 6.2.12 ELEVAÇÃO DE TEMPERATURA

O cálculo da elevação de temperatura no interior do elemento é realizado com os valores determinados da resistência térmica e das perdas totais, assim como feito para o indutor.

$$\Delta T_r = P_{tot} * R_t \quad (6.142)$$

### 6.2.13 POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO

Na etapa de verificação da possibilidade de execução, a área mínima da janela do transformador é dividida pela área da janela do núcleo escolhido, conforme segue.

$$A_{wmin} = Sc_{u, iso_p} * N_p * n_p + Sc_{u, iso_{sec}} * N_s * n_s \quad (6.143)$$

$$P_{exec} = \frac{A_{wmin}}{A_{wnúcleo}} \quad (6.144)$$

$$P_{exec} = \frac{Sc_{u, iso_p} * N_p * n_p + Sc_{u, iso_{sec}} * N_s * n_s}{A_{wnúcleo}} \quad (6.145)$$

É considerado o fator de ocupação do cobre dentro do carretel, o cálculo da possibilidade de execução fica:

$$P_{exec} = \frac{Sc_{u, iso_p} * N_p * n_p + Sc_{u, iso_{sec}} * N_s * n_s}{A_{wnúcleo} * kw} \quad (6.146)$$

O cálculo detalhado da possibilidade de execução é feito para o indutor e aplica-se para o transformador. Faz-se necessário que  $P_{exec}$  seja menor do que 1,0. Porém, um

valor máximo mais realista é de uma possibilidade de execução de 0,6 para transformadores.



## 7 PROJETO CONVENCIONAL

A parte magnética do conversor Meia Ponte foi projetada partindo das seguintes especificações da Tabela 7:

**Tabela 7 – Requisitos de projeto para conversor Meia Ponte.**

<b>Requisitos para o Conversor Meia Ponte</b>	
<b>Tensão de entrada (<math>V_{in}</math>)</b>	311 V
<b>Tensão de saída (<math>V_{out}</math>)</b>	+35 V/-35 V
<b>Potência de saída (<math>P_{out}</math>)</b>	110 W
<b>Rendimento (%)</b>	90
<b>Ciclo de trabalho máximo (<math>D_{max}</math>)</b>	0,45
<b>Frequência de chaveamento (<math>f_s</math>)</b>	100 kHz
<b>Variação da corrente de saída (<math>\Delta I_0</math>)</b>	15%
<b>Variação da tensão de saída (<math>\Delta V_0</math>)</b>	1%

Fonte: Própria autora.

O conversor usa um retificador em ponte completa com filtro capacitivo com o objetivo de alcançar uma tensão contínua na entrada do conversor. A fonte de alimentação deve fornecer à carga uma tensão simétrica de +35/-35 V.

Este método utilizar-se-á de fórmulas e tabelas que são usados normalmente para cálculos teóricos. Estas podem ser encontradas em [11], e estão deduzidas e explicadas no item anterior.

Além disso, o método considerou para cálculos os efeitos *Skin* e proximidade, o que mostraram ter alta influência nas perdas Joules para o frequência de operação utilizada no conversor.

### 7.1 INDUTOR

Seguem na Tabela 8 os resultados dos cálculos dos parâmetros do indutor, realizados com o auxílio do programa *MathCad*. Os cálculos estão apresentados no Anexo A.

**Tabela 8 – Parâmetros do indutor pelo método convencional.**

<b>Indutor</b>	
Corrente Média no Indutor	1,746 A
Corrente Eficaz no Indutor	1,656 A
Corrente Máxima no Indutor	1,877 A
Indutância	667,5 $\mu$ H
AeAw Calculado	0,824 cm <sup>4</sup>
Núcleo	E-42/15
Material	IP12R
Número de Espiras	87 Espiras
Entreferro	2,579 mm
Seção Máxima de Condutor	26 AWG
Bitola do Condutor	26 AWG
Número de Condutores em Paralelo	3 Condutores
Resistência C.A.	0,441 $\Omega$
Perdas no Cobre com Efeitos C.A.	1,212 W
Perdas no Cobre sem Efeitos C.A.	1,208 W
Perdas no Núcleo	0,034 W
Perdas Totais com Efeitos C.A.	1,246 W
Perdas Totais sem Efeitos C.A.	1,242 W
Resistência Térmica	12,66 °C/W
Elevação de Temperatura com Efeitos C.A.	15,77 °C
Elevação de Temperatura sem Efeitos C.A.	15,72 °C
Possibilidade de Execução	0,397

Fonte: Própria autora.

## **7.2 TRANSFORMADOR**

Seguem na Tabela 9 os resultados dos cálculos dos parâmetros do transformador, executados na planilha do *MathCad*. Os cálculos realizados estão no Anexo B.

**Tabela 9 – Projeto do transformador pelo método convencional.**

<b>Transformador</b>	
AeAw Calculado	0,491 cm <sup>4</sup>
Núcleo	E-30/14
Material	IP12R
Número de Espiras do Primário	30
Número de Espiras do Secundário	21
Indutância Magnetizante	6,08 mH
Corrente Eficaz do Enrolamento Primário	1,027 A
Corrente Eficaz do Enrolamento Secundário	1,054 A
Seção Máxima de Condutor	26 AWG
Seção de Cobre do Primário	26 AWG
Seção de Cobre do Secundário	26 AWG
Número de Condutores em Paralelo no Primário	2 condutores
Número de Condutores em Paralelo no Secundário	2 condutores
Resistência C.A. no Primário	0,176 Ω
Resistência C.A. no Secundário	0,123 Ω
Perdas no Cobre com Efeitos C.A.	0,322 W
Perdas no Cobre sem Efeitos C.A.	0,321 W
Perdas no Núcleo	0,24 W
Perdas Totais com Efeitos C.A.	0,562 W
Perdas Totais sem Efeitos C.A.	0,561 W
Resistência Térmica	19,13 °C/W
Elevação de Temperatura com Efeitos C.A.	10,74 °C
Elevação de Temperatura sem Efeitos C.A.	10,73 °C
Possibilidade de Execução	0,708

Fonte: Própria autora.

Vê-se que há uma diferença pequena entre as elevações de temperatura e as perdas totais com e sem os efeitos causados pelas altas frequências. Tanto para o indutor como para o transformador estas variáveis tem diferenças menores que 1%. O efeito

*Skin* influencia de igual maneira em ambos os componentes, já que a frequência de operação é a mesma. Não seria esperado o mesmo no efeito proximidade, visto que a quantidade e a distribuição dos fios não é a mesma nos dois componentes. No indutor o número de camadas é maior, visto que este tem um o número de espiras calculado maior e mais fios em paralelo, o que afeta diretamente na elevação da resistência aparente do efeito proximidade.

## 8 SIMULAÇÕES

O segundo método de cálculo dos elementos magnéticos foi realizado por intermédio do *Software* ANSYS PExprt®, com a versão 7.0.20. Tal foi desenvolvido pelo Centro de Eletrônica Industrial da Universidade Politécnica de Madrid, na Espanha.

O programa é usado para análises e modelamentos de transformadores e indutores. Através de técnicas convencionais e cálculos de elementos finitos (FEA), é determinado o tamanho e formato de um núcleo, o comprimento do gap, e características dos enrolamentos, como bitola do fio, tipo do material, número de espiras e número de condutores em paralelo. Todos estes valores são referenciados para uma topologia de conversor designado inicialmente. O PExprt calcula todos os projetos possíveis e elege os dez melhores, baseado principalmente nos níveis de perdas dos projetos.

É permitido ainda ao usuário explorar concomitantemente o *software* ANSYS Maxwell, onde é possível visualizar a distribuição de densidade de fluxo no núcleo, densidade de corrente nas espiras, ou ainda a distribuição térmica no projeto. Todas estas opções oferecidas facilitam na escolha do projeto mais adequado para cada situação [27].

Ainda, o *Software* PExprt não disponibiliza cálculos com núcleos da Thornton, fabricante brasileira de fácil acesso para o laboratório, tornando necessária uma busca pelas opções oferecidas por esta para núcleos do tipo EE e pelas dimensões disponíveis destes. Estas informações foram calculadas e em seguida inseridas uma a uma no programa e foram selecionados apenas núcleos Thornton para os cálculos.

### 8.1 TRANSFORMADOR

Os parâmetros do projeto do transformador foram definidos para dar origem à simulação. O primeiro passo é definir o modo como será feita a simulação, se através da forma de onda do componente, ou por meio de algum conversor que o *Software* disponibiliza. O conversor Meia Ponte está disponível para o transformador e foi utilizado.

A próxima etapa para realizar as simulações é a inserção dos parâmetros do conversor, que são: a tensão de entrada, frequência de chaveamento, tensão de saída, potência de saída e razão cíclica. Outros dados que devem ser selecionados são acerca dos materiais usados. O *Software* disponibiliza núcleos e carretéis de alguns fabricantes mais conhecidos. É preciso indicar ao menos um deles para iniciar os cálculos. A escolha dos materiais do fio e do núcleo pode ser feita tanto pelo usuário quanto pelo programa. Os dados de corrente de saída, resistência da carga, corrente média no primário e no secundário e relação de espiras são calculados pelo programa. A Figura 20 demonstra isto.

**Figura 20 – Parâmetros para cálculo do transformador.**

The screenshot shows a software interface for transformer calculation with the following sections and values:

- Input Voltage:** 311 V
- Switching Frequency:** 100 kHz
- Select Waveform:** Primary Winding (selected)
- Ratios:** 155500 (Primary Winding), 77777 (Secondary Winding)
- Output Values:** Voltage: 70 V, Current: 1.57 A, Power: 110 W, Load: 44.55 ohm
- Output/Input Definition:** Duty Cycle (selected) at 0.45, Turns Ratio (n2/n1) at 0.5001
- Average Current:** Primary: 353.70 mA, Secondary: 785.71 mA

Fonte: Programa PExprt.

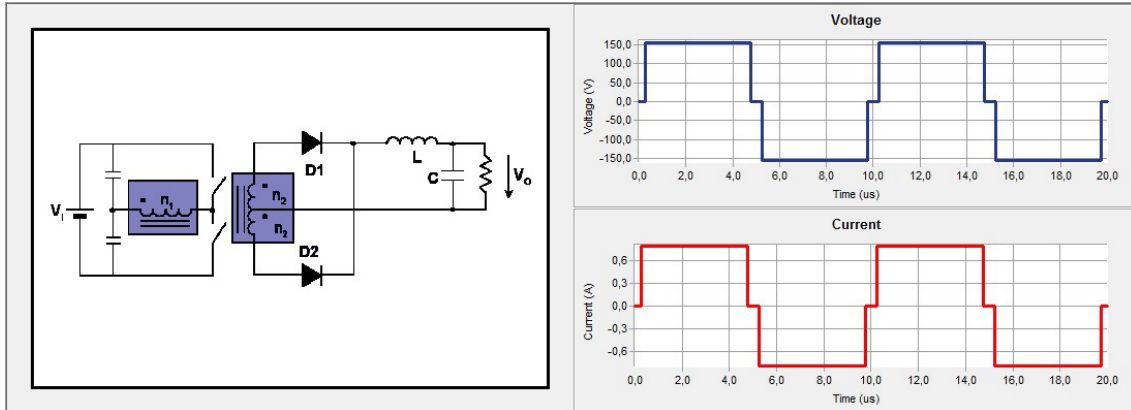
Alguns parâmetros padronizados pelo *Software* podem ser alterados, como o formato do núcleo, posição do Gap, temperatura ambiente ou ainda método de cálculo de perdas nos enrolamentos e no núcleo.

A topologia usada do Meia Ponte convencional pode ser vista na Figura 21 juntamente com as formas de onda geradas pelo programa da tensão e da corrente no enrolamento primário.

Em seguida, é comandado ao programa realizar os cálculos dos projetos dos transformadores. O padrão do PExprt é considerar os dez projetos mais eficientes e os informa para o usuário, de acordo com a Figura 22. Porém uma quantidade diferente de

projetos pode ser considerada, bem como outro critério de seleção, como os projetos com menor volume, por exemplo.

**Figura 21 – Topologia Meia Ponte e formas de onda.**



Fonte: Simulador PExprt.

**Figura 22 – Projetos de transformadores fornecidos pelo PExprt.**

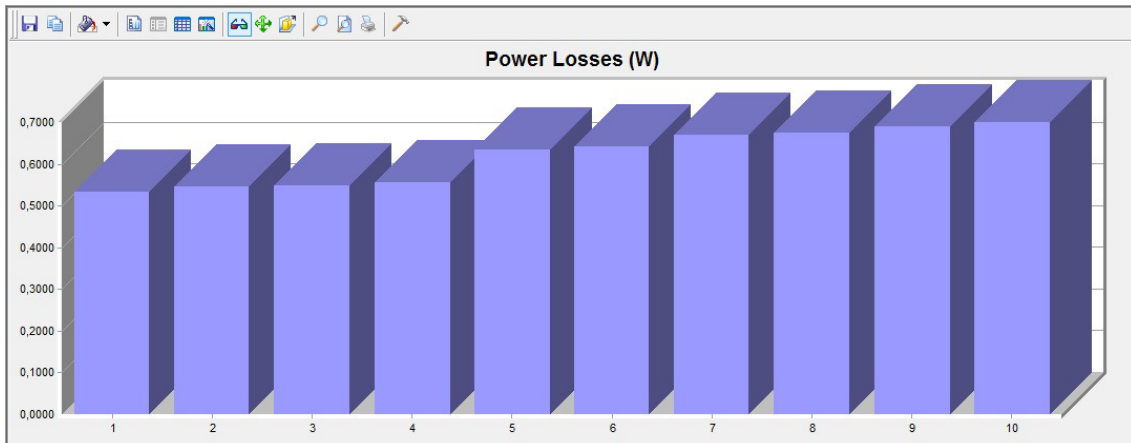
Core [Name]	Bobbin [Name]	Wire [Name]	Volume [mm <sup>3</sup> ]	Height [mm]	Footprint [mm <sup>2</sup> ]	Turns	Temperature [°C]	Parallel Turns [n]	$\angle$	Power Losses [W]	Window Filling [%]	Winding Rate [%]
EE40/17/12	EE40/17/12	AWG25	11872.38	34.00	488.02	41	31.00	3	0.5334	44.13	65.59	
EE40/17/12	EE40/17/12	AWG20	11872.38	34.00	488.02	41	31.20	1	0.5451	44.80	66.58	
EE40/17/12	EE40/17/12	AWG20	11872.38	34.00	488.02	41	31.17	1	0.5472	44.46	59.04	
EE40/17/12	EE40/17/12	AWG25	11872.38	34.00	488.02	41	31.27	2	0.5553	37.20	60.72	
EE30/15/14	EE30/15/14	AWG25	8306.48	30.00	438.00	41	33.02	2	0.6336	42.40	63.01	
EE40/17/12	EE40/17/12	AWG25	11872.38	34.00	488.02	39	31.98	2	0.6424	28.00	41.61	
EE30/15/14	EE30/15/14	AWG25	8306.48	30.00	438.00	35	33.39	2	0.6691	45.88	74.81	
EE40/17/12	EE40/17/12	AWG30	11872.38	34.00	488.02	37	32.41	3	0.6746	27.32	46.70	
EE30/15/14	EE30/15/14	AWG30	8306.48	30.00	438.00	37	33.64	3	0.6893	39.37	67.29	
EE30/15/11	EE30/15/11	AWG25	6258.33	30.00	330.00	47	35.81	2	0.6992	42.78	63.61	

Fonte: Simulador PExprt.

O gráfico das perdas nos transformadores dos projetos selecionados é mostrado na Figura 23, sendo ordenado do maior para o menor grau de eficiência.

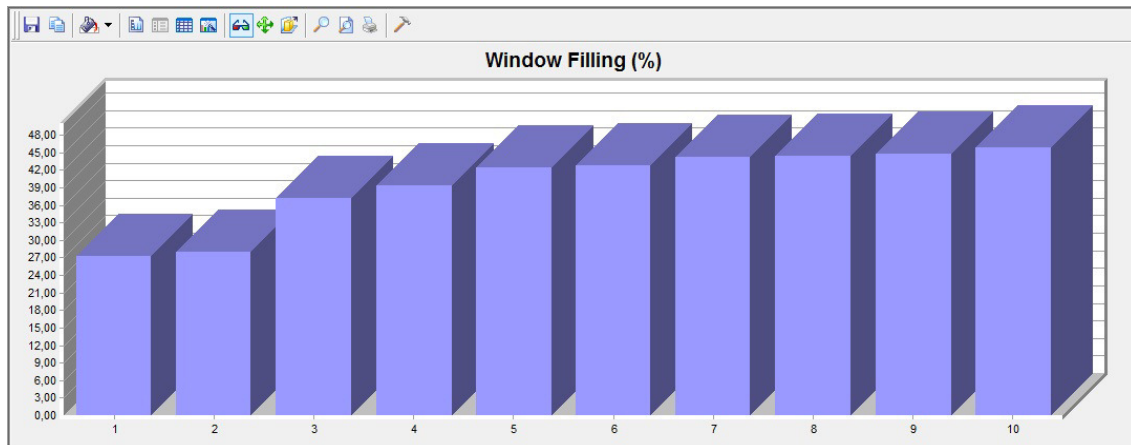
O programa também possibilita visualizar a porcentagem da ocupação do cobre da janela do núcleo do transformador em ordem crescente. Na Figura 24 é possível analisar o gráfico.

**Figura 23 – Gráfico das perdas.**



Fonte: Simulador PExprt

**Figura 24 – Gráfico da ocupação do cobre.**



Fonte: Simulador PExprt.

De todos os projetos foram desconsiderados os com núcleo 40/17/12, porquanto não estavam disponíveis para construção. Assim sendo, restaram quatro projetos. Algumas especificações destes são mostradas na Figura 25.

**Figura 25 – Projetos com núcleos disponíveis.**

Core [Name]	Bobbin [Name]	Wire [Name]	Volume [mm <sup>3</sup> ]	Height [mm]	Footprint [mm <sup>2</sup> ]	Turns	Temperature [°C]	Parallel Turns [n]	Power Losses [W]	Window Fill...	Winding Rate [%]
EE 30/15/14	EE 30/15/14	AWG30	8306.48	30.00	438.00	37	33.64	3	0.6893	39.37	67.29
EE 30/15/14	EE 30/15/14	AWG25	8306.48	30.00	438.00	41	33.02	2	0.6336	42.40	63.01
EE 30/15/11	EE 30/15/11	AWG25	6258.33	30.00	330.00	47	35.81	2	0.6992	42.78	63.61
EE 30/15/14	EE 30/15/14	AWG25	8306.48	30.00	438.00	35	33.39	2	0.6691	45.88	74.81

Fonte: Simulador PExprt.



Dentre as alternativas restantes, a do núcleo EE-30/15/11 dispunha de menor volume e as demais possuíam o mesmo volume.

Analisando a construção dos projetos da Figura 25, nota-se que o primeiro necessita de condutores em paralelo no enrolamento primário e nos secundários enquanto os outros dois projetos com mesmo volume exigem fios em paralelo apenas no primário.

Optou-se pelo primeiro projeto do núcleo EE-30/15/14, pois este tem as menores perdas e a menor elevação de temperatura. As especificações do projeto do transformador estão na Tabela 10.

**Tabela 10 – Especificações do projeto do transformador.**

<b>Núcleo</b>	EE 30/15/14
<b>Bitola do Fio Primário</b>	25 AWG
<b>Bitola do Fio Secundário</b>	25 AWG
<b>Volume</b>	8306.33 mm <sup>3</sup>
<b>Número de Espiras Primário</b>	41
<b>Número de Espiras Secundário</b>	21
<b>Número de fios em paralelo Primário</b>	2 fios
<b>Número de fios em paralelo Secundário</b>	2 fios
<b>Elevação de Temperatura</b>	8,02 °C
<b>Perdas no núcleo</b>	19,55 mW
<b>Perdas no cobre</b>	339,270 mW
<b>Potência total dissipada</b>	633,574 mW
<b>Ocupação com Cobre da Janela</b>	42,40 %
<b>Indutância magnetizante do primário</b>	8,88 mH
<b>Indutância magnetizante do secundário</b>	2,33 mH

Fonte: Própria autora.

Na Figura 26 algumas características do projeto são apresentadas, como as perdas, características dos enrolamentos, da temperatura de operação e da ocupação da janela. Clicando em cima de alguns valores possíveis como, por exemplo, das perdas e

das temperaturas, o programa dá mais informações acerca do cálculo deste parâmetro, como a fórmula usada ou algum gráfico, como o de potência dissipada em função da frequência nas perdas dos enrolamentos.

**Figura 26 – Características do projeto.**

<b>Losses</b> Core: 294.304 mW Windings: 339.270 mW Total: 633.574 mW Windings (with Rdc): 333.774 mW  <b>Leakage Inductance</b> DC Value: NA Switch. freq. value: NA	<b>Windings</b> Winding 1 Current Density: 2.35 A/mm <sup>2</sup> Magnetizing Inductance: 8.88 mH Voltage (V): 155.500 Losses (selected model): 91.388 mW Losses (with Rdc): 88.523 mW Rdc (DC Resistance): 159.078 mohm Ims: 745.973 mA	<b>Windings</b> Winding 2 Current Density: 3.41 A/mm <sup>2</sup> Magnetizing Inductance: 2.33 mH Voltage (V): 79.646 Losses (selected model): 247.883 mW Losses (with Rdc): 245.251 mW Rdc (DC Resistance): 208.836 mohm Ims: 1.084 A	<b>Window Occupancy</b> Window Filling (%): 42.40 Winding Rate (%): 63.01  <b>Flux Density</b> Variation of B (mT): 132.17 Maximum B (mT): 66.09  <b>Temperature</b> Max. Temperature (°C): 33.02 Core Temperature (°C): 31.97
---	--	--	--

Fonte: Simulador PExprt.

Nas simulações do PExprt a elevação de temperatura foi de 8,02°C, apresentando diferenças para o cálculo convencional do transformador. Considerando os efeitos de alta frequência, a elevação de temperatura no projeto convencional foi de 10,74°C e para o caso sem efeitos de alta frequência, a elevação de temperatura ficou com valor de 10,73°C.

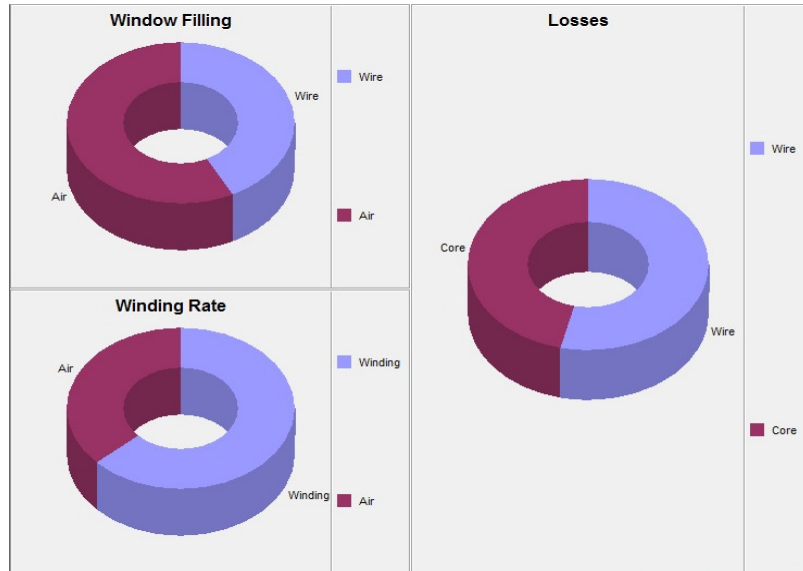
Já as perdas do transformador do PExprt ficaram com valor de 358,85 mW, sendo 19,55 mW no núcleo e 339,3 mW nos enrolamentos. No projeto convencional considerando as altas frequências, as perdas ficaram com 562 mW, sendo 322 mW no cobre e 0,24 W nos enrolamentos. Desconsiderando as altas frequências no projeto convencional, as perdas nos enrolamentos foram de 321 mW.

A Figura 27 mostra os gráficos de porcentagem de distribuição das perdas entre o núcleo e os enrolamentos; da relação de preenchimento da janela com enrolamento e com ar; e o gráfico da relação entre o espaço que os enrolamentos e o ar entre eles ocupam e o espaço restante.

A Figura 28 é uma demonstração de distribuição dos enrolamentos primário e secundários, bem como a ocupação do ar. Vale ressaltar que a janela está praticamente preenchida, logo o projeto não está sobre dimensionado ao mesmo tempo em que

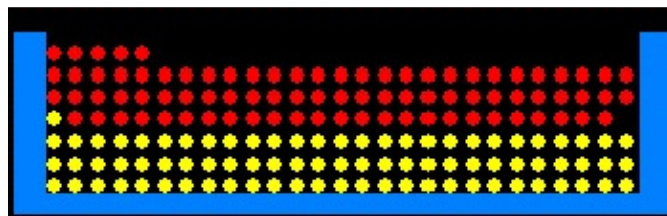
apresenta uma pequena folga. Porém o desenho não condiz com a realidade construída, visto que é quase impossível ter esta perfeita disposição com fios torcidos em paralelo.

**Figura 27- Gráficos.**



Fonte: Simulador PExprt.

**Figura 28 – Preenchimento dos fios no transformador.**



Fonte: Simulador PExprt.

A Figura 29 mostra o gráfico das perdas por resistência AC dos enrolamentos do primário e do secundário. O programa apenas considera as perdas por efeito *Skin*. O gráfico mostra claramente que as perdas aumentam proporcionalmente com o aumento da frequência.

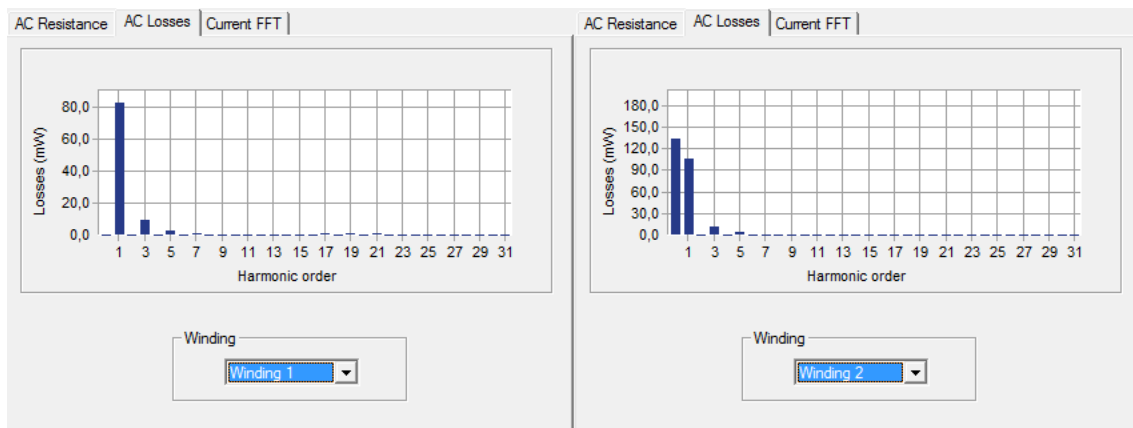
**Figura 29 – Resistência AC dos enrolamentos.**



Fonte: Programa PExprt.

As perdas de acordo com cada harmônica são mostradas nos gráficos da Figura 30. É possível perceber que as harmônicas de menor ordem e maior influência sobre o circuito são as que mais dissipam perdas.

**Figura 30 – Perdas de acordo com a harmônica.**



Fonte: Programa PExprt.

## 8.2 INDUTOR

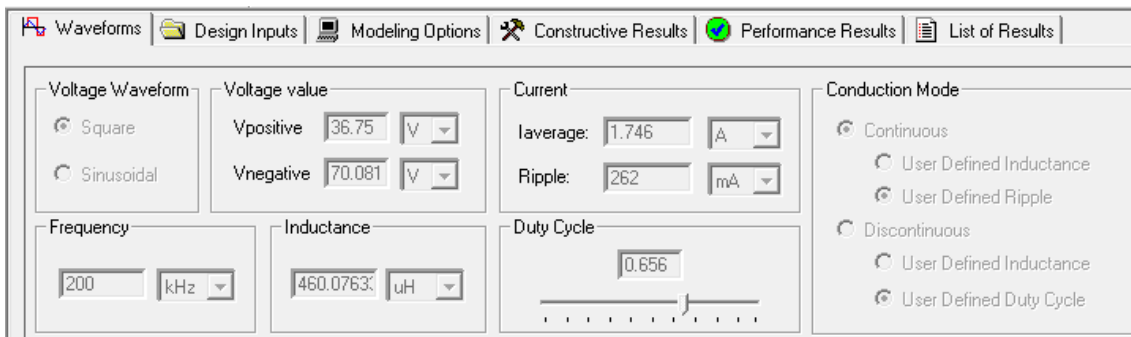
A simulação para o projeto do indutor foi iniciada por um caminho diferente da simulação do transformador. A determinação dos parâmetros foi feita para gerar a forma

de onda da corrente e da tensão sobre o indutor. Isto se fez necessário, dado que o programa não disponibiliza a opção de cálculo de indutor com a topologia Meia Ponte.

Algumas definições foram necessárias para chegar ao formato de onda que está sobre o indutor, tais como a frequência igual ao dobro da frequência de chaveamento do conversor Meia Ponte, o modo de condução contínua, formato de onda quadrada e a razão cíclica como o dobro da razão cíclica nominal do conversor.

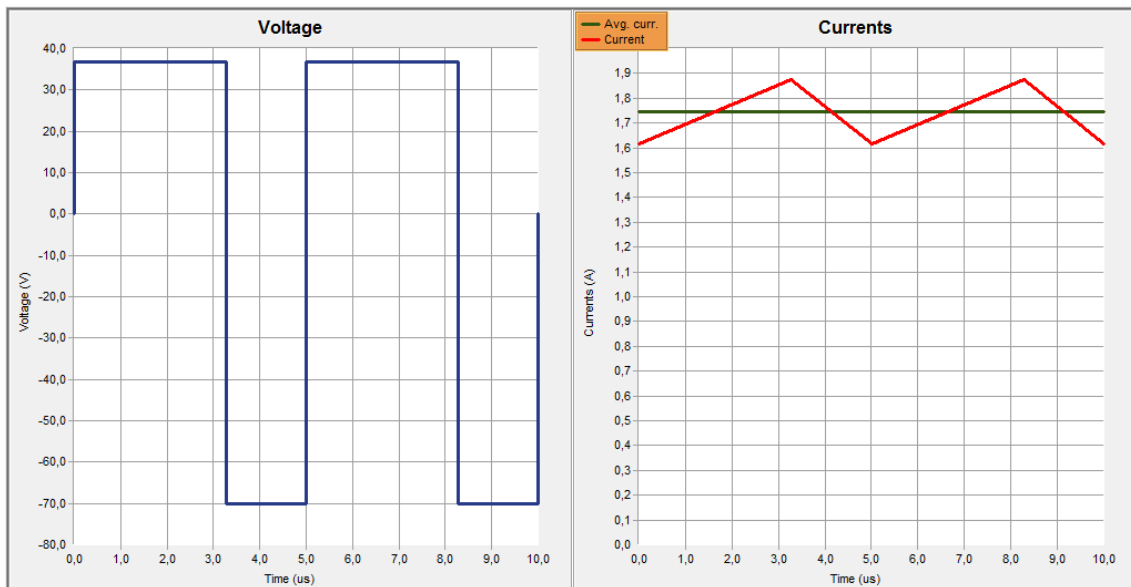
A Figura 31 mostra a definição dos parâmetros para o indutor e a Figura 32 as formas de onda geradas pelo programa.

**Figura 31 – Parâmetros para simulação do indutor.**



Fonte: Simulador PExprt.

**Figura 32 – Forma de onda da tensão e da corrente na simulação do indutor.**



Fonte: Simulador PExprt.

Dos dez projetos de indutores selecionados pelo *software*, sete foram calculados para o núcleo 42/21/15 e três para o núcleo 40/17/12. A Figura 33 mostra todos os dez projetos, onde o projeto selecionado é o terceiro.

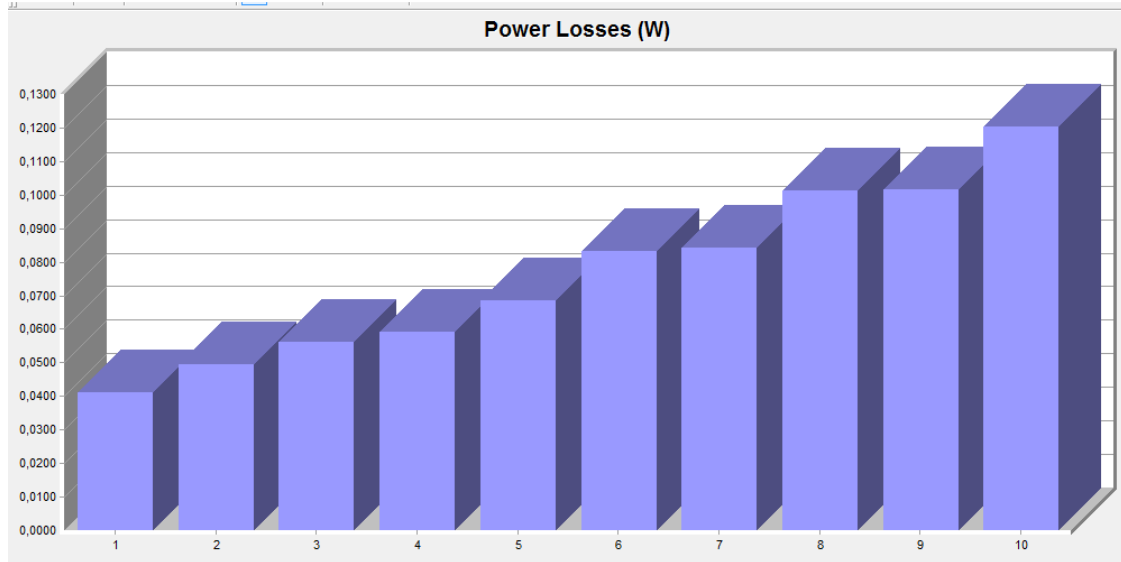
**Figura 33 – Projetos de indutores pelo *software* PExprt.**

Core [Name]	Wire [Name]	Volume [mm <sup>3</sup> ]	Turns	Temperature [°C]	Gap [mm]	Parallel Turns [n]	∠	Power Losse...	Window Filling [%]
42/21/15	AWG17	17557.00	21	25.32	0.1828	3	0.0410	43.20	
42/21/15	AWG18	17557.00	21	25.38	0.1828	3	0.0494	34.62	
42/21/15	AWG17	17557.00	21	25.42	0.1828	2	0.0562	28.80	
42/21/15	AWG19	17557.00	21	25.45	0.1828	3	0.0593	28.09	
42/21/15	AWG18	17557.00	21	25.51	0.1828	2	0.0685	23.08	
42/21/15	AWG19	17557.00	21	25.61	0.1828	2	0.0831	18.73	
40/17/12	AWG18	11396.00	26	25.93	0.2419	2	0.0841	43.66	
40/17/12	AWG19	11396.00	26	26.11	0.2419	2	0.1013	35.44	
42/21/15	AWG17	17557.00	21	25.73	0.1828	1	0.1016	14.40	
40/17/12	AWG17	11396.00	26	26.30	0.2419	1	0.1204	27.24	

Fonte: *Software* PExprt.

Na Figura 34 têm-se os gráficos das perdas nos projetos dos indutores de forma crescente, sendo que o projeto escolhido é o número três.

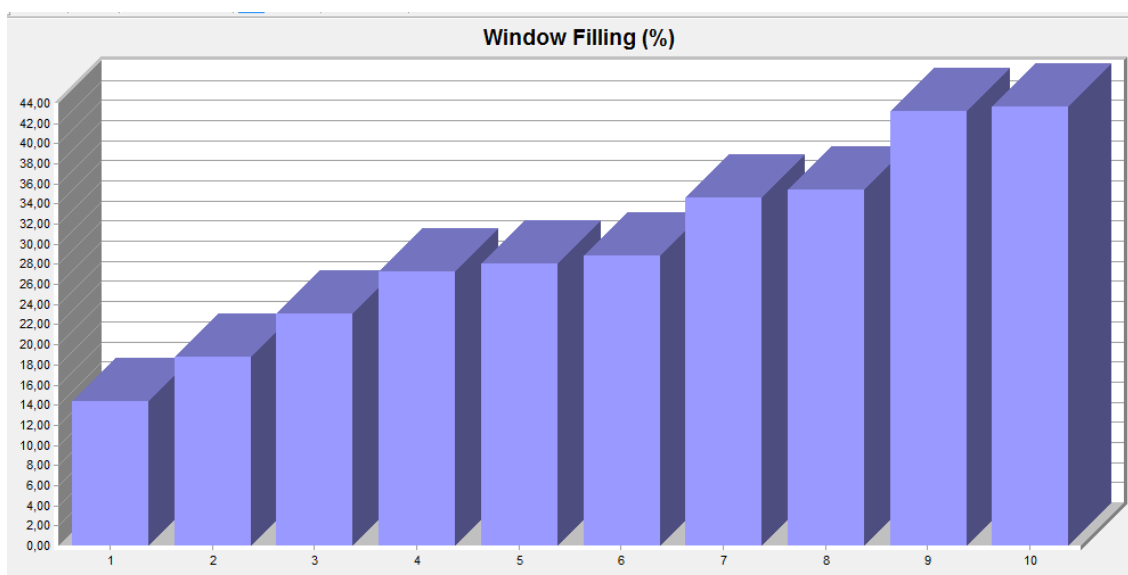
**Figura 34 – Perdas nos indutores.**



Fonte: *Software* PExprt.

Na Figura 35 tem-se a representação da ocupação da janela do carretel do núcleo de cada projeto realizado pelo programa. O projeto selecionado corresponde ao número seis.

**Figura 35 – Ocupação da janela do carretel.**



Fonte: *Software PExprt.*

Para escolher o projeto, partiu-se da disponibilidade de núcleo e foram eliminados os projetos dos núcleos 40/17/12. Posteriormente, foram descartados os indutores com fio 18 AWG, porquanto a bitola não estava disponível para utilização.

Assim sendo, o projeto do indutor selecionado é exposto na Tabela 11 e na Figura 36.

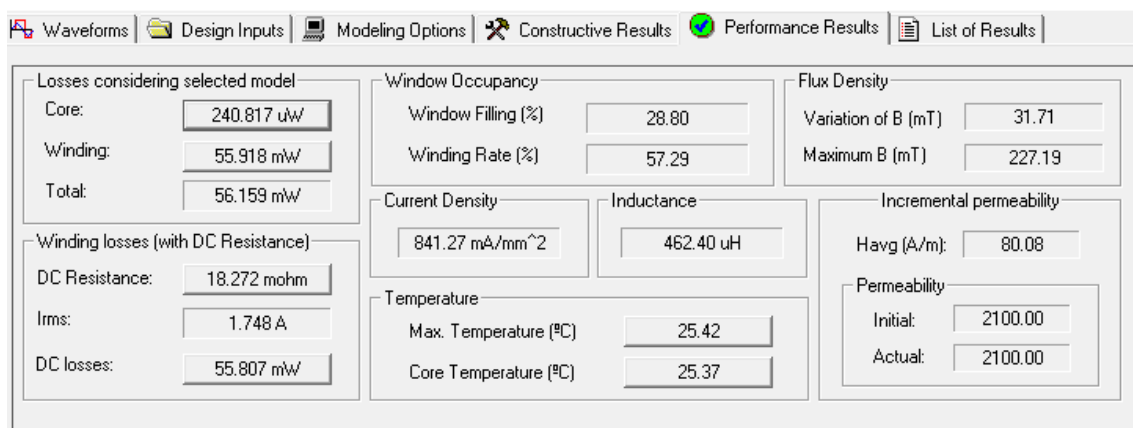
**Tabela 11 – Projeto do indutor calculado pelo PExprt.**

<b>Núcleo</b>	EE 42/21/15
<b>Bitola do Fio</b>	17 AWG
<b>Volume</b>	17557,00 mm <sup>3</sup>
<b>Número de Espiras</b>	21
<b>Máxima Elevação de Temperatura</b>	0,42 °C
<b>Gap</b>	0,18 mm
<b>Número de fios em paralelo</b>	2 fios
<b>Perdas no núcleo</b>	0,240 mW
<b>Perdas no cobre</b>	55,918 mW
<b>Potência total dissipada</b>	56,159 mW

<b>Ocupação do Cobre da Janela</b>	28,80 %
------------------------------------	---------

Fonte: Própria autora.

**Figura 36 – Projeto do indutor selecionado.**



Fonte: *Software PExprt.*

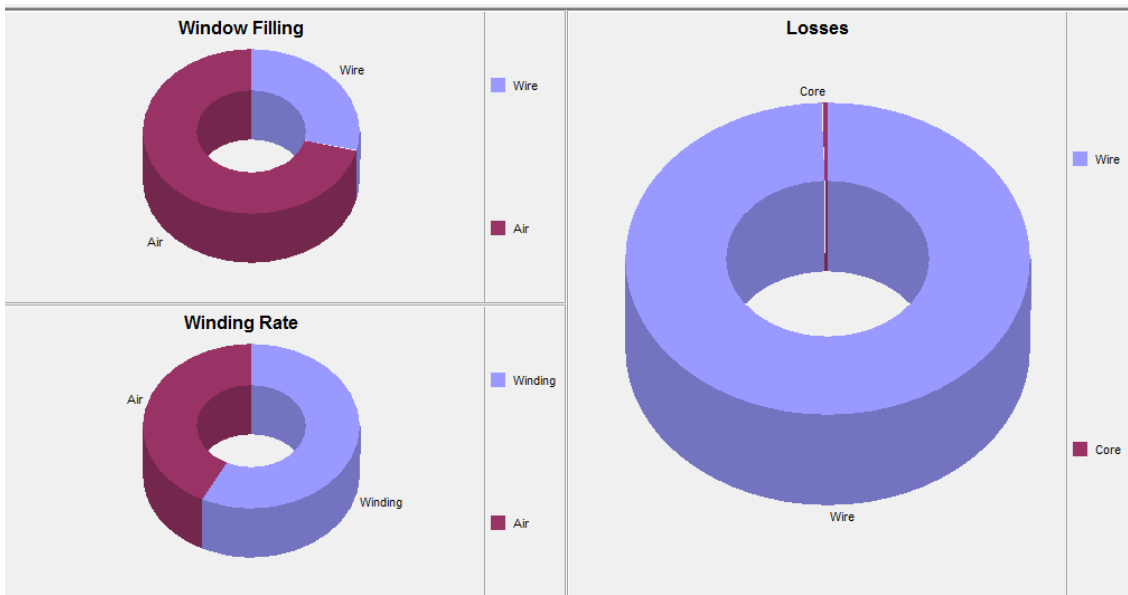
As potências dissipadas para os métodos estão com diferenças entre si. No projeto do cálculo convencional a potência dissipada pelo núcleo é de 34 mW, enquanto no projeto do PExprt essas perdas são de 0,24 mW. Já para os enrolamentos, as perdas do PExprt são de 55,9 mW, quando para o projeto convencional é de 1,212 W para altas frequências e de 1,208 W desconsiderando os efeitos de alta frequência. Logo, as perdas totais do projeto do PExprt são de 56,14 mW, para perdas totais no projeto convencional de 1,246 W considerando os efeitos de alta frequência.

Os gráficos de porcentagem de distribuição das perdas entre o núcleo e os enrolamentos, de preenchimento da janela com enrolamento e com ar, e o gráfico da relação entre o espaço que os enrolamentos e o ar entre eles ocupam e o espaço restante é mostrado na Figura 37.

O preenchimento da janela do carretel pelos enrolamentos é mostrado na Figura 38. O projeto do indutor apresenta uma folga maior neste aspecto com relação ao projeto do transformador.

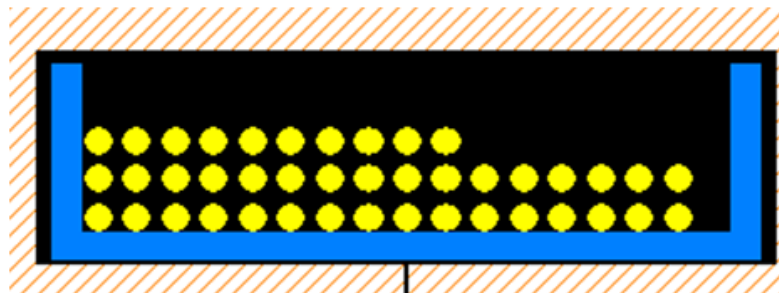


**Figura 37 – Gráfico da ocupação da janela e gráfico de perdas.**



Fonte: *Software PExprt.*

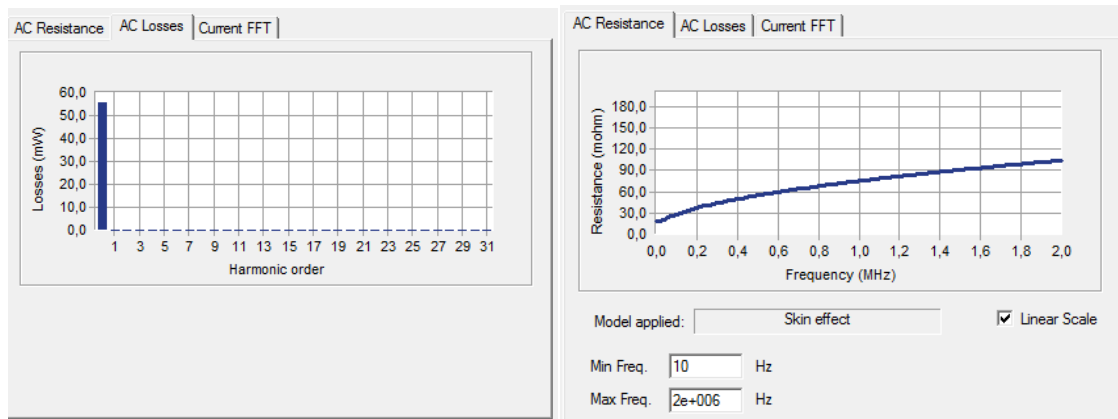
**Figura 38 – Ocupação dos fios na janela do carretel.**



Fonte: Simulador PExprt.

As perdas AC de acordo com a harmônica e a resistência AC de acordo com o efeito *Skin*, que varia com a frequência, são mostradas na Figura 39.

**Figura 39 – Perdas AC.**



Fonte: Simulador PExprt.

## 9 CONSTRUÇÃO DA PLACA

A primeira proposta foi realizar os testes do conversor Meia Ponte na placa desenvolvida durante o estágio de Cristiano Faria [19]. Entretanto, não foi possível, visto que a placa necessitava de adaptações por apresentar uma versão diferente do Meia Ponte, além de precisar de algumas melhorias.

### 9.1 LAYOUT

O primeiro passo foi realizar as devidas alterações no *layout* da placa. Foi alterada a configuração do Meia Ponte. A configuração antiga utilizava dois indutores toroidais e quatro diodos antes do filtro de saída. A nova configuração é a mais comum para o conversor Meia Ponte e utiliza apenas um indutor com núcleo EE e dois diodos.

Outra alteração foi o circuito de controle das chaves juntamente com o sensor deste. Era usado anteriormente um opto acoplador para medição da tensão de saída. Este foi substituído por um divisor resistivo, pois é mais simples e não é exigida isolação elétrica neste ponto do circuito, visto que esta já é feita através do transformador de pulsos.

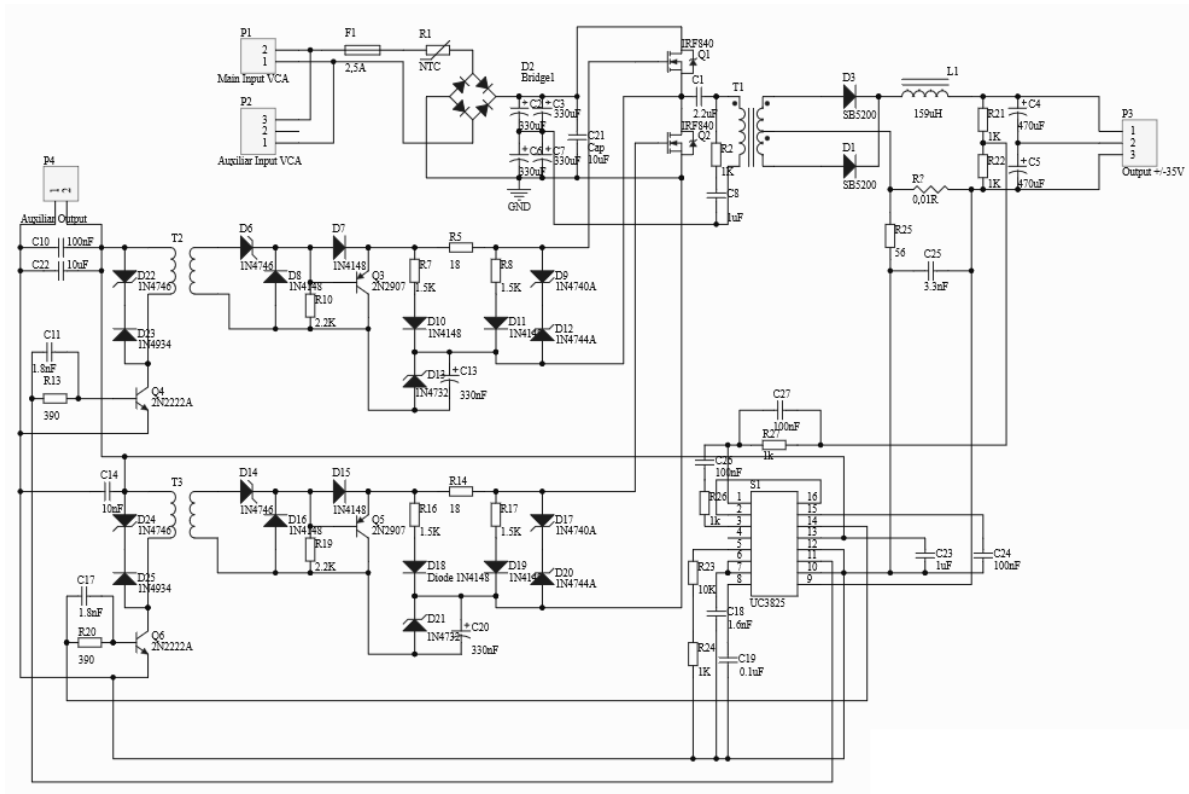
Um circuito de desligamento das chaves para limitação da corrente de saída do conversor foi incluso. A medição desta corrente é feita através de um resistor *shunt* com um filtro LC passa baixas, que atenua sinais com frequências acima de 500 kHz. Esta tensão é imposta ao pino 9 do circuito integrado UC3825, que ao detectar uma tensão maior ou igual a 1,4 V desliga o circuito de comando.

Quatro capacitores foram adicionados para eliminar indutâncias parasitas das trilhas. Dois destes o mais próximo possível da alimentação do comando e os outros dois o mais próximo possível da alimentação do circuito integrado.

A tensão de alimentação do circuito de comando também foi modificada, visto que os transistores Q4 e Q5 da Figura 40 não suportavam a tensão que lhes era anteriormente imposta. De 24 V passou para 17,5 V.

Foi utilizado um programa de desenho de circuitos para desenvolvimento desta atividade. A Figura 40 mostra o esquemático do circuito.

**Figura 40 – Esquemático do circuito.**



Fonte: Programa de desenho de placas de circuito impresso.

## 9.2 COMPONENTES MAGNÉTICOS

A construção dos componentes foi feita com base nos requisitos de cada projeto. O indutor e o transformador do projeto convencional estão mostrados na Figura 41 e na Figura 42, respectivamente. E indutor e o transformador do projeto do PExprt estão mostrados na Figura 43 e na Figura 44, respectivamente.

**Figura 41 – Indutor do projeto convencional.**



Fonte: Própria autora.

**Figura 42 – Transformador do projeto convencional.**



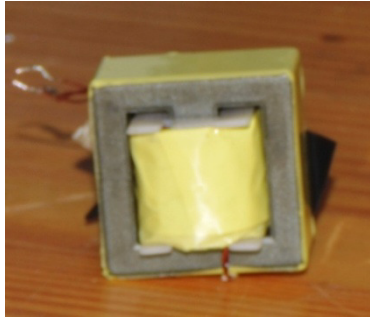
Fonte: Própria autora.

**Figura 43 – Indutor calculado pelo PExprt.**



Fonte: Própria autora.

**Figura 44 – Transformador calculado pelo PExprt.**



Fonte: Própria autora.

O primeiro projeto de indutor escolhido no PExprt foi um com as mesmas características construtivas do indutor usado para os testes, com a única diferença de possuir três fios em paralelo no lugar de dois. Isto proporciona menores perdas no componente, além de menor elevação de temperatura. Entretanto os enrolamentos não couberam dentro do núcleo, como mostrado na Figura 45.

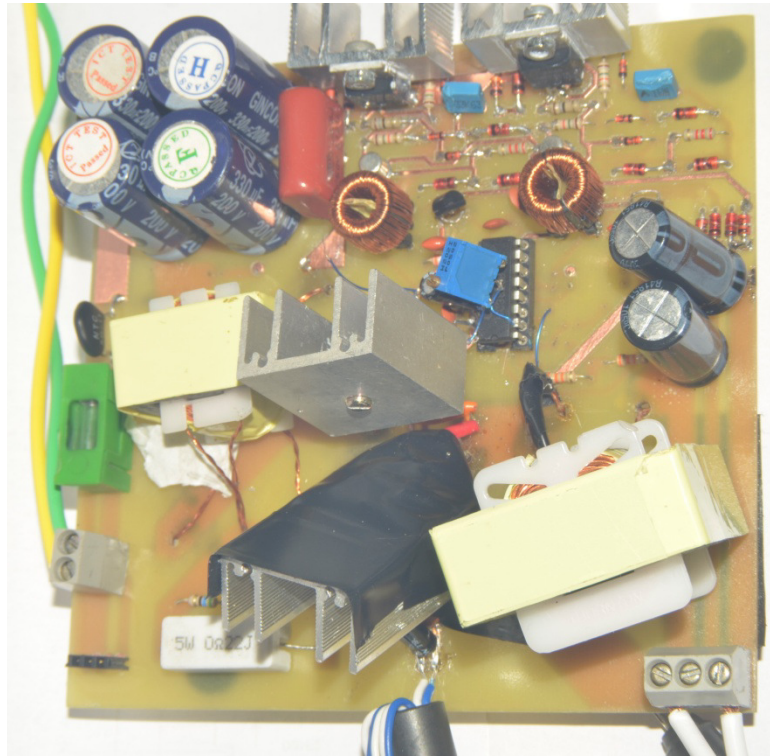
**Figura 45 – Indutor projetado pelo PExprt.**



Fonte: Própria autora.

A placa desenvolvida para os testes está na Figura 46.

**Figura 46 - Placa para testes.**



Fonte: Própria autora.

## 10 TESTES PRÁTICOS

Os testes práticos foram realizados nas dependências e com os equipamentos do grupo de pesquisa nPEE.

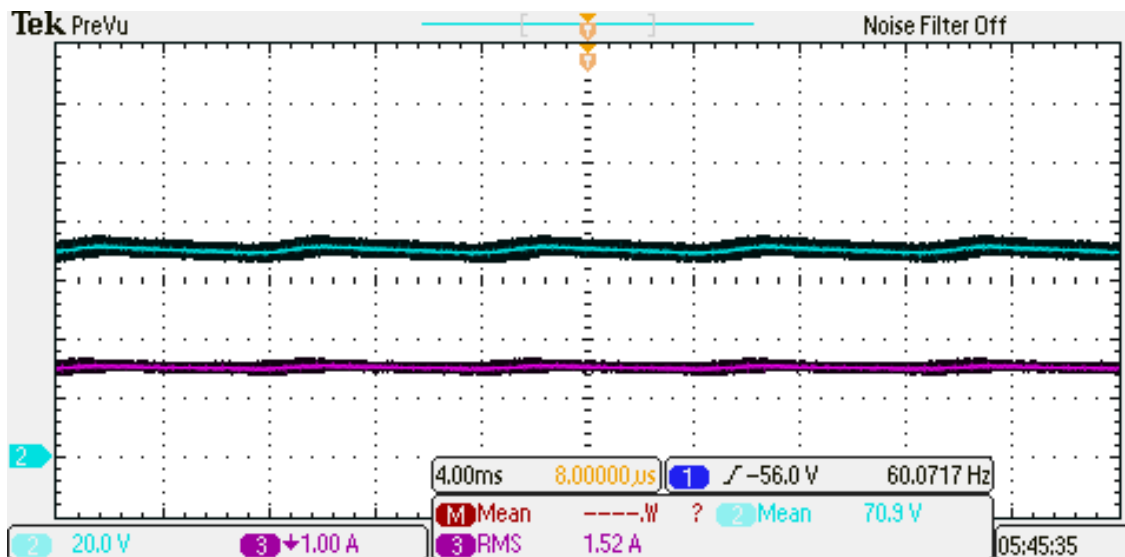
### 10.1 COMPONENTES DO PROJETO CALCULADO

Para alcançar os valores de potência e tensão de saída, o valor da razão cíclica usada nos testes foi de 0,36 para os componentes calculados pelo método comum.

A Figura 47 mostra as formas de onda de tensão e corrente da saída do conversor. Os valores estão próximos dos desejados, sendo que tensão está próxima dos 70 V, para uma corrente próxima de 1,7 A. Na Figura 48 é possível visualizar a ondulação da forma de onda da saída. Esta ondulação é proveniente do chaveamento do conversor.

A Figura 49 mostra a forma de onda da potência de saída do conversor. Esta aproxima-se do valor esperado de 110 W.

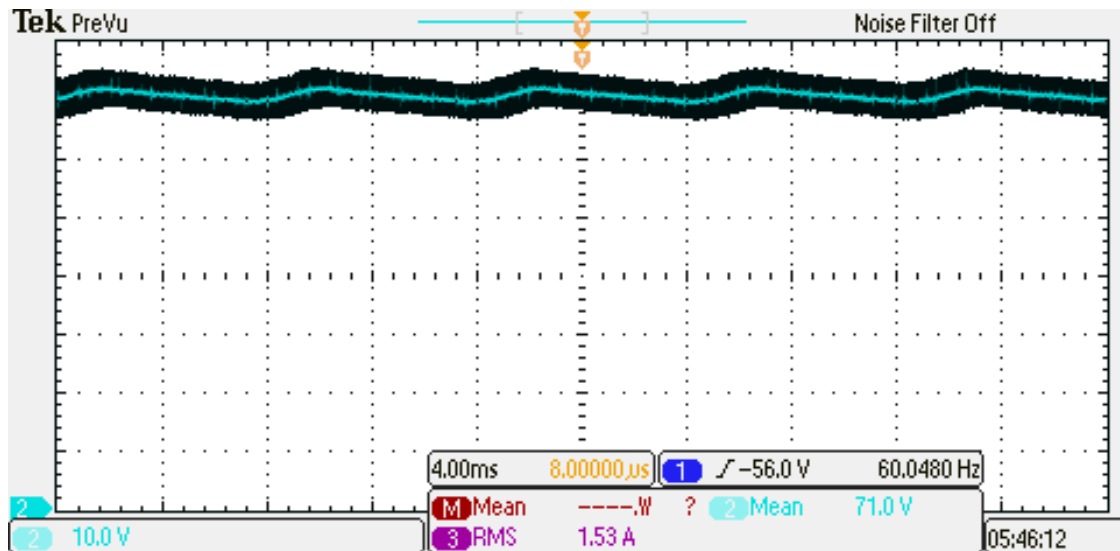
**Figura 47 – Formas de onda da saída.**



Fonte: Própria autora.

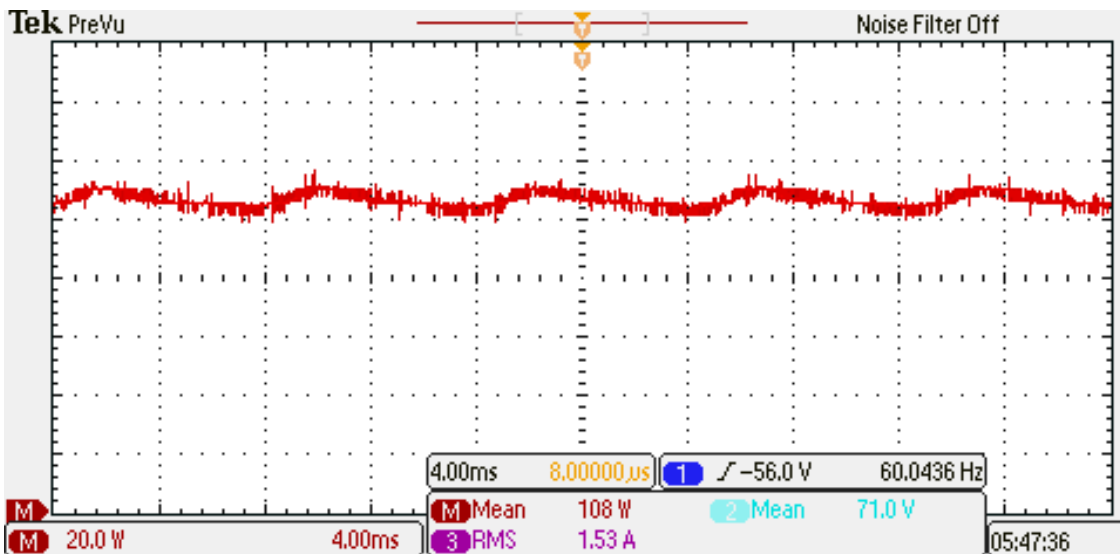


**Figura 48 – Ondulação da tensão de saída.**



Fonte: Própria autora.

**Figura 49 – Potência de saída.**



Fonte: Própria autora.

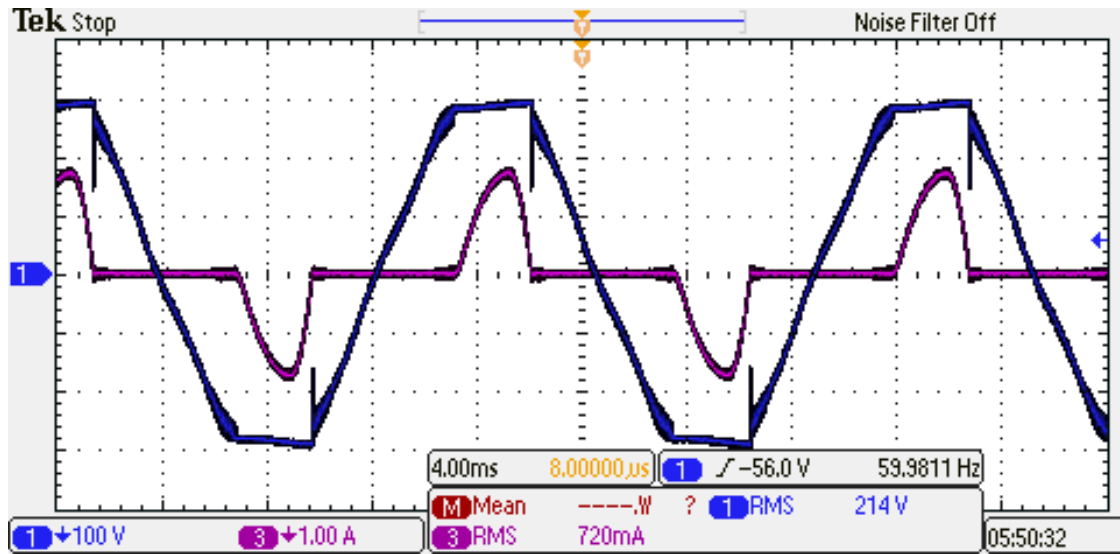
A Figura 50 mostra as formas de onda da tensão e da corrente da entrada do conversor. A tensão de entrada do conversor corresponde com a tensão da rede de distribuição de energia elétrica. Por isso, tem-se uma senóide com valor eficaz próximo de 220 V.

A ligação do conversor foi feita montando este em um transformador, que por sua vez foi conectado a um variômetro ligado na rede. O transformador foi necessário para

proporcionar maior segurança durante os testes e o varivolt permitiu que não houvesse variações bruscas de tensão e corrente no conversor. Porém esta configuração de montagem fez com que houvesse uma grande impedância no caminho, provocando a distorção do sinal de tensão verificada na Figura 50.

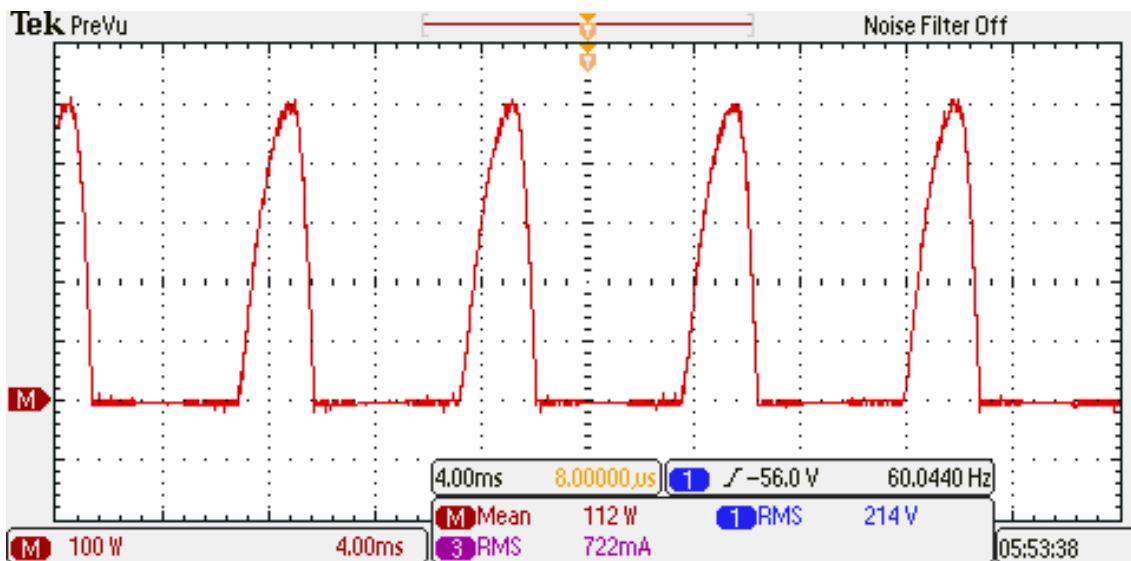
Também é possível ver na Figura 51 a forma de onda da potência de entrada.

**Figura 50 – Tensão e corrente de entrada.**



Fonte: Própria autora.

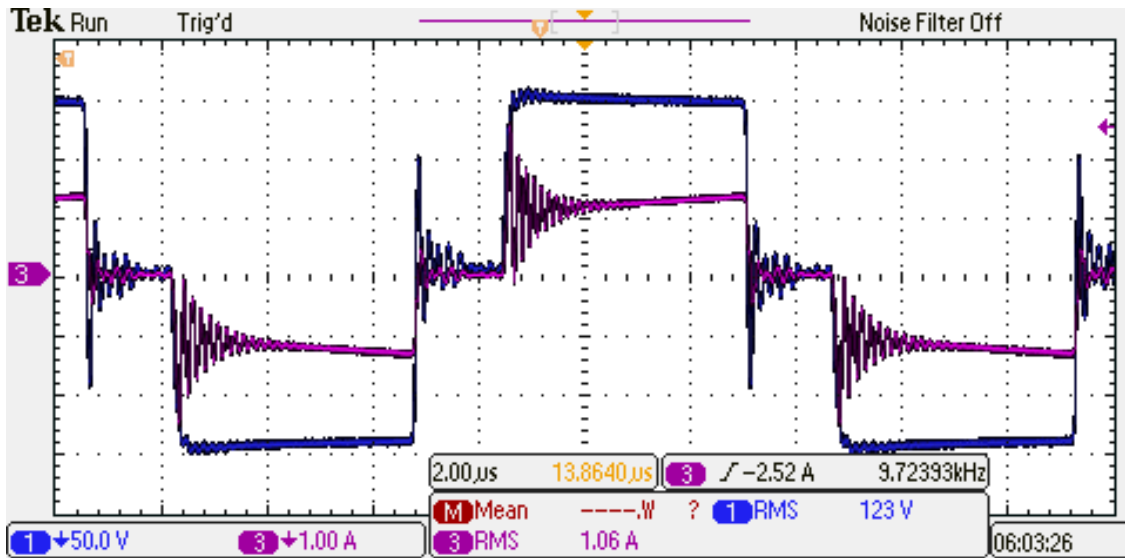
**Figura 51 – Potência de entrada.**



Fonte: Própria autora.

A tensão e a corrente do primário do transformador são mostradas na Figura 52. Conforme esperado, a tensão varia entre o valor positivo e o negativo da metade da tensão do barramento de entrada do conversor.

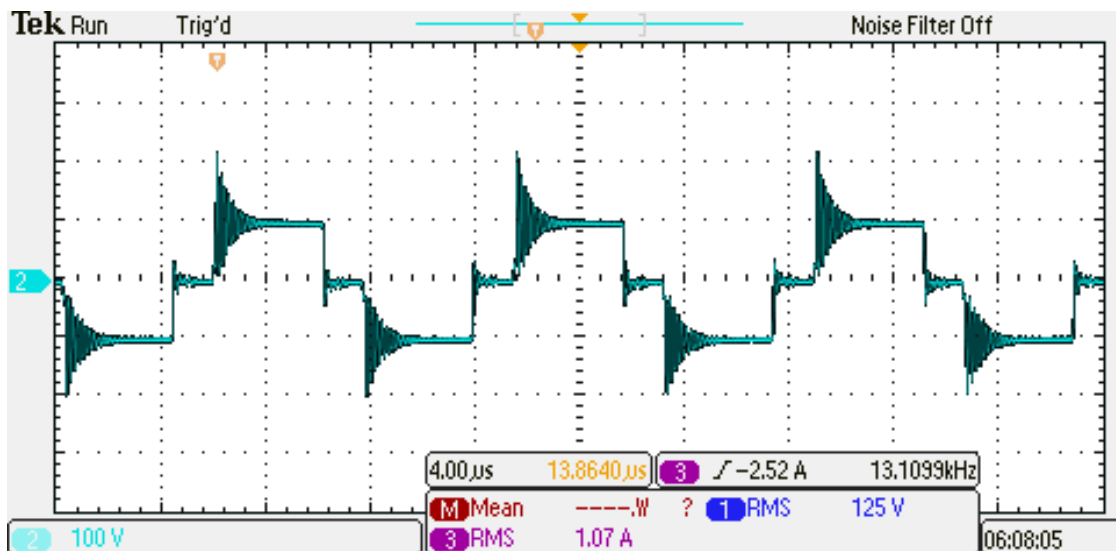
**Figura 52 – Tensão e corrente no primário do transformador.**



Fonte: Própria autora.

A tensão no secundário do transformador pode ser vista na Figura 53, onde é possível notar que a mesma varia entre +/- 100 V, e que na etapa de roda livre tem seu valor nulo.

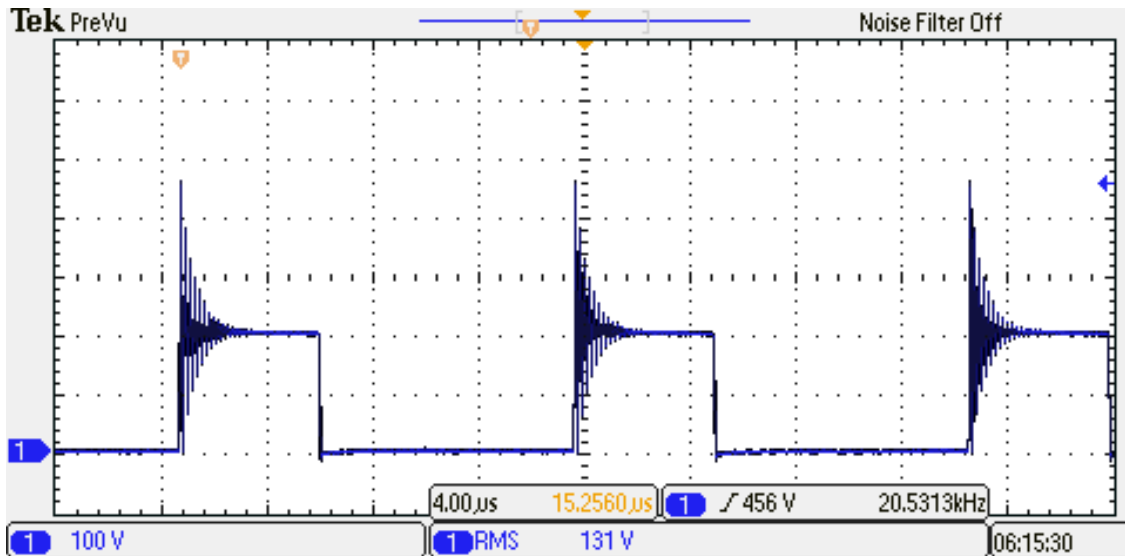
**Figura 53 - Tensão no secundário do transformador.**



Fonte: Própria autora.

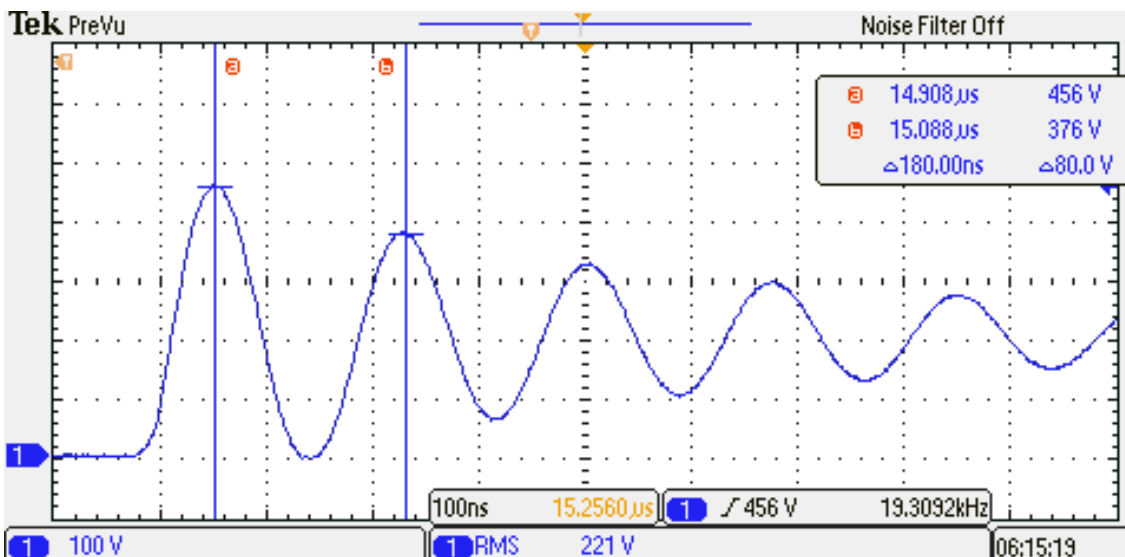
A tensão sobre um dos diodos do secundário do transformador é mostrada na Figura 54. Na Figura 55 é possível ver a oscilação nesta forma de onda, que tem aproximadamente uma variação máxima de 250 V.

**Figura 54 - Tensão no diodo.**



Fonte: Própria autora.

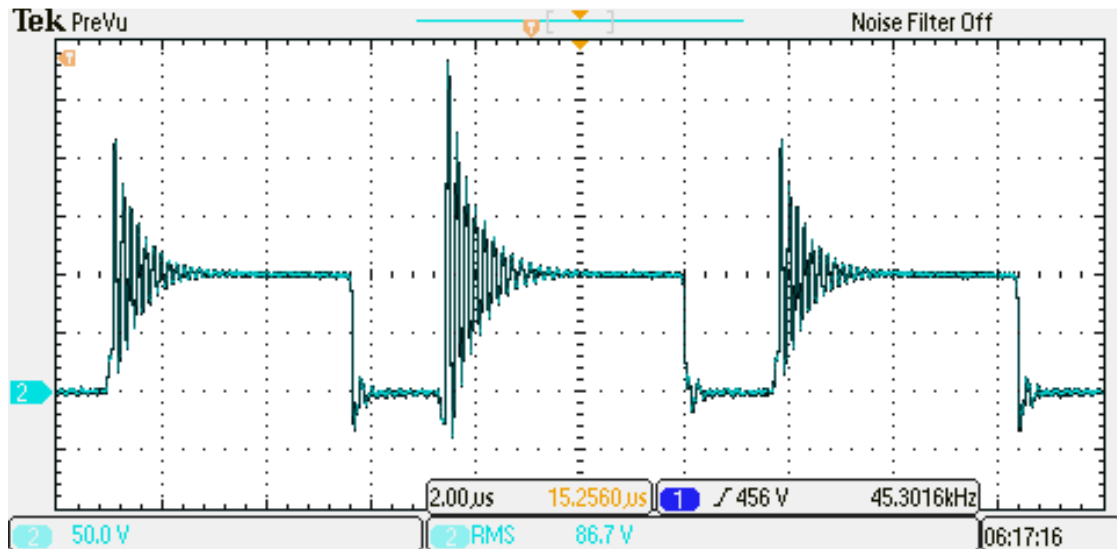
**Figura 55 - Detalhe da oscilação da tensão no diodo.**



Fonte: Própria autora.

O filtro LC da saída do conversor tem sua forma de onda de tensão de entrada mostrada na Figura 56. Na etapa de roda livre do conversor a tensão sobre o indutor e sobre o capacitor tem a mesma amplitude, porém com sinais invertidos. Por este motivo a tensão na entrada do filtro LC fica nula. Nas demais etapas, a tensão é a mesma aplicada ao secundário do transformador (aproximadamente 100 V).

**Figura 56 - Tensão na entrada do filtro LC.**

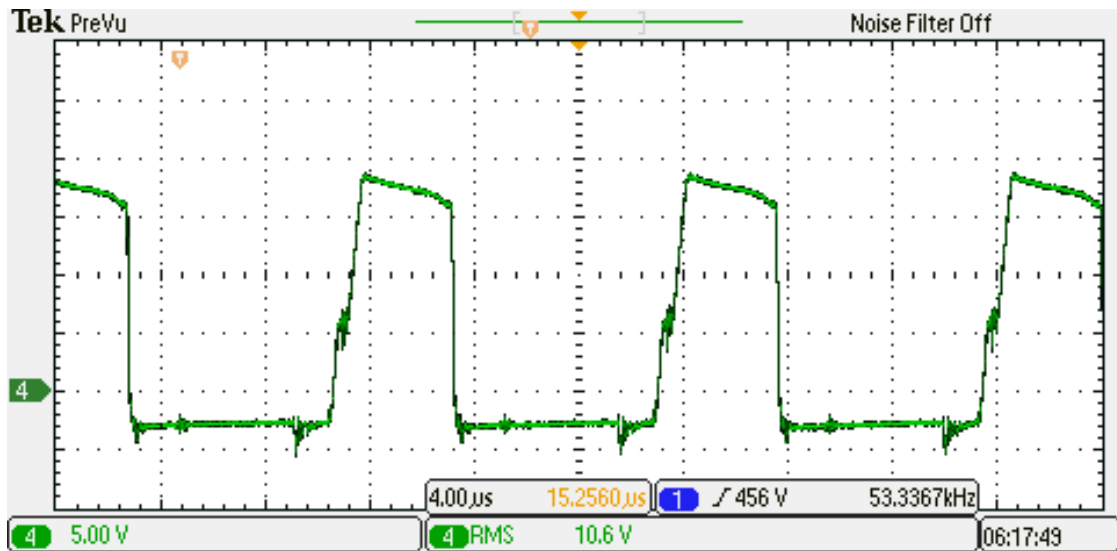


Fonte: Própria autora.

Para diminuir as oscilações presentes no momento do chaveamento do conversor, foi projetado um *Snubber* para os diodos. Porém constatou-se que, devido à alta impedância nas trilhas do diodo, as oscilações persistiam e o *Snubber* foi retirado.

A tensão no interruptor foi medida antes do resistor de gatilho e pode ser vista na Figura 57. Seu valor máximo corresponde com a tensão da fonte de alimentação do comando, que é 17,5 V. Quando o interruptor está bloqueado, é grampeada uma tensão de -3,3 V sobre esta para garantir que pequenos ruídos não o façam conduzir em tempo inadequado.

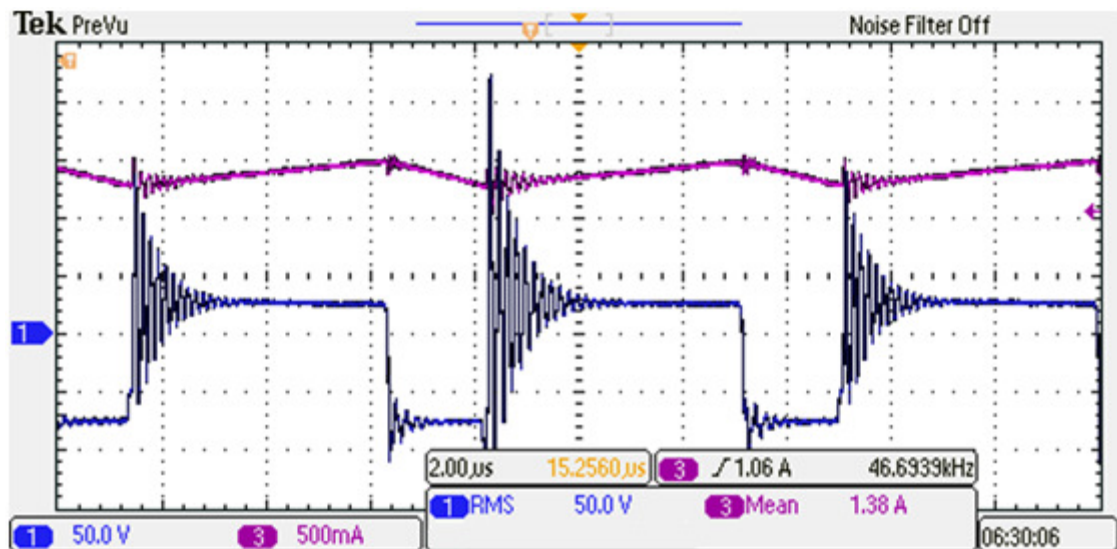
**Figura 57 - Tensão na chave.**



Fonte: Própria autora.

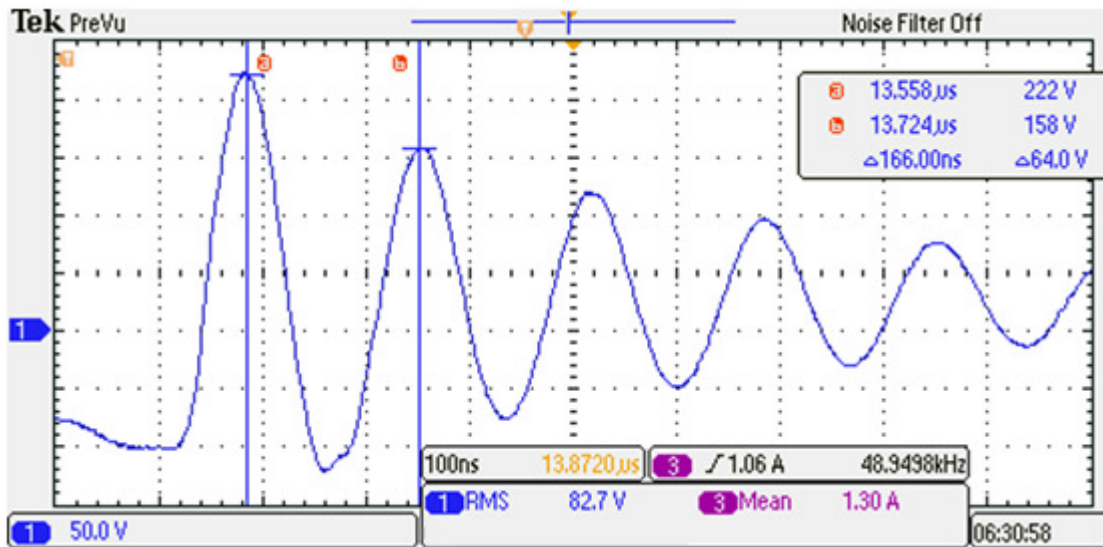
O indutor tem suas formas de onda de tensão e corrente mostradas na Figura 58. Como já mencionado, na etapa de roda livre a tensão sobre o indutor equivale ao inverso da tensão de saída. Na Figura 59 é mostrado o período da ondulação da tensão sobre o indutor.

**Figura 58 – Tensão e corrente no indutor.**



Fonte: Própria autora.

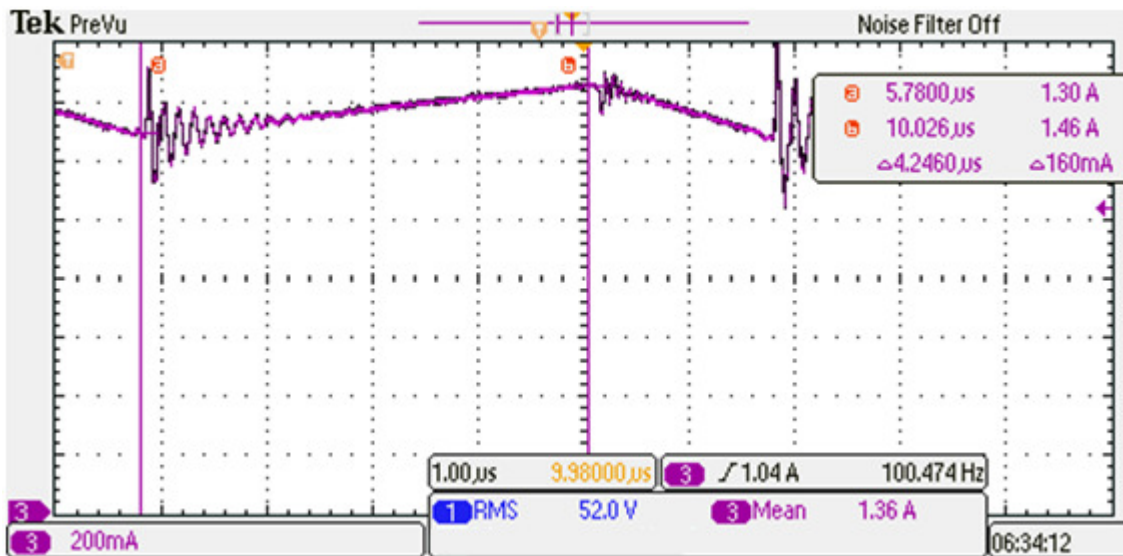
**Figura 59 - Ondulação da tensão no indutor.**



Fonte: Própria autora.

Sabendo-se a variação de corrente no indutor pelo tempo é possível calcular a indutância deste, como mostrado na Figura 60.

**Figura 60 – Variação da corrente no indutor.**



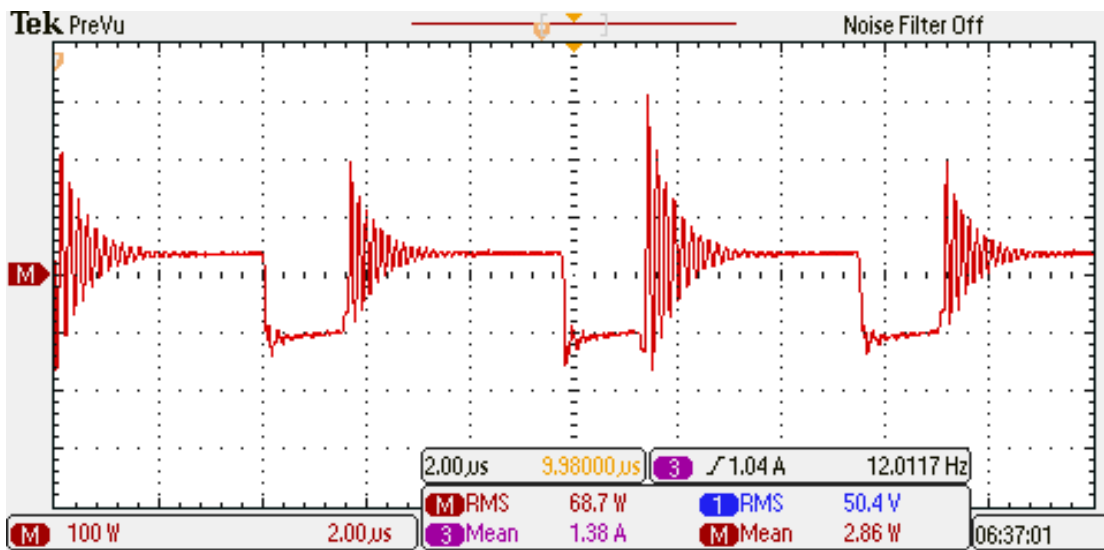
Fonte: Própria autora.

O cálculo da indutância do indutor segue abaixo. Este é feito a partir da tensão no indutor  $V_L$ , a variação na corrente do indutor  $i_L$  com a variação no tempo  $dt$ .

$$L = \frac{V_L}{di_L/dt} = \frac{28}{0,16/4,2u} = 735 \mu H$$

A potência dissipada pelo indutor é mostrada no gráfico da Figura 61.

**Figura 61 – Potência no indutor.**

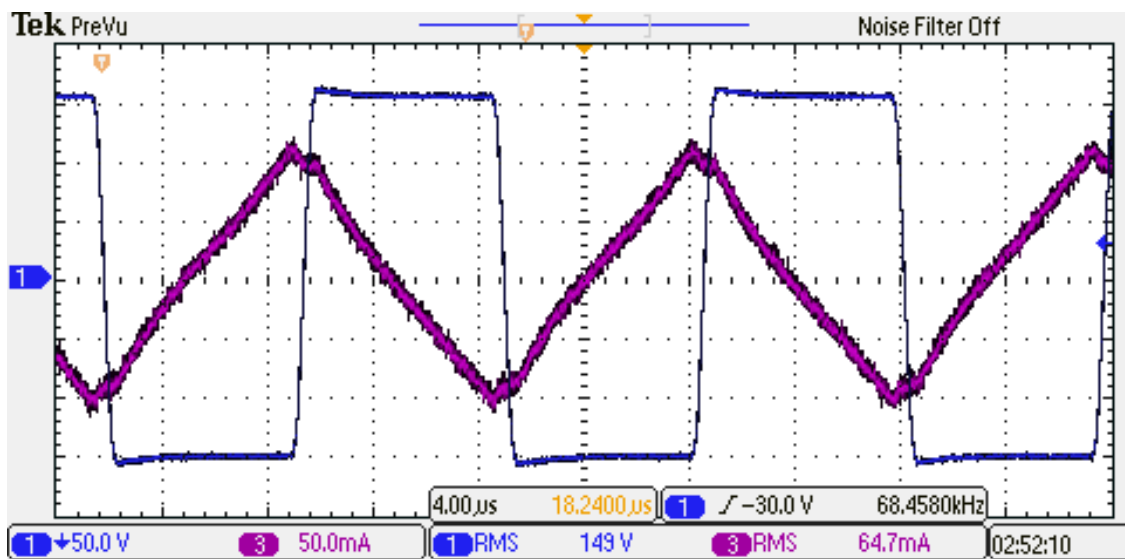


Fonte: Própria autora.

Para obtenção da indutância magnetizante do circuito do conversor, foi deixado o transformador com o secundário a vazio. A tensão e a corrente no primário do transformador estão mostradas na Figura 62. Houve uma inversão da posição da ponteira de corrente, o que ocasionou na inversão de polaridade da corrente. O cálculo desta indutância é feita da mesma maneira do feito no indutor, com a variação de corrente no tempo, visto na Figura 63.

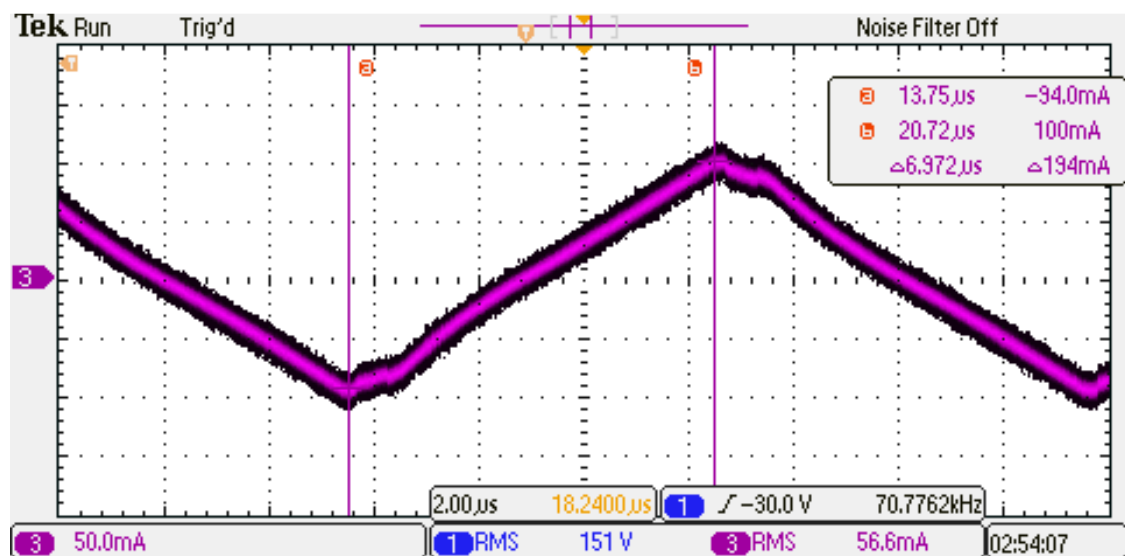


Figura 62 – Tensão e corrente do primário com o secundário a vazio.



Fonte: Própria autora.

Figura 63 – Ondulação da corrente no primário.



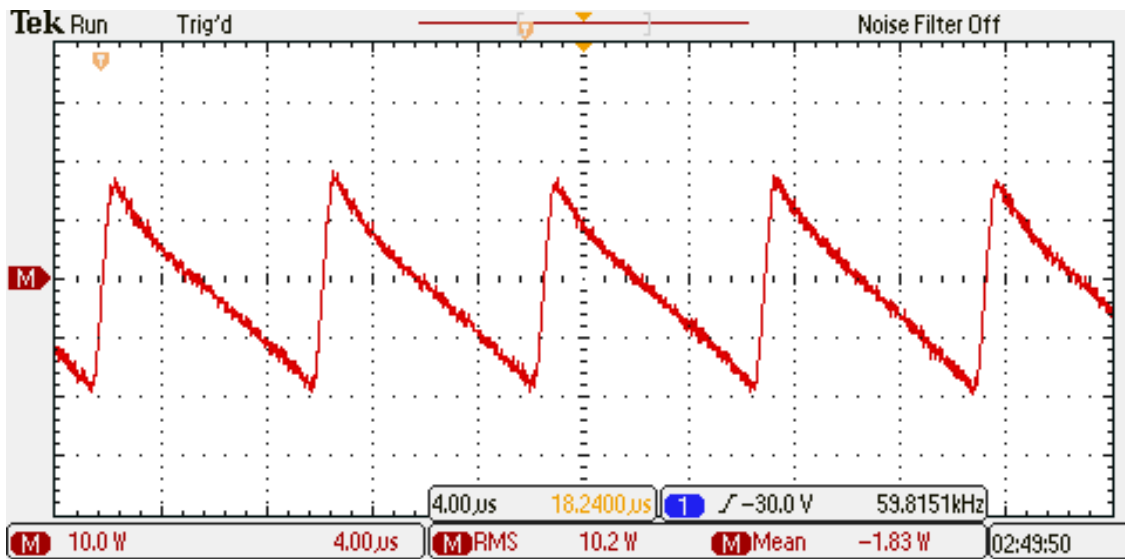
Fonte: Própria autora.

O cálculo da indutância magnetizante usa a fórmula da tensão sobre o indutor, mostrada abaixo.

$$L_m = \frac{V_L}{di_L/dt} = \frac{150}{0,194/6,97\mu} = 5,4 \text{ mH}$$

A potência do primário do transformador com o secundário aberto é vista na Figura 64.

**Figura 64 – Potência com o secundário do transformador aberto.**



Fonte: Própria autora.

Os valores das indutâncias dos elementos magnéticos também foram testados com o aparelho conhecido por Ponte RLC. Este equipamento mede valores de indutância, resistência e capacitância em série ou paralelo. A Tabela 12 mostra o resultado deste teste.

**Tabela 12 – Indutâncias.**

<b>Indutor</b>	0,699 mH
<b>Primário do Transformador</b>	3,092 mH
<b>Secundário 1 do Transformador</b>	1,50 mH
<b>Secundário 2 do Transformador</b>	1,51 mH

Fonte: Própria autora.

O valor da indutância do indutor calculada com o projeto convencional é de 667,5  $\mu\text{H}$ . O componente construído foi testado na ponte RLC, resultando num valor de 699  $\mu\text{H}$ . O valor da indutância também foi calculado a partir da forma de onda da tensão e da corrente no indutor, em condições normais. Este valor resultou em 735  $\mu\text{H}$ . As diferenças nos valores não são muito grandes, sendo que a maior delas está no valor calculado a partir das formas de onda, apresentando uma diferença de aproximadamente 10% a mais em relação a indutância calculada.

As indutâncias magnetizantes testadas foram 5,4 mH e de 3,09 mH para os métodos de cálculo pelas formas de onda e pela medição da ponte RLC, respectivamente. O valor calculado foi de 6,08 mH. A indutância magnetizante que mais se distancia é a medida pela ponte RLC. O que era esperado, pois o aparelho não é muito preciso.

Outro teste realizado foi o térmico. Para isso, a temperatura foi monitorada com o auxílio de uma até estar estável. Então, o circuito foi desligado e com a ajuda de um termopar a temperatura no núcleo e nos enrolamentos foi medida. Porém esta última etapa tem possíveis erros de medição, visto que os termopares usados não estavam em bom estado e podiam estar mal calibrados. Este teste pode ser visto na Tabela 13 a seguir, e mostra a temperatura absoluta no núcleo e nos enrolamentos do transformador e do indutor.

**Tabela 13 – Temperatura dos componentes magnéticos.**

<b>Temperatura ambiente = 23°C</b>	
Núcleo do indutor	35,7 °C
Enrolamentos do indutor	38,7 °C
Núcleo do transformador	64,4 °C
Enrolamentos do transformador	66,6 °C

Fonte: Própria autora.

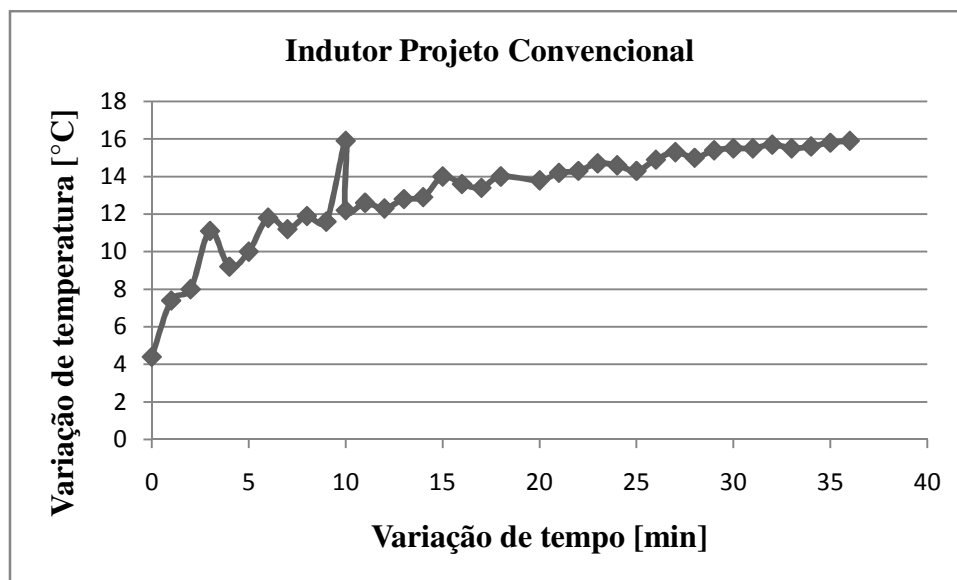
O outro teste de medição da temperatura foi realizado com uma câmara térmica. Os primeiros resultados obtidos desta etapa foram desconsiderados e refeitos, visto que os resultados estavam muito além do medido pelo termopar. Duas razões podem ser consideradas. A primeira é que o teste foi realizado perto do meio dia. Logo, a fita que

envolve os componentes é reflexiva e pode ter emitido a radiação da luz solar para a câmara térmica, alterando os resultados. O segundo motivo é a alteração do circuito. No primeiro teste o conversor contava com diodos de saída que estavam aquecendo muito. Por este motivo, estes foram substituídos por diodos com uma resistência térmica de 56 °C/W menor. Logo, a alta temperatura em que chegavam pode ter influenciado na temperatura dos componentes magnéticos, visto que estão bem próximos.

Os gráficos com os pontos medidos do indutor estão na Figura 65 e do transformador estão na Figura 66. A temperatura ambiente no momento da medição era de 23,6 °C. Os gráficos foram feitos com base na variação da temperatura em função do tempo.

O pico de temperatura visto no indutor é provavelmente um erro na medição. Isto pode ter ocorrido pelo fato que o componente possui lacunas entre o núcleo e os enrolamentos, fazendo com que a câmara térmica captasse a temperatura de um componente que está posicionado atrás do indutor.

**Figura 65 – Variação térmica do indutor.**



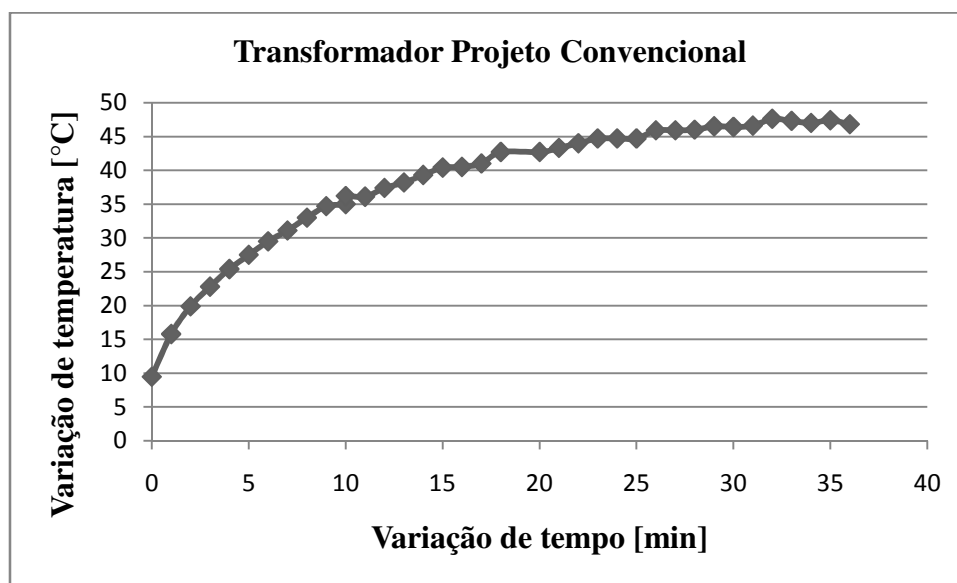
Fonte: Própria autora.

As elevações de temperatura com os dois métodos de teste para o indutor tiveram seus valores bem próximos, considerando a última e máxima elevação

temperatura medida pela câmara térmica de 15,9°C e a temperatura máxima medida pelo termopar, a dos enrolamentos, de 15,7°C.

Os valores dos dois métodos de testes estão bem próximos entre si, e também estão próximos do valor da elevação de temperatura calculada de 15,77°C considerando os efeitos de alta frequência.

**Figura 66 - Variação térmica do transformador.**



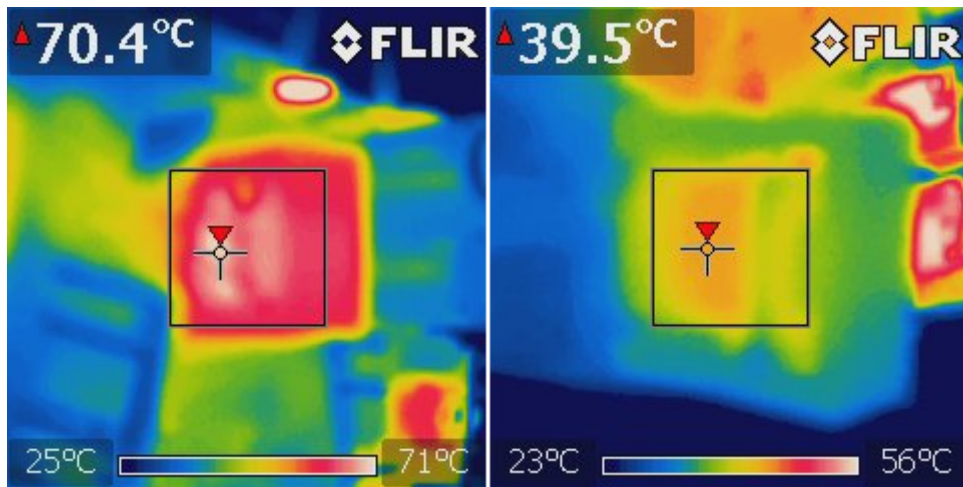
Fonte: Própria autora.

Nos testes práticos com o transformador do cálculo convencional, a máxima elevação de temperatura para a última medida obtida com a câmara térmica foi de 46,8°C e de 43,6°C no termopar, sendo que esta última medida foi feita nos enrolamentos, ponto mais quente medido. A diferença é bem aceitável, visto que a câmara térmica capta o ponto mais quente do componente e o termopar apenas um ponto.

Porém os valores testados estão bem acima dos esperados de cálculo. O cálculo da elevação de temperatura com efeitos de alta frequência foi de 10,74°C e sem estes efeitos de 10,73°C.

A Figura 67 mostra as últimas imagens térmicas do transformador e do indutor, respectivamente, obtidas com a câmara térmica.

**Figura 67 – Imagens térmicas do transformador e do indutor.**



Fonte: Própria autora.

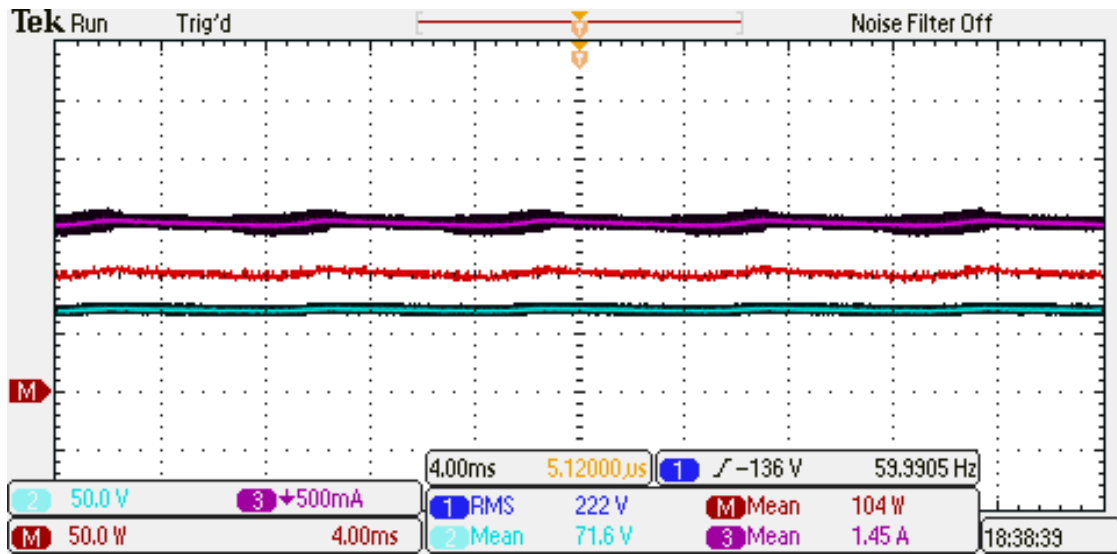
## 10.2 COMPONENTES SIMULADOS PELO PEXPRT

Com a mesma placa utilizada para os testes nos componentes anteriores, os componentes simulados no PExprt foram testados. Os resultados são apresentados a seguir.

A razão cíclica usada para alcançar os valores desejados de saída do conversor para os componentes do PExprt foi de 0,45, que corresponde ao valor máximo de razão cíclica.

As formas de onda da saída do conversor são mostradas na Figura 68. A onda superior representa a corrente de saída, a onda do meio a potência de saída, e a inferior a tensão. Todos os valores mostram-se aproximados dos valores esperados. A tensão de saída está próxima de 70 V, a potência está próxima dos 110 W, e a corrente de saída está próxima de 1,7 A.

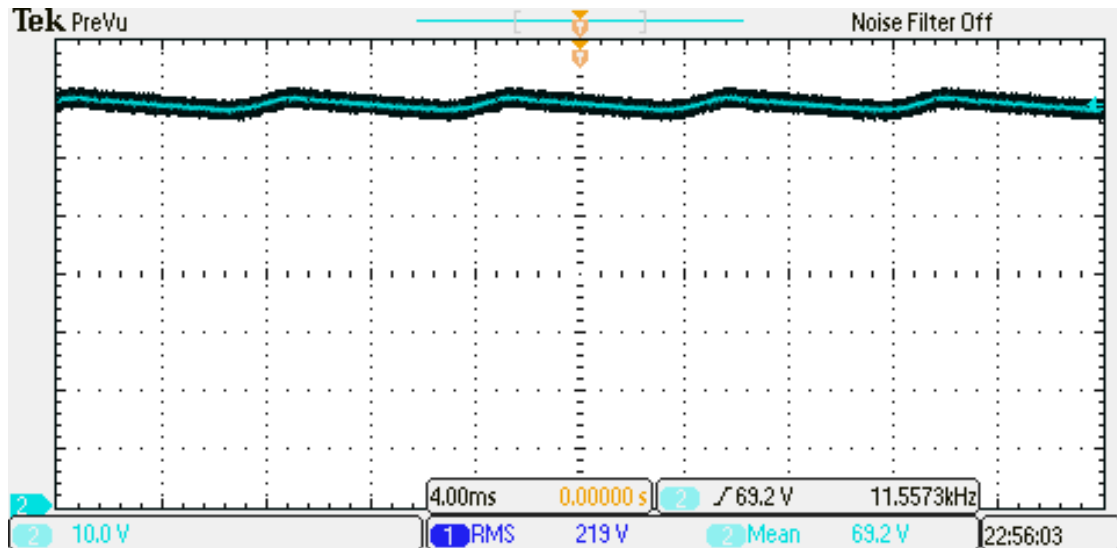
**Figura 68 – Formas de onda da entrada.**



Fonte: Própria autora.

A Figura 69 mostra a ondulação na tensão de saída provocada pelo chaveamento do conversor.

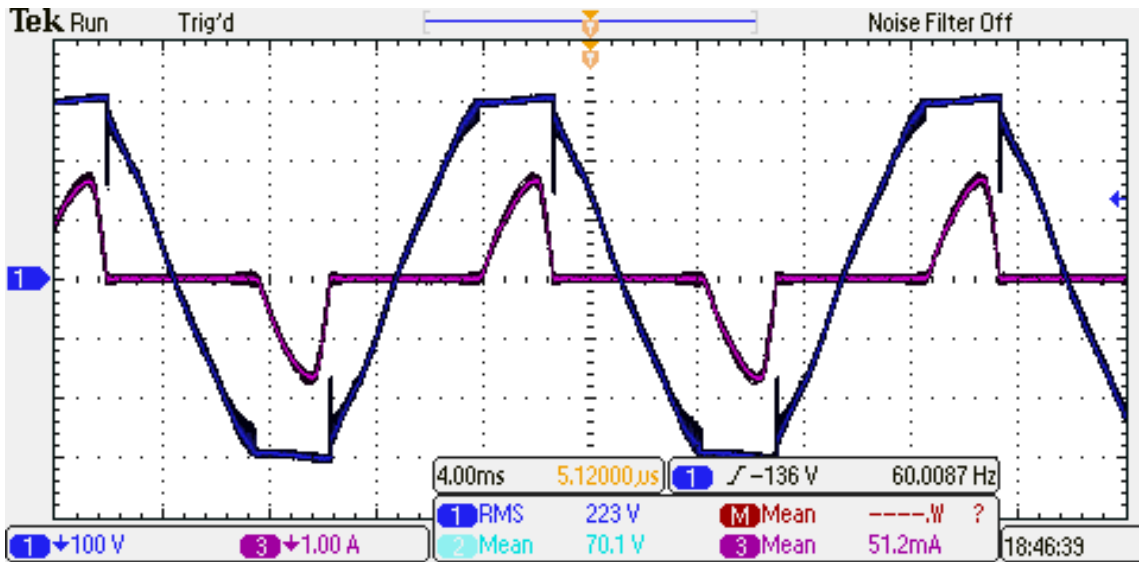
**Figura 69 – Ondulação da tensão de saída.**



Fonte: Própria autora.

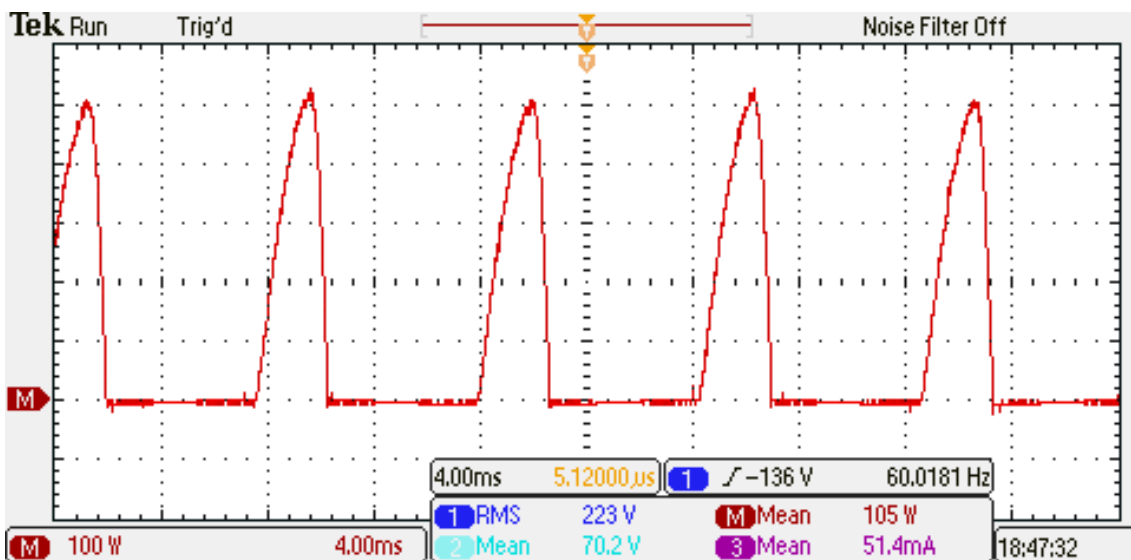
A tensão e a corrente na entrada do conversor estão mostradas na Figura 70. A tensão de entrada corresponde a senoide disponível na rede, com tensão eficaz de 220 V. A Figura 71 mostra a potência de entrada do conversor.

**Figura 70 - Tensão e corrente de entrada.**



Fonte: Própria autora.

**Figura 71 – Potência de entrada do conversor.**

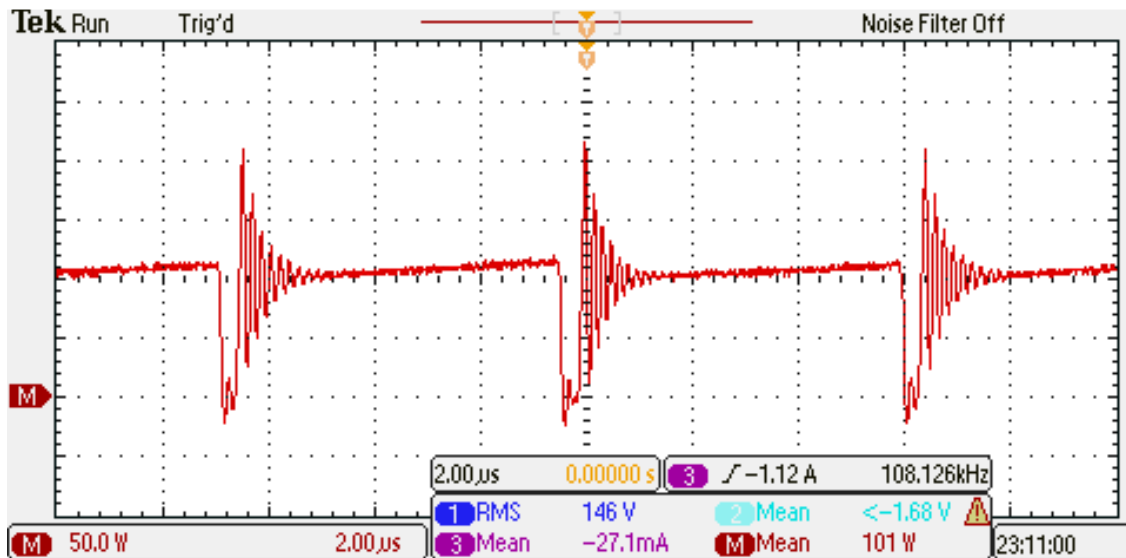


Fonte: Própria autora.



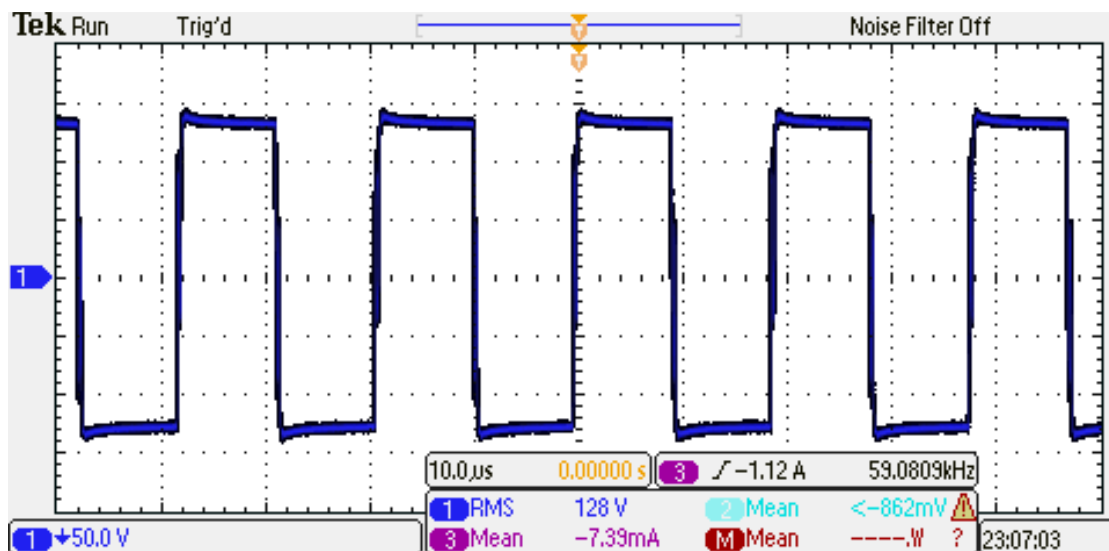
As formas de ondas do primário do transformador foram obtidas e estão representadas a seguir. A Figura 72 mostra a potência sobre este componente, a Figura 73 mostra a tensão e a corrente está representada na Figura 74. Na tensão é fácil notar que seu pico está abaixo do esperado, que é metade do pico da rede.

**Figura 72 - Potência no primário do transformador.**



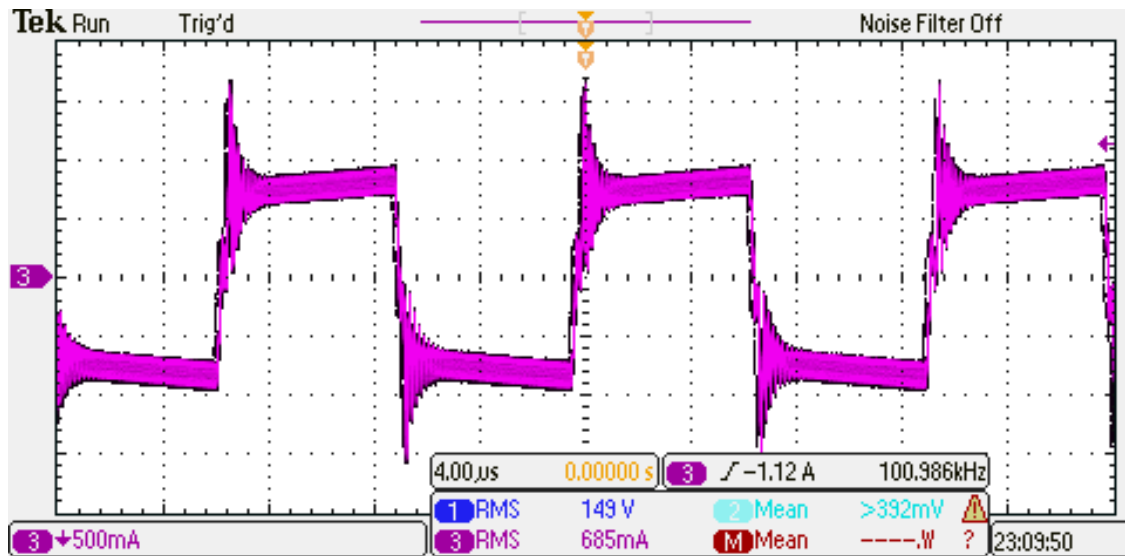
Fonte: Própria autora.

**Figura 73 – Tensão no primário do transformador.**



Fonte: Própria autora.

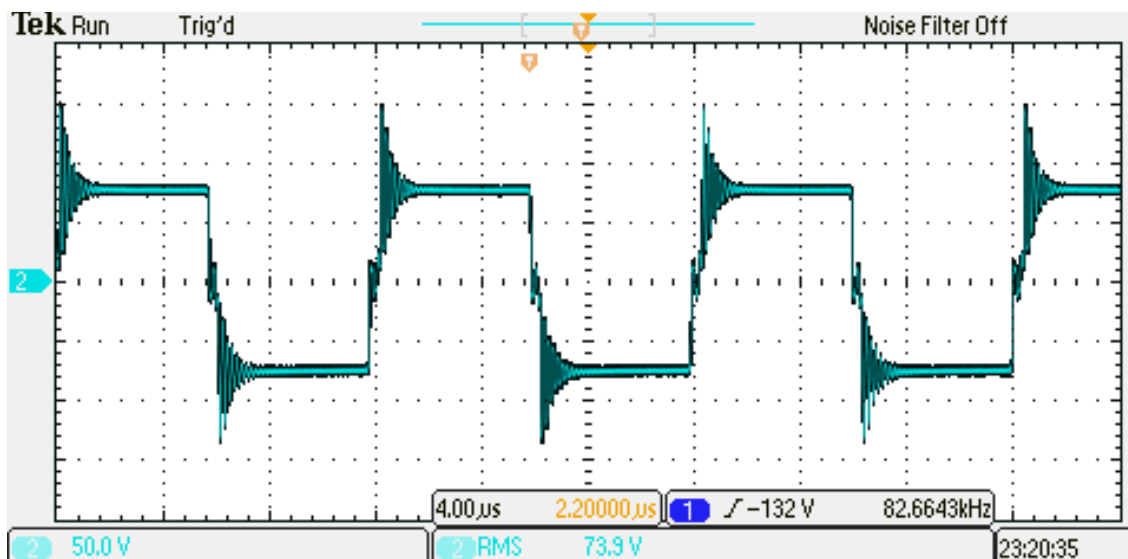
**Figura 74 – Corrente no primário do transformador.**



Fonte: Própria autora.

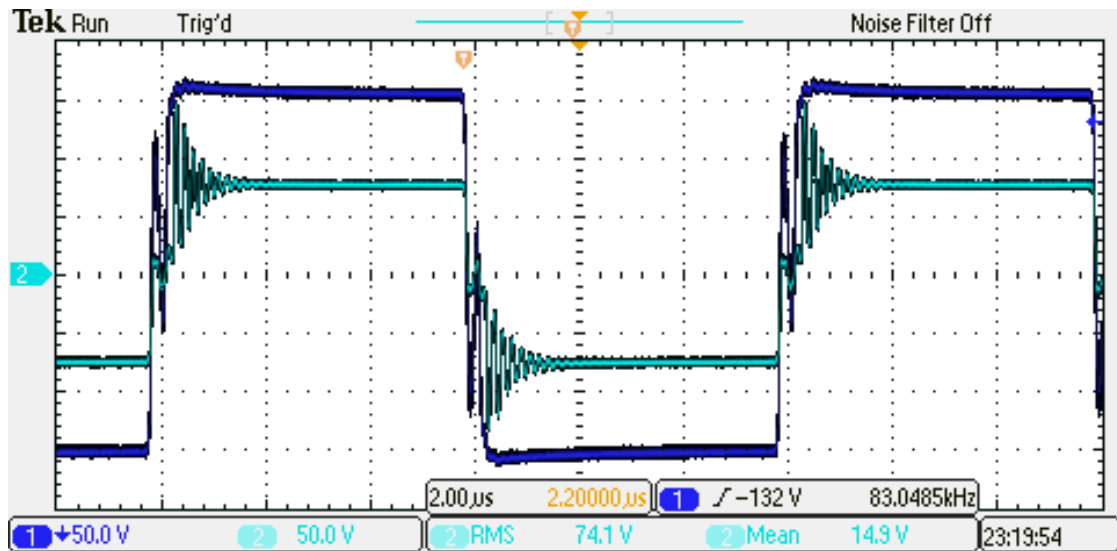
A tensão no secundário do transformador é representada na Figura 75. Observa-se que a etapa de roda livre do conversor quase inexistente, visto que este operou com o valor máximo de razão cíclica. As tensões do primário e do secundário estão mostradas juntas na Figura 76.

**Figura 75 – Tensão no secundário do transformador.**



Fonte: Própria autora.

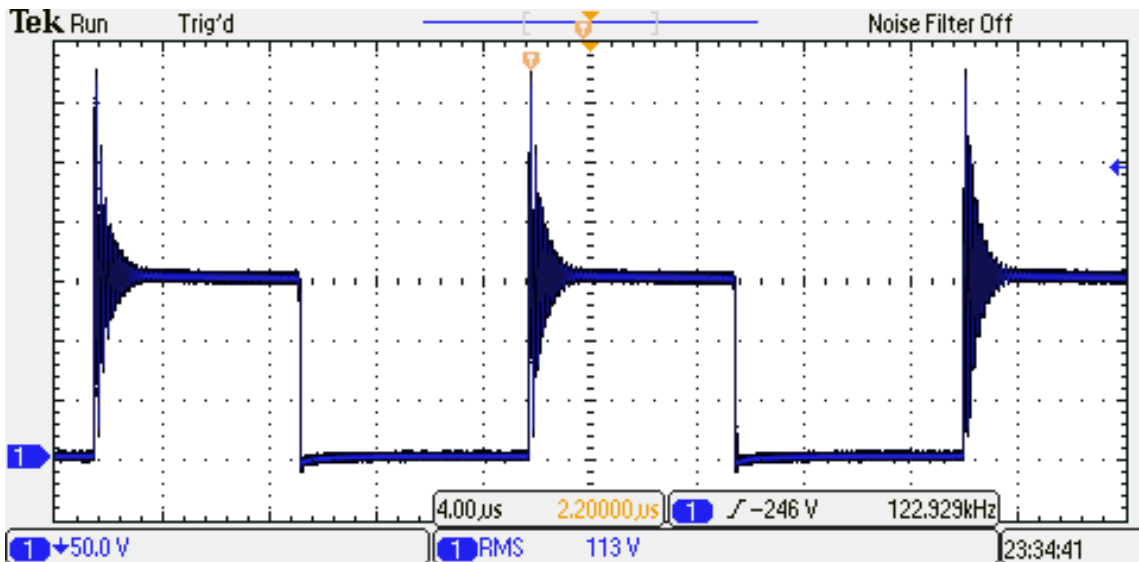
**Figura 76 – Tensão no primário e no secundário.**



Fonte: Própria autora.

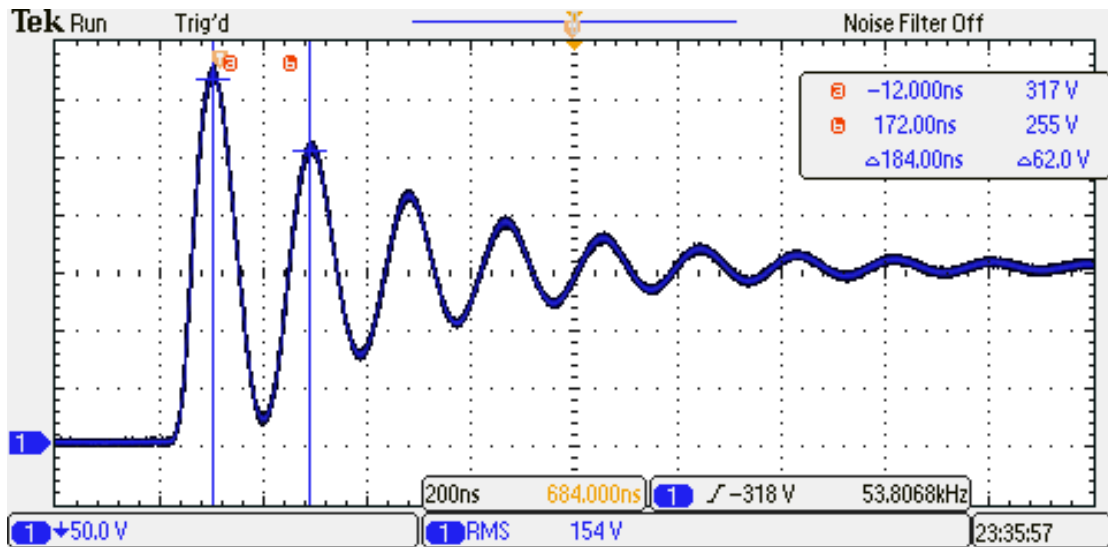
A tensão sobre um dos diodos está no gráfico da Figura 77. Uma aproximação da ondulação desta forma de onda com o período da mesma pode ser visto na Figura 78.

**Figura 77 – Tensão no diodo.**



Fonte: Própria autora.

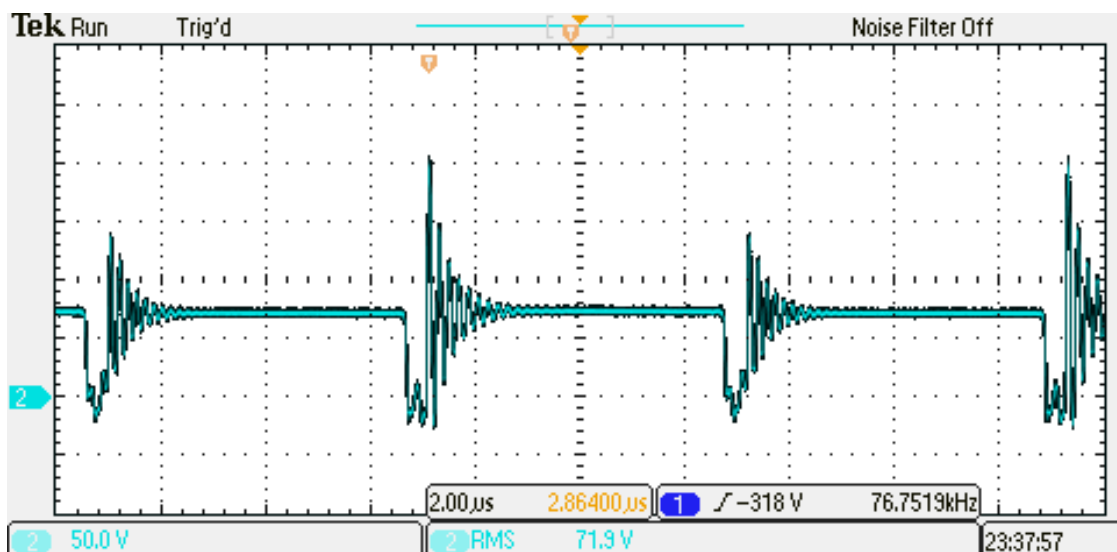
**Figura 78 – Ondulação da tensão no diodo.**



Fonte: Própria autora.

A entrada do filtro LC tem sua tensão representada no gráfico da Figura 79. Nela também se pode ver que a etapa de roda livre é muito pequena, já que a razão cíclica está no seu valor limite. Outra observação importante a ser feita é na diferença entre a tensão do filtro LC e da saída, que é a tensão no indutor e é muito pequena. No caso do indutor anterior essa diferença é bem maior.

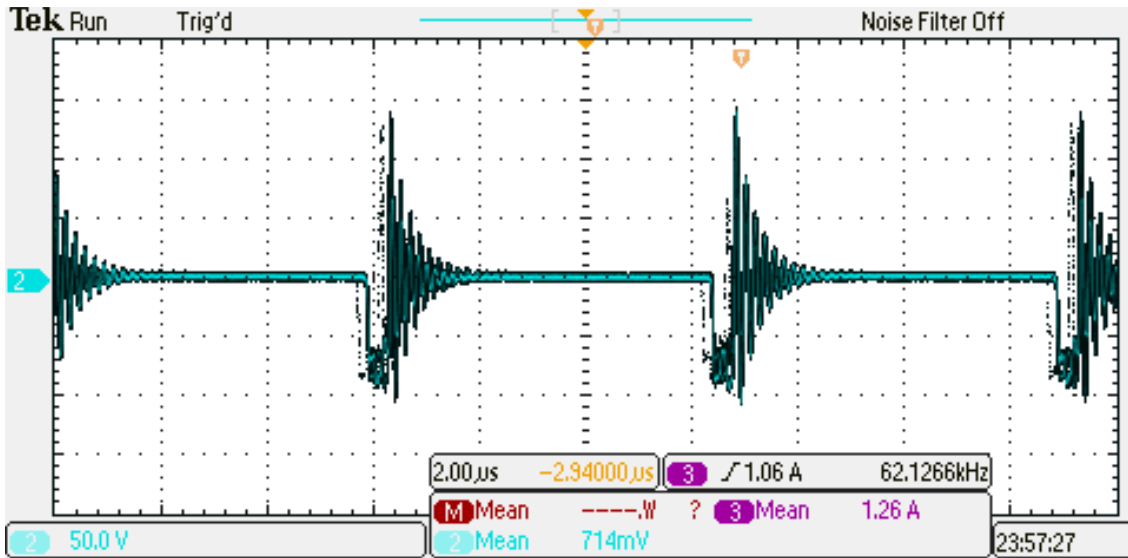
**Figura 79 – Tensão na entrada do filtro LC.**



Fonte: Própria autora.

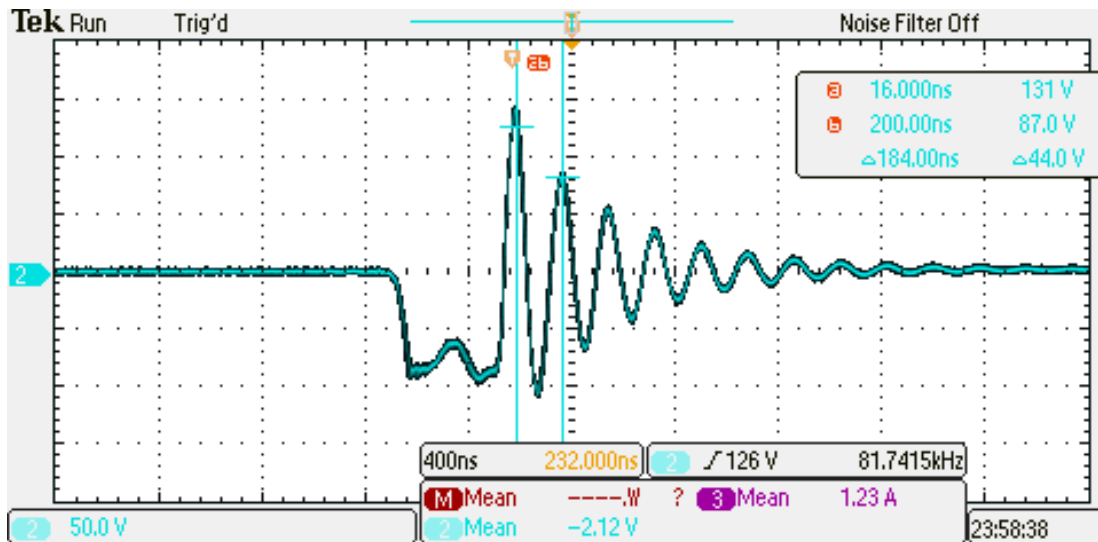
A tensão sobre o indutor pode ser vista na Figura 80. Na Figura 81 a ondulação dessa tensão é mostrada, juntamente com o período da oscilação existente.

**Figura 80 – Tensão no indutor.**



Fonte: Própria autora.

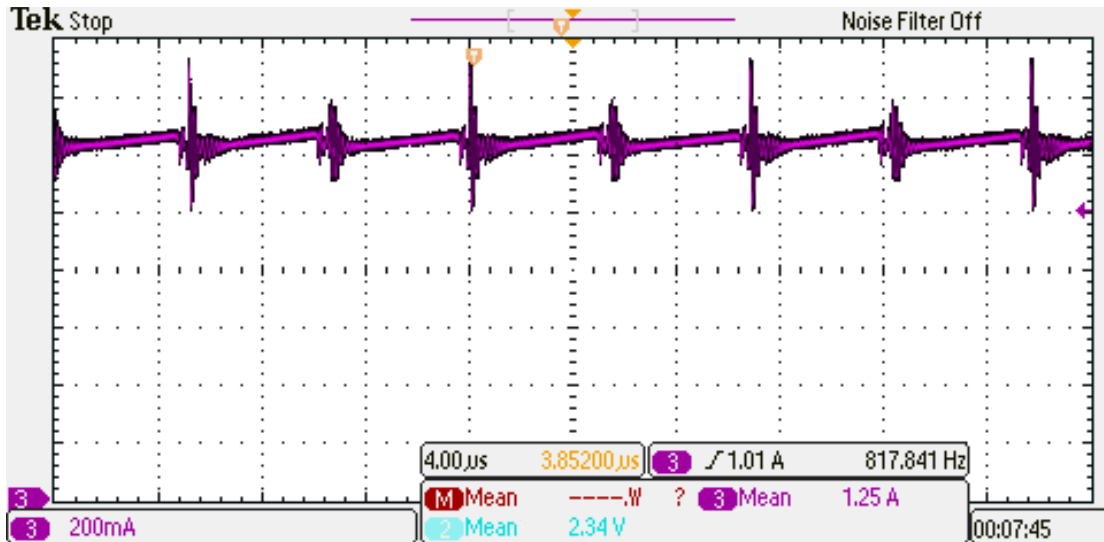
**Figura 81 – Ondulação da tensão do indutor.**



Fonte: Própria autora.

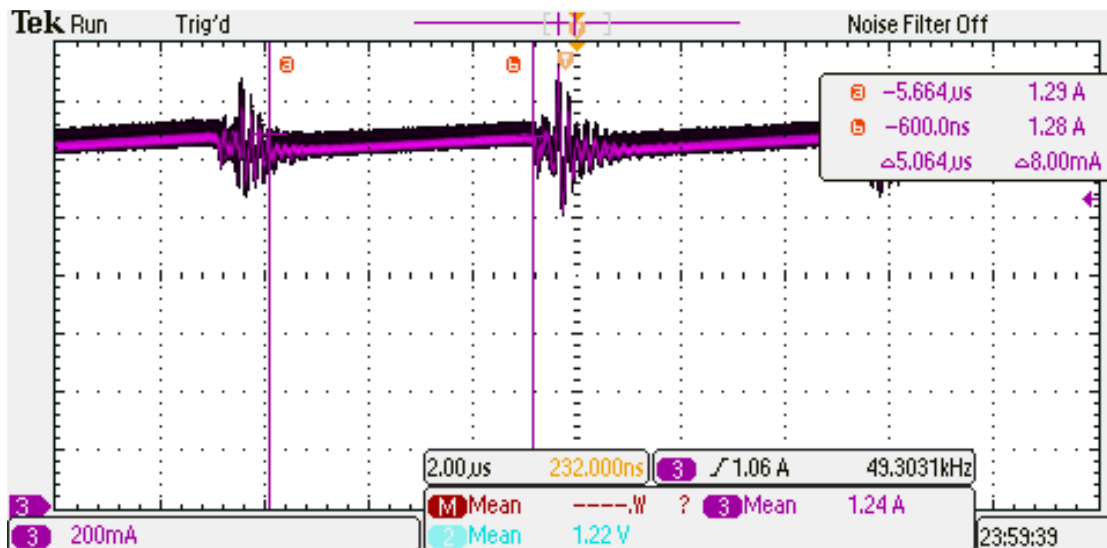
A corrente no indutor pode ser vista na Figura 82. A sua variação de corrente pode ser observada na Figura 83, onde é mostrada a sua variação em função do tempo.

**Figura 82 – Corrente no indutor.**



Fonte: Própria autora.

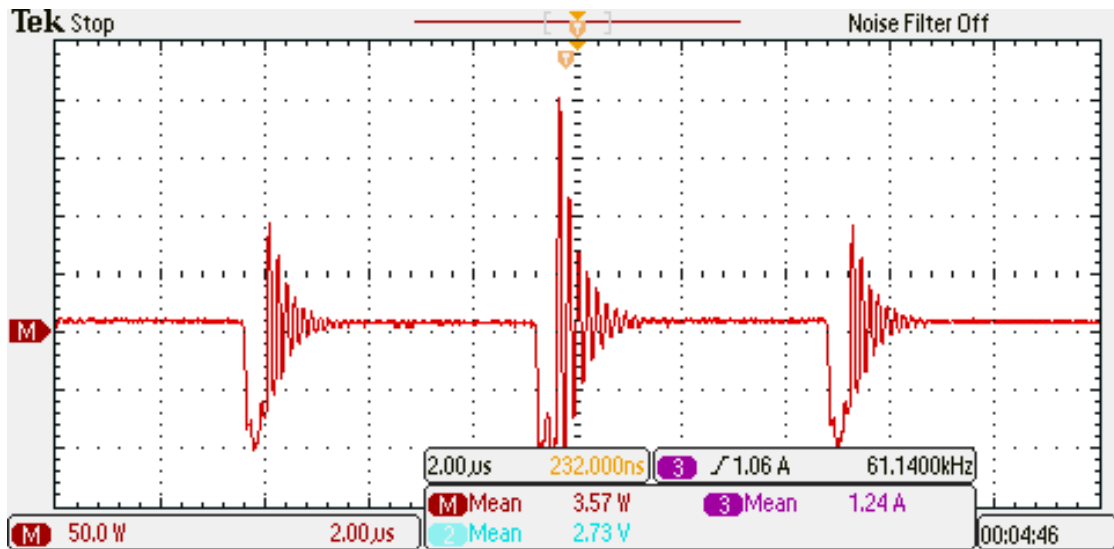
**Figura 83 – Ondulação da corrente no indutor.**



Fonte: Própria autora.

A potência no indutor é mostrada na Figura 84.

**Figura 84 – Potência no indutor.**



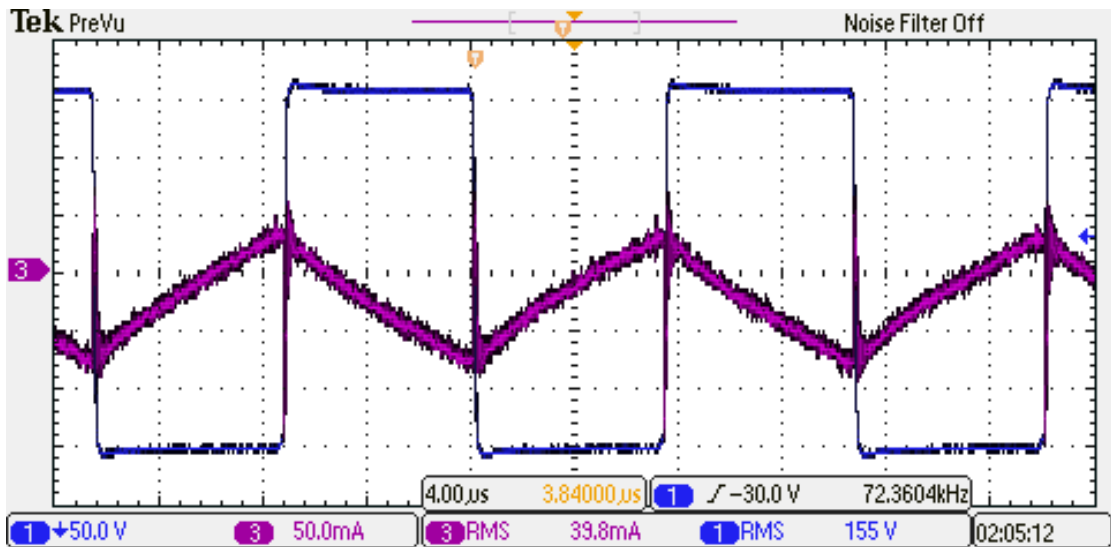
Fonte: Própria autora.

O valor da indutância deste componente pode ser calculado com a fórmula a seguir, usando a tensão no indutor  $V_L$ , a variação na corrente do indutor  $i_L$  com a variação no tempo  $dt$ .

$$L = \frac{V_L}{di_L/dt} = \frac{0,75}{0,008/5,064u} = 474,75 \mu H$$

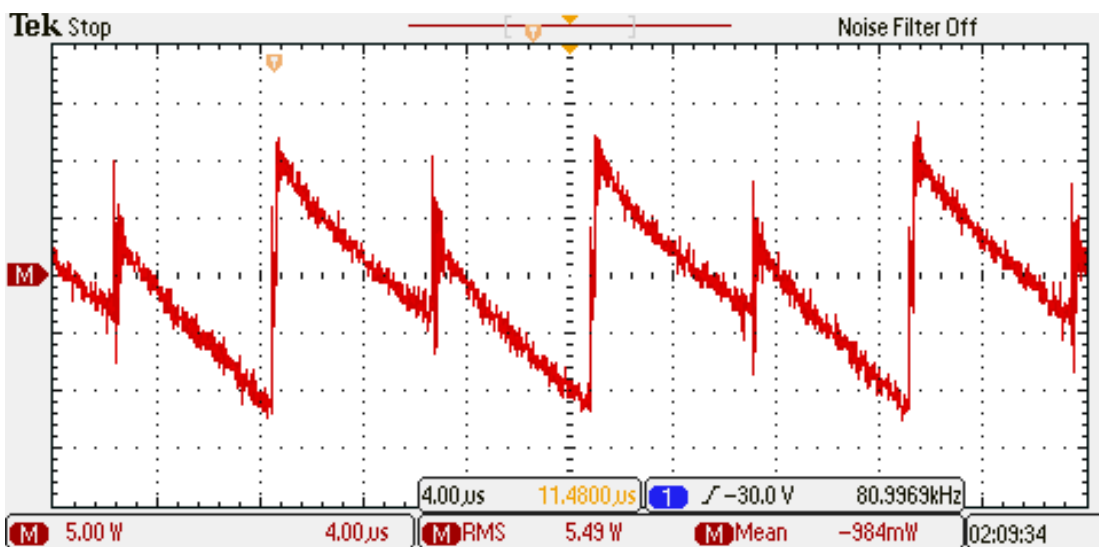
Para calcular a indutância magnetizante do conversor, os secundários do transformador foram desconectados. A tensão e a corrente no primário do transformador estão mostradas na Figura 85. Novamente é possível perceber que a ponteira de corrente foi invertida. Na Figura 86 a potência deste é mostrada.

Figura 85 – Tensão e corrente do transformador.



Fonte: Própria autora.

Figura 86 – Potência no primário do transformador.

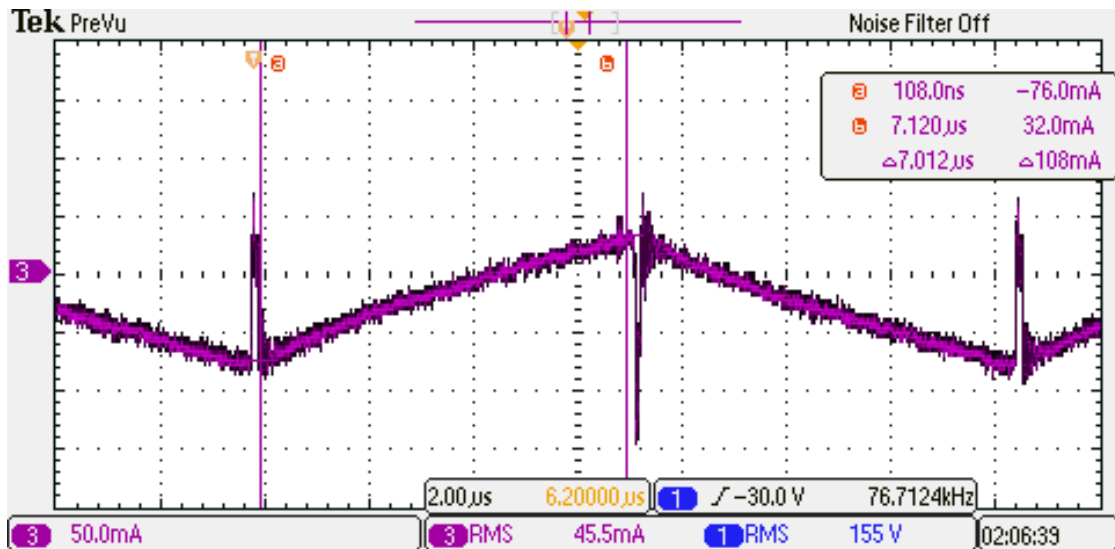


Fonte: Própria autora.

A Figura 87 será usada para calcular a indutância do circuito, através dos valores de variação de corrente e de variação do tempo.



**Figura 87 – Ondulação de corrente no primário do transformador.**



Fonte: Própria autora.

O cálculo da indutância magnetizante usa a fórmula da tensão sobre o indutor, mostrada abaixo.

$$L_m = \frac{V_L}{di_L/dt} = \frac{150}{0,108/7,01u} = 9,7 \text{ mH}$$

Os testes feitos com a ponte RLC das indutâncias dos componentes simulados pelo PExprt estão mostrados na Tabela 14.

**Tabela 14 – Indutâncias dos componentes.**

<b>Indutância do indutor</b>	0,48 mH
<b>Indutância no primário do transformador</b>	6,76 mH
<b>Indutância no secundário 1 do transformador</b>	1,69 mH
<b>Indutância no secundário 2 do transformador</b>	1,78 mH

Fonte: Própria autora.

No projeto do PExprt a indutância calculada é de 462,67 µH. O teste na ponte RLC resultou no valor de indutância de 480 µH. A obtenção deste valor com as formas

de onda de tensão e corrente no indutor resultou em 474,75  $\mu$ H. Estes valores estão bem próximos entre si.

As indutâncias magnetizantes testadas foram 9,7 mH e de 6,76 mH para os métodos de cálculo pelas formas de onda e pela medição da ponte RLC, respectivamente. O valor calculado pelo PExprt foi de 8,88 mH.

Como os valores das indutâncias dos secundários se diferem entre si, pode-se desconfiar que haja um erro na contagem de espiras de um dos secundários.

Os ensaios térmicos foram feitos da mesma forma que para os componentes anteriores: através da câmara térmica e de termopar.

Os testes realizados com o auxílio do termopar estão na Tabela 15, onde as temperaturas absolutas no núcleo e nos enrolamentos do indutor e do transformador.

**Tabela 15 – Temperatura de acordo com termopar.**

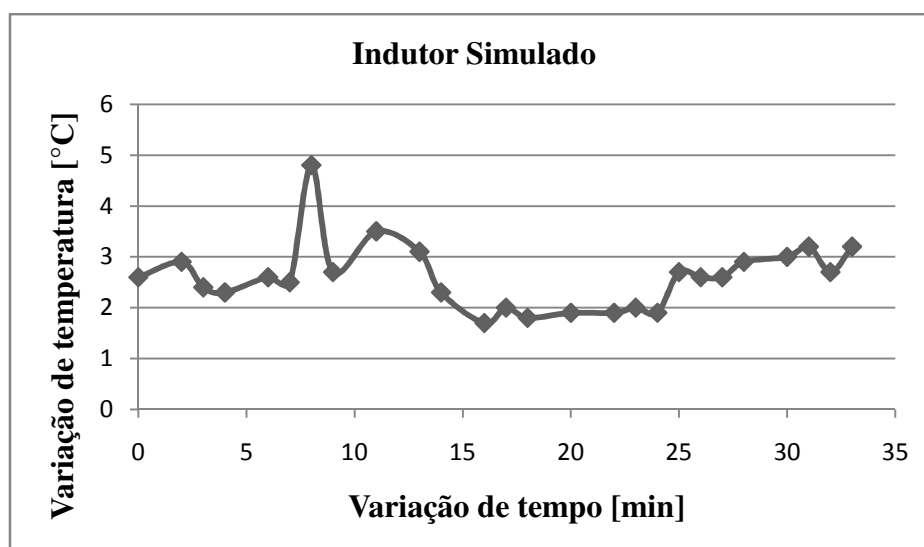
<b>Temperatura ambiente = 23,3 °C</b>	
Núcleo do indutor	24,4 °C
Enrolamentos do indutor	27,2 °C
Núcleo do transformador	33,8 °C
Enrolamentos do transformador	32,3 °C

Fonte: Própria autora.

Os gráficos das Figuras 88 e da Figura 89 mostram a variação de temperatura em °C em função do tempo em minutos do indutor e do transformador, respectivamente. A temperatura ambiente em questão era de 23,3°C.

O pico visto na temperatura do indutor é um provável erro de medição. Isto ocorreu porque o componente possui lacunas entre o núcleo e os enrolamentos, fazendo com que a câmara térmica captasse a temperatura de um componente que está posicionado atrás do indutor.

**Figura 88 – Temperatura do indutor do PExprt.**

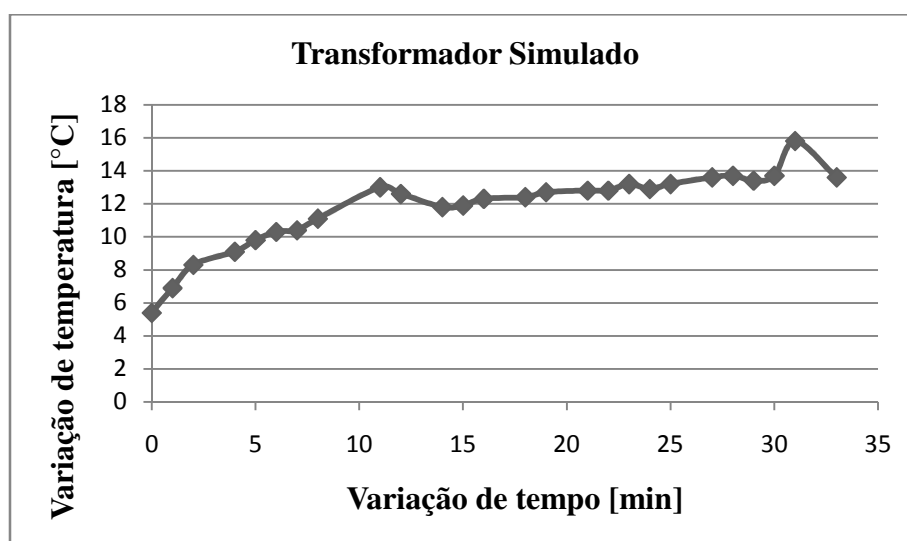


Fonte: Própria autora.

Nos valores testados para o indutor podemos encontrar uma elevação de temperatura de 3,2 °C como última máxima temperatura medida com a câmara térmica, e de 3,9°C para a medição dos enrolamentos com o termopar. Estes valores não diferem muito entre si.

Para o projeto do PExprt, a elevação de temperatura foi de 0,42°C, ficando abaixo dos valores testados.

**Figura 89 – Variação de temperatura no transformador do PExprt.**

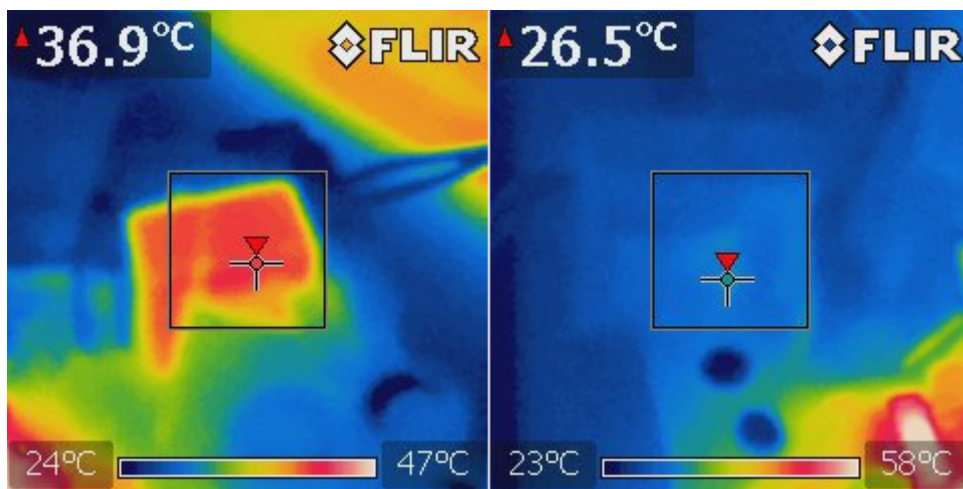


Fonte: Própria autora.

Nos testes do cálculo do PExprt, as elevações de temperatura do transformador ficaram com 13,6°C de acordo com a câmara térmica e com 10,5°C de acordo com a medida máxima do termopar. Novamente, esta diferença pode ser explicada pelo fato de a câmara térmica captar a temperatura máxima no componente e o termopar apenas um ponto. Ambos os valores ficaram um pouco acima do esperado pelos cálculos do programa, de 8°C.

As últimas imagens do transformador e do indutor retiradas respectivamente com o auxílio da câmara térmica estão mostradas na Figura 90.

**Figura 90 – Imagens da câmara térmica.**



Fonte: Própria autora.

## 11 CONCLUSÕES

A partir dos testes, conclusões podem ser tiradas. A Tabela 16 mostra os principais resultados teóricos e experimentais para o método convencional e para o método utilizando o PExprt.

**Tabela 16 – Resultados.**

		Calculado		Experimental	
		MathCad	PExprt	MathCad	PExprt
Indutor	Perdas núcleo	0,034 W	0,240 mW		
	Perdas CA no cobre	1,212 W	55,900 mW		
	Perdas CC no cobre	1,208 W	55,807 mW		
	Perdas totais CA	1,246 W	56,100 mW		
	Resistência CA	0,441 $\Omega$			
	Resistência CC	0,440 $\Omega$	18,3 m $\Omega$		
	Elevação câmara			15,9 °C	3,2 °C
	Elevação termopar			15,7 °C	3,9 °C
	Elevação CA	15,770°C	0,42°C		
	Elevação CC	15,723°C			
	L (calculado)	667,5 $\mu$ H	462,67 $\mu$ H		
	L (forma de onda)			735 $\mu$ H	474,75 $\mu$ H
	L (ponte RLC)			699 $\mu$ H	480 $\mu$ H
Trans- forma- dor	Perdas núcleo	0,240 W	19,551 mW		
	Perdas no cobre CA	0,322 W	339,30 mW		
	Perdas no cobre CC	0,321 W	333,77 mW		
	Perdas totais CA	0,562 W	358,85 mW		
	Resistência CA prim	0,176 $\Omega$			
	Resistência CA sec	0,123 $\Omega$			
	Resistência CC prim	0,175 $\Omega$	159,08 m $\Omega$		
	Resistência CC sec	0,123 $\Omega$	208,84 m $\Omega$		
	Elevação câmara			46,8°C	13,6°C
	Elevação termopar			43,6 °C	10,5°C
	Elevação CA	10,74	8 °C		

	Elevação CC	10,73°C			
	L (calculado)	6,08 mH	8,88 mH		
	L (forma de onda)			5,4 mH	9,7 mH
	L (ponte RLC)			3,092 mH	6,76 mH

Fonte: Própria autora.

De acordo com os valores teóricos de elevação de temperatura, o indutor calculado pelo método convencional estaria mais quente que o projetado pelo PExprt, assim como para o transformador. Os resultados práticos confirmaram esta previsão, visto que os componentes magnéticos do programa PExprt ficaram bem mais frios, com uma diferença de mais de 30°C para o transformador e mais de 10°C do indutor do projeto calculado pelo método convencional. A maior diferença de elevação de temperatura entre resultados teóricos e experimentais está no transformador do projeto convencional, que apresentou uma diferença superior a 30°C.

Com relação aos valores das perdas calculadas, o PExprt previu menores dissipações de potência no indutor comparado ao outro método, cerca de metade das perdas. Para o transformador as perdas totais para o projeto convencional foram maiores, sendo que nos enrolamentos estes valores ficaram próximos entre os dois métodos e no núcleo ficaram menores no PExprt. Isto explica a menor elevação de temperatura para os componentes do projeto do PExprt.

Os núcleos utilizados pelos transformadores de ambos os métodos possuem o mesmo tamanho, assim como para os indutores. Porém, os volumes calculados de fio de cobre utilizados apresentaram variações. Para o transformador esta diferença é menor, sendo de 1,8 cm<sup>3</sup> de cobre para o cálculo do PExprt e de 1,2 cm<sup>3</sup> para o cálculo convencional. Já para o indutor, o volume de cobre para o projeto do PExprt foi de 3,8 cm<sup>3</sup> e de 2,9 cm<sup>3</sup> para o projeto convencional. Esta comparação nos permite mostrar que foi dispensada uma quantidade menor em ambos os componentes magnéticos do projeto convencional.

Os valores das indutâncias calculados dos indutores nos dois métodos aproximaram-se dos valores testados. Para o indutor do PExprt, a maior diferença em

porcentagem entre a indutância calculada e as testadas foi de 3,7%, e para o indutor do método convencional foi de 10% com base no valor da indutância calculada. Comparando apenas os valores teóricos das indutâncias, observa-se uma diferença de aproximadamente 200  $\mu\text{H}$  entre as indutâncias do projeto convencional, de 667,5  $\mu\text{H}$ , e do projeto do PExprt, de 462,6  $\mu\text{H}$ . O projeto convencional considera para seus cálculos o pior caso de operação, ou seja, tensão de entrada mínima e razão cíclica máxima. Já no programa, o cálculo é feito para os valores nominais de tensão de entrada e razão cíclica, o que pode explicar estas diferenças.

Com base nos resultados práticos apresentados, concluiu-se que os elementos projetados com o PExprt apresentaram maior eficiência e menor elevação de temperatura, embora tenham gasto uma quantidade maior de cobre.

Algumas vantagens e desvantagens do programa são apresentadas a seguir.

O projeto através do programa PExprt apresenta algumas vantagens. Dentre elas podemos citar que o programa permite fazer um projeto de maneira rápida e confiável. Ainda, o programa oferece uma grande variedade de opções, permitindo ao usuário decidir de maneira prática os projetos que melhor se adequam as condições que necessita. Além disso, possibilitar ao usuário selecionar apenas os materiais disponíveis para cálculo dos componentes, acelerando ainda mais os cálculos e as tomadas de decisões.

Uma desvantagem mostrada pelo programa é a dificuldade de inserir novos dados de fios, núcleos e carretéis, diferentes daqueles oferecidos pelo programa. Os parâmetros necessários precisam ser calculados e inseridos no programa um a um para cada núcleo e carretel. Outra desvantagem é que o programa não disponibiliza o cálculo de componentes para todos os tipos de conversores e nem para uma variação de uma determinada topologia, embora permita que o cálculo seja feito a partir das formas de onda da corrente e da tensão sobre o componente.

Além disso, o PExprt fez um cálculo de indutor em que a quantidade de fios previstas pelo programa não coube no carretel dimensionado. Entendeu-se que o programa considera que os fios serão perfeitamente acomodados no carretel, de forma a

não desperdiçar espaço entre os fios. Porém isto não ocorre em componentes confeccionados manualmente.

Outro ponto relevante a ser considerado é a bitola dos fios usada nos projetos. Conforme os projetos calculados pelo método convencional, a bitola máxima a ser usada de acordo com o efeito *Skin* é de 26 AWG. O projeto do transformador pelo PExprt utilizou a bitola acima do sugerido pelo efeito, de 25 AWG, e indutor usou um condutor de 17 AWG. O indutor possui uma ondulação de corrente pequena e a bitola máxima do efeito *Skin* pode ter sido desconsiderada pelo programa. A utilização de fios mais espessos que o sugerido pelo efeito *Skin* ocasiona em desperdício de material, pois o cobre que está no meio do condutor é mal utilizado, visto que sua densidade de corrente é menor que no restante do fio.



## 12 SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

As perdas em indutores e transformadores de conversores podem ser diminuídas com a otimização de suas variáveis, que são basicamente o seu formato, o tamanho e o material.

Um dos maiores desafios no projeto de um transformador é a diminuição de suas perdas, aumentando a eficiência. De acordo com o estudo realizado em [4], as perdas do transformador podem ser diminuídas variando-se as dimensões do mesmo. A intenção do estudo é pesquisar elementos magnéticos planares e suas propriedades fundamentais, como indutâncias e capacitâncias de dispersão e suas perdas. Os componentes planares apresentam características interessantes, algumas das quais serão mencionadas.

Possuem peso de  $\frac{1}{4}$  a  $\frac{1}{2}$  do peso de componentes convencionais. Para um mesmo volume, a área de superfície é maior do que os enrolamentos comuns. Logo, são capazes de dissipar uma quantidade maior de calor, não permitindo que a temperatura suba muito e sendo mais eficiente. É de fácil construção, resultando em redução de custos. Baixo fator de preenchimento do cobre, o que limita o número de voltas para enrolamentos. E, por último, alta capacitância de enrolamento, porquanto os enrolamentos ficam mais próximos uns dos outros e provocam este aumento na capacitância.

Logo, uma pesquisa interessante é a do desempenho de elementos magnéticos planares em conversores, avaliando ainda quais as melhores dimensões dos componentes para que apresente uma menor elevação de temperatura e maior rendimento.

Diversas pesquisas podem ser consideradas nesta área. Uma opção interessante é realizar os mesmos projetos dos elementos magnéticos utilizando outro material nos enrolamentos, como por exemplo, o alumínio. Outra variável para estudo nos enrolamentos é a grande diversidade de seções transversais, sendo os mais comuns os de seção circular e retangular, que podem ser compostos por um ou mais fios, ser sólidos ou ocos, ou ainda fios do tipo Litz [31].

Comparações com os diferentes formatos de núcleos existentes é outra opção de estudos, como refazer o estudo aqui realizado com o núcleo toroidal, por exemplo. Ou

ainda realizar um confronto de projetos de núcleos com diferentes tamanhos e diferentes materiais.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] PECCERINI JUNIOR, L. “**Classes de Operação dos Amplificadores de Áudio**” Disponível em: <[http://www2.ee.ufpe.br/codec/classes\\_Ampli.pdf](http://www2.ee.ufpe.br/codec/classes_Ampli.pdf)>. Acessado em: 13 de maio de 2014.
- [2] BARBI, Ivo; FONT, Carlos H. I.; ALVES, Ricardo Luiz “**Projeto Físico de Indutores e Transformadores**” Apostila desenvolvida com a finalidade de ser usada como material didático. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, Março de 2002.
- [3] BOSSCHE, Alex van den; VALCHEV, Vencislav Cekov “**Inductors and Transformers for Power Electronics**” Publicado em 2005 pela editora ‘Taylor & Francis Group’.
- [4] OUYANG, Ziwei; ANDERSEN, Michael A. E. “**Overview of Planar Magnetic Technology – Fundamental Properties**” Artigo publicado por membros do IEEE em 2013.
- [5] BARBI, Ivo; PETRY, Clóvis Antônio; “**Introdução aos Conversores CC – CC**” Estudo realizado pelo Instituto de Eletrônica de Potência (INEP). Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, Agosto de 2001.
- [6] POMILIO, José Antenor “**Fontes Chaveadas**” Conteúdo elaborado para a disciplina “Fontes Chaveadas”, ministrada em pós-graduação. Universidade Estadual de Campinas – UNICAMP. Campinas, Janeiro de 2008.
- [7] MARINO, Carlos Henrique “**Transformadores**” Disponível em: <[http://pessoal.utfpr.edu.br/mariano/arquivos/Transformadores\\_3.pdf](http://pessoal.utfpr.edu.br/mariano/arquivos/Transformadores_3.pdf)> Acessado em: 09 de Abril de 2014.

[8] HONDA, J.; ADAMS, J. **“Class D Amplifier Design Basics II”** International Rectifier Application Note. Disponível em: <<http://www.irf.com/product-info/audio/classdtutorial2.pdf>> Acessado em: 15 de Maio de 2014.

[9] SCHWAAB, Edison **“Estudo e Implementação de um Amplificador de Áudio Classe D”** Trabalho de Conclusão de Curso apresentado para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista. Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC. Joinville – SC, 2012.

[10] KAZIMIERCZUK, Marian K. **“Pulse-width Modulated DC – DC”** Editora ‘John Wiley & Sons’. Publicado em 2008. Wright State University. Dayton, Ohio, Estados Unidos da América.

[11] BARBI, Ivo **“Projeto de Fontes Chaveadas”** Instituto de Eletrônica de Potência – INEP. Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC. Florianópolis, SC. 2ª Edição. Edição do autor, 2007.

[12] PIRES, Francisco José A. **“Amplificador de Áudio Classe D”** Dissertação realizada no âmbito do Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores. Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2010. Disponibilizado em <[http://paginas.fe.up.pt/~ee99137/tese\\_amplificador\\_de%20audio\\_classe\\_dprovisoria.pdf](http://paginas.fe.up.pt/~ee99137/tese_amplificador_de%20audio_classe_dprovisoria.pdf)> Acessado em 08 de maio de 2014.

[13] GAALAAS, Eric **“Class D Audio Amplifiers: What, Why and How”** Disponibilizado em <[http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/40-06/class\\_d.pdf](http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/40-06/class_d.pdf)> Acessado em 08 de maio de 2014.

[14] GOMES, Evandro; MIRANDA, Reginaldo; GOMES, Ana Paula; OLIVEIRA, Ádamo **“Análise Sistemática de um Conversor Forward a Duas Chaves Simulado em Ambiente SPICE”** Instituto Federal do Maranhão – IFMA. São Luís – MA, 2009. Disponível em <[http://connepi2009.ifpa.edu.br/connepi-anais/artigos/64\\_3545\\_1250.pdf](http://connepi2009.ifpa.edu.br/connepi-anais/artigos/64_3545_1250.pdf)> Acessado em 19 de maio de 2014.

[15] NOVAES, Yales R. de **“Conversor Forward Projeto de Conversores Estáticos”** Material usado na disciplina de ‘Projeto de Conversores Estáticos – PCE’ na Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC. Quinta versão. Joinville, março de 2014.

[16] RODOVALHO, Diógenes S.; SILVA, Fábio V. R. da; COELHO, Ernane A. A. ; FREITAS, Luiz C. de; VIEIRA, João B. **“Class D Power Amplifier used as na Electronic Ballast”** Artigo publicado pelo Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência – NuPEP. Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia – UFU.

[17] THORNTON ELETRÔNICA Ltda **“Catálogo de Ferrite”** Primeira edição, Janeiro de 2008. Disponível em: <[www.thornton.com.br](http://www.thornton.com.br)> Último acesso em 21 de Abril de 2015.

[18] ANSOFT CORPORATION **“Getting Started: A transformer Design Example”** Primeira edição, Setembro 2002. Disponível em: <<http://www.21dianyuan.com/home/download.php?action=download&id=105013>> Último acesso em 21 de Junho de 2015.

[19] FARIA, Cristiano dos S. **“Desenvolvimento de Conversores Estáticos”** Relatório do Estágio Curricular obrigatório do curso de engenharia elétrica, da Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC, realizado e apresentado no primeiro semestre de 2014.

[20] NEW ENGLAND WIRE TECHNOLOGIES **“Litz Wire Theory”** Disponibilizado em <<http://www.newenglandwire.com/products/litz-wire-and-formed-cables/theory>> Último acesso em 05 de Outubro de 2014.

[21] SADIKU, Matthew N. O. **“Elementos de Eletromagnetismo”** Publicado por BOOKMAN COMPANHIA EDITORA em 2012. 5ª edição.

[22] HURLEY, W. G.; WÖLFLE, W. H. **“Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, design and applications”** Publicado em 2013 por John Wiley & Sons Ltd. 1ª edição.

[23] ROBERT, Renê **“Efeito Pelicular”** Desenvolvido no Departamento de Eletricidade da Universidade Federal do Paraná. Publicado na Revista Brasileira de Ensino de Física, vol. 22, no. 2, Junho de 2000.

[24] COSTA, Paulo Moisés A. **“O Efeito Pelicular ou Efeito Skin”** Disponibilizado em:

<[http://www.estgv.ipv.pt/paginaspessoais/paulomoises/Artigos\\_M%C3%A1quinas%5CEfeito%20pelicular%5Cskin.PDF](http://www.estgv.ipv.pt/paginaspessoais/paulomoises/Artigos_M%C3%A1quinas%5CEfeito%20pelicular%5Cskin.PDF)> Último acesso em 9 de Outubro de 2014.

[25] VILLATE, Jaime E. **“Eletricidade, Magnetismo e Circuitos”** Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto. Documentação para Engenharia e Física. Setembro 2013. Versão 3.0.

[26] FISICA.net **“Resistividade Elétrica ( $\rho$ )”** Disponível em: <[http://www.fisica.net/constantes/resistividade-eletrica-\(ro\).php](http://www.fisica.net/constantes/resistividade-eletrica-(ro).php)> Último acesso em 09 de Outubro de 2014.

[27] ANSYS **“About ANSYS, Inc.”** Disponível em <<http://www.ansys.com/About+ANSYS>> Último acesso em 04 de Novembro de 2014.

[28] OLIVEIRA, S. V. G. **“Otimização de Projeto de Fontes de Alimentação Para Centrais de Telecomunicações”**. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2001.

[29] MOHAN, Ned **“Eletrônica de Potência – Curso Introdutório”** University of Minnesota, Minneapolis – EUA. Publicado em 2014 pela LTC – Livros Técnicos e Científicos Editora Ltda.

[30] ALBACH, M.; PATZ, J.; ROBMANITH, H.; EXNER, D.; STADLER, A. **“Optimized Winding = Optimum in Power Efficiency”** Artigo publicado na revista alemã *Electronik Power*, em Abril de 2010.

[31] PAULINO, Marcelo Eduardo de Carvalho **“Avaliação em campo de buchas em transformadores de potência – o fator de dissipação a 60 Hz é suficiente?”** Site O Setor Elétrico. Disponível em: <<http://www.osestoreletrico.com.br/web/colunistas/579-avaliacao-em-campo-de-buchas-em-transformadores-de-potencia-o-fator-de-dissipacao-a-60-hz-e-suficiente-.html>> Último acesso em 02 de Julho de 2015.

## ANEXO A – PLANILHA DE CÁLCULO DO INDUTOR

### Dados iniciais:

$V_{in} := 311V$	$P_{out} := 110W$
$V_{in_{max}} := 330V$	$f_s := 10000Hz$
$V_{in_{min}} := 251V$	$D_{max} := 0.45$
$V_{out} := 70V$	$n := 90\%$
$V_f := 1V$	$k_w := 0.70$
$\Delta I_o := 15\% = 0.15$	$J_c := 450 \frac{A}{cm^2}$
$V_o := 1\%$	$N_p := 30$
$u_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$	$N_s := 21$

$B_{max} := 0.08T$        $B_{max}$  é equivalente a  $\Delta B/2$  (a histerese vai de  $-B_{max}$  até o  $B_{max}$  e varia  $\Delta B$ ).

### Cálculo do Indutor

$$I_o := \frac{P_{out}}{V_{out} \cdot n} = 1.746A$$

$$I_{Lef} := I_o \cdot \sqrt{D_{max} \cdot 2} = 1.656A$$

$$i_{Lmax} := I_o \cdot \left( 1 + \frac{\Delta I_o}{2} \right) = 1.877A$$

$$L_o := \left[ \left( \frac{V_{in}}{2} \cdot \frac{N_s}{N_p} \right) - V_{out} \right] \cdot \frac{D_{max}}{I_o \cdot \Delta I_o \cdot f_s} = 6.675 \times 10^{-4} H$$

$$A_e A_w := \frac{(L_o \cdot i_{Lmax} \cdot I_{Lef})}{k_w \cdot B_{max} \cdot J_c} = 0.824 cm^4$$

**Núcleo tipo E:**       $A_e := 1.81 cm^2$        $l_t := 8.7 cm$        $alt_{car.L} := 28.5 mm - 2 \cdot 1.3 mm = 0.0259 m$

**E-42/15**       $A_w := 1.57 cm^2$        $V_e := 17.1 cm^3$

**$A_e A_w = 1.02 cm^4$**

$$N_{esp} := \frac{(L_o \cdot i_{Lmax})}{B_{max} \cdot A_e} = 86.527$$

$$N_e := 87$$

$$l_g := \frac{\left[ N_e^2 \cdot A_e \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \left( \frac{H}{m} \right) \right]}{L_o} = 2.579 mm$$

$$S_i := \frac{I_o}{J_c} = 3.88 \times 10^{-3} \cdot cm^2$$

Como visto no cálculo do transformador a seguir, a bitola máxima é a 26 AWG.



$$\Delta := \frac{6.608 \text{ cm}}{\sqrt{\frac{f_s}{\text{Hz}}}} = 2.09 \times 10^{-2} \cdot \text{cm}$$

$$S26 := 0.001287 \text{ m}^2$$

$$Siso := 0.00167 \text{ m}^2$$

$$n_i := \frac{Si}{S26} = 3.015 \quad n_{\text{cond}} := 3$$

$$r := \sqrt{\frac{S26}{\pi}} = 2.024 \times 10^{-4} \text{ m} \quad d := r \cdot 2 = 4.048 \times 10^{-4} \text{ m}$$

### Perdas no núcleo:

$$P_{\text{vol}} := 20 \cdot 10^{-1} \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3} \quad \text{Para 112 Gauss a } 23^\circ\text{C.}$$

$$P_{\text{núcleo}} := P_{\text{vol}} \cdot V_e = 0.034 \text{ W}$$

$$B_{\text{max}} \Delta I_o \cdot \frac{I_o}{I_{L\text{max}}} = 111.628 \text{ G}$$

### Resistência CA Efeito SKIN:

$$R_{\text{ac\_Rdc}} := \frac{r^2}{2 \cdot \Delta \cdot r - \Delta^2} = 1.001$$

### Perdas no cobre:

$$\rho := 2.246 \cdot 10^{-6} \text{ cm} \cdot \Omega$$

$$R_{\text{cc}} := \frac{\rho \cdot N_e \cdot l_t}{S26 \cdot n_{\text{cond}}} = 0.44 \Omega$$

$$P_1 := R_{\text{cc}} \cdot I_{L\text{ef}}^2 = 1.208 \text{ W}$$

$$R_{\text{ac}} := R_{\text{ac\_Rdc}} \cdot R_{\text{cc}} = 0.441 \Omega$$

$$P_{\text{cu}} := R_{\text{cc}} \cdot I_{L\text{ef}}^2 + R_{\text{ac}} \cdot \left( \frac{\Delta I_o}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot I_o \right)^2 = 1.212 \text{ W}$$

$$\text{Perdas totais: } P := P_{\text{cu}} + P_{\text{núcleo}} = 1.246 \text{ W}$$

$$\text{Resistência térmica: } R_{\text{th}} := \frac{59.3}{\left( \frac{V_e}{\text{cm}^3} \right)^{0.544}} = 12.66$$

$$\text{Elevação de temperatura: } \Delta T := \frac{(P \cdot R_{\text{th}})}{W} = 15.77$$

$$\text{Possibilidade de execução: } P_{\text{exec}} := \frac{(N_e \cdot n_{\text{cond}} \cdot Siso)}{A_w \cdot k_w} = 0.397$$

## ANEXO B – PLANILHA DE CÁLCULO DO TRANSFORMADOR

### Projeto do transformador do conversor meia ponte.

#### DADOS INICIAIS

Tensão de entrada:

$$V_{in} := 311V \quad V_{in_{max}} := 330V \quad V_{in_{min}} := 251V$$

Tensão de saída:

$$V_{out} := 70V \quad V_{out1} := -35V$$

Potência de saída:

$$P_{out} := 110W$$

Frequência de chaveamento:

$$f_s := 100000Hz$$

Razão cíclica máxima:

$$D_{max} := 0.45$$

Rendimento:

$$\eta := 90\%$$

Fator de ocupação do cobre dentro do carretel:

$$k_w := 0.41$$

Indução magnética:

$$\Delta B := 0.16T$$

Densidade de corrente:

$$J_c := 450 \frac{A}{cm^2}$$

Queda de tensão nos diodos:

$$V_f := 1V$$

Variação na corrente de saída:

$$\Delta I_o := 15\%$$

Variação da tensão de saída:

$$\Delta V_o := 1\%$$

Fator de ocupação isolamento:

$$k_p := 0.41$$

#### ESPECIFICAÇÃO DO TRAFÓ

$$A_e A_w := \frac{P_{out} \cdot \sqrt{2D_{max}}}{2k_p \cdot k_w \cdot J_c \cdot \Delta B \cdot f_s \cdot \eta} = 0.491 \text{ cm}^4$$

#### Dados Núcleo:

Núcleo E-30/14 de ferrite do tipo E.

Material: IP12R

Área da perna central do núcleo:

$$A_e := 1.20 \text{ cm}^2$$

Área da janela do carretel:

$$A_w := 0.85 \text{ cm}^2$$

Volume de ferrite:

$$V_e := 8 \text{ cm}^3$$

Produto das áreas para o núcleo escolhido:

$$A_e A_w_{tab} := A_e \cdot A_w = 1.02 \text{ cm}^4$$

Comprimento magnético:

$$l_e := 6.7 \text{ cm}$$

Comprimento médio de uma espira:

$$l_t := 6.7 \text{ cm}$$

Altura interna da janela do carretel:

$$alt_{car} := 19 \text{ mm} - 2 \cdot 0.9 \text{ mm} = 0.0172 \text{ m}$$

Cálculo do número de espiras do primário:

$$N_{p_{\text{calc}}} := \frac{V_{\text{in}_{\text{min}}} \cdot D_{\text{max}}}{2A_e \cdot \Delta B \cdot f_s} = 29.414 \quad N_p := 30$$

Indutância de magnetização:

$$\begin{aligned} \mu_r &:= 3000 & \mu_0 &:= 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}} \\ L_m &:= \frac{N_p^2 \cdot \mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_e}{l_e} = 6.077 \times 10^{-3} \text{ H} \end{aligned}$$

Cálculo do número de espiras do secundário:

$$N_{s_{\text{calc}}} := 1.1 \cdot \left( \frac{V_{\text{out}} + V_f \cdot D_{\text{max}}}{V_{\text{in}_{\text{min}}} \cdot D_{\text{max}}} \right) \cdot N_p = 20.583 \quad N_s := 21$$

$$\frac{N_p}{N_s} = 1.429$$

Cálculo da corrente eficaz no enrolamento primário:

$$I_{p_{\text{ef}}} := \frac{P_{\text{out}} \cdot \sqrt{2D_{\text{max}}}}{V_{\text{in}_{\text{min}}} \cdot n \cdot D_{\text{max}}} = 1.027 \text{ A}$$

Cálculo da secção de cobre necessária para o primário do trafo:

$$S_p := \frac{I_{p_{\text{ef}}}}{J_c} = 2.281 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$$

Cálculo da corrente eficaz no enrolamento secundário:

$$I_{s_{\text{ef}}} := \frac{P_{\text{out}} \cdot \sqrt{D_{\text{max}}}}{V_{\text{out}}} = 1.054 \text{ A}$$

Cálculo da secção de cobre necessária para o secundário do trafo:

$$S_{s_{\text{ef}}} := \frac{I_{s_{\text{ef}}}}{J_c} = 2.343 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$$

Consideração do efeito pelicular para cálculo de bitola máxima do condutor:

$$\Delta := \frac{6.608 \text{ cm}}{\sqrt{\frac{f_s}{\text{Hz}}}} = 2.09 \times 10^{-2} \cdot \text{cm}$$

Área máxima permitida pelo efeito SKIN:

$$A_{\text{max}} := \pi \cdot \Delta^2 = 1.372 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Bitola máxima: AWG 26}$$

Escolheu-se o fio 26 AWG como a bitola para o primário e para os secundários.

$$S26 := 0.001287 \text{ cm}^2$$

Raio do cobre:

$$r := \sqrt{\frac{S26}{\pi}} = 2.024 \times 10^{-4} \text{ m}$$

Diâmetro do cobre 26 AWG:

$$d := 2 \cdot r = 0.04 \text{ cm}$$

Área de cobre com isolamento:

$$S26_{\text{ISO}} := 0.00167 \text{ cm}^2$$

Número de condutores em paralelo para primário:

$$n_{p \text{ calc}} := \frac{S_p}{S26} = 1.773 \quad n_p := 2$$

Número de condutores em paralelo para secundário:

$$n_{\text{sec calc}} := \frac{S_{\text{sec}}}{S26} = 1.82 \quad n_{\text{sec}} := 2$$

**Perdas:**

**Cálculo da resistência CC:**

$$\rho := 2.246 \cdot 10^{-6} \text{ cm} \cdot \Omega \quad 100^\circ\text{C}$$

$$l_t = 0.067 \text{ m}$$

$$R_{cc_p} := \frac{\rho \cdot N_p \cdot l_t}{S26 \cdot n_p} = 0.175 \Omega$$

$$R_{cc_{\text{sec}}} := \frac{\rho \cdot N_s \cdot l_t}{S26 \cdot n_{\text{sec}}} = 0.123 \Omega$$

**Resistência efeito Skin:**

$$R_{ca_p} := R_{cc_p} \cdot \left( \frac{r^2}{2 \cdot \Delta \cdot r - \Delta^2} \right) = 0.176 \Omega$$

$$R_{ca_{\text{sec}}} := R_{cc_{\text{sec}}} \cdot \left( \frac{r^2}{2 \cdot \Delta \cdot r - \Delta^2} \right) = 0.123 \Omega$$

**Perdas nos enrolamentos por efeito Joule:**

$$P_{cu} := (R_{ca_p}) \cdot I_{p_{\text{ef}}}^2 + (R_{ca_{\text{sec}}}) \cdot I_{s_{\text{ef}}}^2 = 0.322 \text{ W}$$

**Perdas no núcleo:**

$$P_{\text{vol}} := 30 \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3} \quad \text{Para } 1600 \text{ Gauss } (0,16\text{T}) \text{ a } 100^\circ\text{C}.$$

$$P_{\text{núcleo}} := P_{\text{vol}} \cdot V_e = 0.24 \text{ W}$$

**Perdas totais:**

$$P_{\text{tot}} := P_{\text{núcleo}} + P_{cu} = 0.562 \text{ W}$$

**Cálculo da resistência térmica:**

$$R_{th} := \frac{59.3}{\left(\frac{V_e}{\text{cm}^3}\right)^{0.544}} = 19.13 \quad ^\circ\text{C/W}$$

**Cálculo da elevação de temperatura com base na resistência térmica:**

$$\Delta T_r := \frac{P_{tot} \cdot R_{th}}{W} = 10.74 \quad ^\circ\text{C}$$

**Cálculo da possibilidade de execução:**

$$P_{exec} := \frac{S26_{iso} \cdot N_p \cdot n_p + 2 \cdot S26_{iso} \cdot N_s \cdot n_{sec}}{A_w \cdot k_w} = 0.708$$

Conclui-se que o projeto do transformador pode ser executado, porquanto  $P_{exec} < 1,0$ .