

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Marcelo Weber Contri

**ENGENHARIA ASSISTIDA POR COMPUTADOR APLICADA AO
DESENVOLVIMENTO DE CONVERSORES ESTÁTICOS COM
ÊNFASE EM ELEMENTOS MAGNÉTICOS**

Santa Maria, RS
2021

Marcelo Weber Contri

**ENGENHARIA ASSISTIDA POR COMPUTADOR APLICADA AO
DESENVOLVIMENTO DE CONVERSORES ESTÁTICOS COM ÊNFASE EM
ELEMENTOS MAGNÉTICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Engenheiro Eletricista**. Defesa realizada por videoconferência.

ORIENTADOR: Prof. Vitor Cristiano Bender

Santa Maria, RS
2021

©2021

Todos os direitos autorais reservados a Marcelo Weber Conti. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

End. Eletr.: weberkatze@gmail.com

Marcelo Weber Contri

**ENGENHARIA ASSISTIDA POR COMPUTADOR APLICADA AO
DESENVOLVIMENTO DE CONVERSORES ESTÁTICOS COM ÊNFASE EM
ELEMENTOS MAGNÉTICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Engenheiro Eletricista**.

Aprovado em 25 de agosto de 2021:

Vitor Cristiano Bender, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)

Rafael Concatto Beltrame, Dr. (UFSM) (videoconferência)

Tális Piovesan, Dr. (UFSM) (videoconferência)

Santa Maria, RS
2021

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, à Deus pela minha vida e por ter me dado saúde e força para superar as dificuldades.

Aos meus pais, Patricia Izaura Weber e Marcelo Cristiano Contri, que estiveram ao meu lado nas horas mais difíceis e felizes da minha vida, pelo amor, carinho e esforços empregados para que eu concluísse mais esta etapa em minha vida.

Ao meu orientador, Vitor Cristiano Bender, pela dedicação, compreensão e amizade desenvolvida ao longo desses dois anos.

Aos meus amigos que, direta ou indiretamente, fizeram parte de minha formação, o meu muito obrigado.

*When you make the finding yourself— even
if you're the last person on Earth to see the
light — you'll never forget it.*

(Carl Sagan)

RESUMO

ENGENHARIA ASSISTIDA POR COMPUTADOR APLICADA AO DESENVOLVIMENTO DE CONVERSORES ESTÁTICOS COM ÊNFASE EM ELEMENTOS MAGNÉTICOS

AUTOR: Marcelo Weber Contri

ORIENTADOR: Vitor Cristiano Bender

A análise de dispositivos magnéticos requer o conhecimento dos campos eletromagnéticos no interior e na região ao entorno do elemento. As equações de Maxwell possibilitam uma análise temporal e espacial dos campos eletromagnéticos. Normalmente, as soluções destas equações por métodos analíticos clássicos são extensas e trabalhosas devido à complexidade na geometria dos dispositivos ou não linearidade dos materiais. A análise por elementos finitos (FEA), empregada na engenharia assistida por computador (CAE), é um procedimento numérico que viabiliza soluções aproximadas de problemas de valores de contorno de equações diferenciais. Nesse método, a região do espaço que delimita o problema é subdividida em um número finito de elementos geométricos, denominados elementos finitos, onde as equações dos elementos aproximam localmente as equações diferenciais parciais originais mais complexas. A conexão desses elementos resulta em um conjunto de equações algébricas que pode ser resolvido numericamente por meio de métodos de otimização e de algoritmos matriciais. Assim, por meio de simulação, tem-se o vislumbre dos modelos reais, sem a necessidade da construção de protótipos. Este trabalho contemplará os passos envolvidos na concepção de um conversor CA / CC integrado com estágio de correção do fator de potência. Será abordada uma estrutura de projeto para o conversor e seus elementos magnéticos, validada por ferramentas de CAE desenvolvidas na plataforma de simulações Ansys Maxwell[®].

Palavras-chave: Análise por Elementos Finitos. Conversores Integrados. Engenharia Assistida por computador. CAE. FEA.

ABSTRACT

COMPUTER-AIDED ENGINEERING APPLIED TO STATIC CONVERTERS DEVELOPMENT WITH EMPHASIS ON MAGNETIC ELEMENTS

AUTHOR: Marcelo Weber Contri

ADVISOR: Vitor Cristiano Bender

The analysis of magnetic devices requires knowledge of electromagnetic fields inside and around of the element. The Maxwell's equations enable a temporal and spatial analysis of electromagnetic fields. Typically, the solutions to these equations by classical analytical methods are extensive and laborious due to the complexity in the device's geometry or the non-linearity of the materials. Finite element analysis (FEA), used in computer-aided engineering (CAE), is a numerical procedure that makes possible approximate solutions of boundary value problems of differential equations. In this method, the region of space that delimits the problem is subdivided into a finite number of geometric elements, called finite elements, where the equations of the elements locally approximate the more complex original partial differential equations. The connection of these elements results in a set of algebraic equations that can be solved numerically by means of optimization methods and matrix algorithms. Thus, by the simulation, is possible to predict the real behavior, without the need to build prototypes. This work will contemplate the steps involved in the design of an integrated AC/DC converter with power factor correction stage. A project structure for the converter and its magnetic elements will be addressed, validated by CAE tools developed on Ansys Maxwell[®] simulation platform.

Keywords: Finite Element Analysis. Integrated Converters. Computer-aided engineering. CAE. FEA.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Tipos de conexões e suas respectivas integrações	13
Figura 2.2 – Conversores Buck-Boost e Forward conectados em cascata	15
Figura 2.3 – Conversor Buck-Boost - Forward Integrado	16
Figura 2.4 – Conversor Buck-Boost - Forward — Etapa A	17
Figura 2.5 – Conversor Buck-Boost - Forward — Etapa B_1	18
Figura 2.6 – Conversor Buck-Boost - Forward — Etapa B_2	18
Figura 2.7 – Conversor Buck-Boost - Forward — Etapa C	19
Figura 2.8 – Conversor Buck-Boost - Forward — Formas de onda de tensão e corrente ..	20
Figura 2.9 – Corrente de entrada do estágio Buck-Boost PFC	21
Figura 2.10 – Forma de onda da corrente através de D_1	23
Figura 2.11 – Filtro de entrada	25
Figura 2.12 – Espectro de frequência do filtro LC em função da frequência normalizada .	26
Figura 3.1 – Definição da área de janela (W_a) e da seção transversal (A_c) para um núcleo EI	29
Figura 4.1 – Modelo de circuito equivalente do OLED	37
Figura 4.2 – Dimensões - OLED LG Chem N6SD30C	38
Figura 4.3 – Máxima duty-cycle	39
Figura 4.4 – Diagrama de Bode para o filtro de entrada projetado	41
Figura 4.5 – Curva B-H para ferrite - Material R	42
Figura 4.6 – Dimensões - Núcleo E	42
Figura 4.7 – Modelo CAD do indutor L_o	44
Figura 4.8 – Modelos CAD (a) indutor L_f , (b) indutor L_i , (c) indutor L_o e (d) transformador	45
Figura 4.9 – Comparativo entre as malhas geradas para o modelo de enrolamento completo (esquerda) e simplificado (direita) no indutor L_o	45
Figura 5.1 – Simulação paramétrica do <i>air gap</i> do indutor L_o	47
Figura 5.2 – Circuito do conversor BBF construído no Maxwell Circuit	48
Figura 5.3 – Corrente no indutor L_i (baixa frequência)	49
Figura 5.4 – Corrente no indutor L_i (alta frequência)	49
Figura 5.5 – Corrente no indutor L_o (alta frequência)	50
Figura 5.6 – Tensão e corrente na entrada da rede elétrica	50
Figura 5.7 – Corrente no indutor L_f	51
Figura 5.8 – Tensão e corrente na carga de OLEDs	51
Figura 5.9 – Distribuição da densidade de fluxo pelos núcleos magnéticos na condição de máxima corrente. (a) indutor L_f , (b) indutor L_i , (c) indutor L_o e (d) transformador	52
Figura 5.10 – Influência da frequência sob a resistência e indutância do indutor L_o	53
Figura 5.11 – Efeitos <i>skin</i> e de proximidade para o indutor L_o	53
Figura 5.12 – Perdas no núcleo para o indutor L_i	54
Figura 5.13 – Perdas no núcleo para o indutor L_o	55
Figura 5.14 – Perdas no núcleo para o transformador	55
Figura 5.15 – Somatório das perdas ôhmicas dos enrolamentos	56

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Limites do conteúdo harmônico para equipamentos de iluminação segundo a norma IEC 61000-3-2	15
Tabela 3.1 – Coeficientes da equação de perdas magnéticas para núcleo de Ferrite.....	33
Tabela 4.1 – Características ópticas e elétricas - OLED LG Chem N6SD30C	37
Tabela 4.2 – Especificações de projeto	39
Tabela 4.3 – Lista dos componentes do conversor BBF	41
Tabela 4.4 – Especificações dos núcleos E	43
Tabela 4.5 – Resumo do projeto dos componentes magnéticos.....	43
Tabela 5.1 – Comparativo dos <i>air gaps</i> projetado vs. otimizado	47
Tabela 5.2 – Comparativo entre os resultados obtidos.....	57

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>BBF</i>	Buck-Boost - Forward
<i>CAD</i>	Desenho Auxiliado por Computador
<i>CAE</i>	Engenharia Assistida por Computador
<i>CCM</i>	Modo de Condução Contínua
<i>CFD</i>	Fluidodinâmica Computacional
<i>DCM</i>	Modo de Condução Descontínua
<i>EMI</i>	Interferência Eletromagnética
<i>FEA</i>	Análise por Elementos Finitos
<i>FP</i>	Fator de Potência
<i>IEC</i>	International Electrotechnical Commission
<i>IES</i>	Iluminação de Estado Sólido
<i>LEDs</i>	Diodos Emissores de Luz
<i>MEF</i>	Método de Elementos Finitos
<i>MPL</i>	Comprimento do Caminho Médio do Núcleo
<i>OLEDs</i>	Diodos Orgânicos Emissores de Luz
<i>PFC</i>	Correção do Fator de Potência
<i>THD</i>	Distorção Harmônica Total

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	OBJETIVOS	12
1.1.1	Objetivos Gerais	12
1.1.2	Objetivos Específicos	12
1.1.3	Organização do Texto	12
2	INTEGRAÇÃO DE CONVERSORES ESTÁTICOS	13
2.1	CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA (PFC)	14
2.2	INTEGRAÇÃO ENTRE OS CONVERSORES BUCK-BOOST E FORWARD	15
2.2.1	Etapas de Operação	16
2.3	ESTRUTURA DE PROJETO PARA O CONVERSOR BBF	21
2.3.1	Elementos Reativos	22
2.3.2	Terceiro Enrolamento	24
2.3.3	Atenuador de Conteúdo Harmônico	25
3	DIMENSIONAMENTO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS	27
3.1	MATERIAIS FERROMAGNÉTICOS	27
3.2	INDUTORES	28
3.2.1	Especificação do Núcleo Ferromagnético	28
3.2.2	Enrolamentos	29
3.2.3	Entreferro	29
3.2.4	Condutor	30
3.3	TRANSFORMADOR	30
3.3.1	Especificação do Núcleo Ferromagnético	30
3.3.2	Enrolamentos	31
3.3.3	Condutores	31
3.4	PERDAS NOS ENROLAMENTOS	31
3.5	PERDAS NO NÚCLEO	33
3.6	PERDAS TOTAIS	34
4	ENGENHARIA ASSISTIDA POR COMPUTADOR	35
4.1	ESTUDO DE CASO	36
4.1.1	Diodos Orgânicos Emissores de Luz	36
4.1.2	Protótipo Aplicado à Iluminação	37
4.1.3	Modelagem dos Componentes Magnéticos	43
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	46
5.1	ANÁLISE PARAMÉTRICA	46
5.2	ANÁLISE DO CIRCUITO ELÉTRICO	48
5.3	ANÁLISE DO NÚCLEO	51
5.4	ANÁLISE EM FREQUÊNCIA	52
5.5	ANÁLISE DE PERDAS	54
6	CONCLUSÃO	58
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	59
	ANEXO A – PROPRIEDADES MAGNÉTICAS PARA DIFERENTES TIPOS DE FERRITE	61

1 INTRODUÇÃO

Com a eletrônica de potência agregada às mais diversas áreas da engenharia em virtude do desenvolvimento de materiais semicondutores capazes de manipular potências da ordem de centenas de megawatts, o processamento eletrônico da energia passou a integrar uma infinidade de equipamentos eletroeletrônicos. Para a engenharia eletrônica, os avanços no campo teórico, seja em ferramentas de análise e de simulação, ou no campo prático, tem propiciado melhores formas de representação da realidade por meio de modelos matemáticos mais simples e com resultados fiéis aos experimentais.

Protótipos de alta fidelidade buscam representar ao máximo a experiência oferecida pelo equipamento final. *Softwares* desenvolvidos para apoiar a fase de prototipação são amplamente usados na análise de desempenho dos componentes. Os sistemas de CAE englobam a simulação, validação e otimização de produtos e ferramentas de fabricação auxiliando nas tomadas de decisões.

Problemas envolvendo a variação de campos eletromagnéticos são comuns em diversos dispositivos, como é o caso de capacitores, indutores, ímãs, entre outros. O comportamento de dispositivos depende da distribuição dos campos em seu interior. A concepção de um modelo para análise deve considerar os aspectos magnéticos, elétricos e mecânicos dos dispositivos. Estes aspectos estão inter-relacionados devido à interdependência dos fenômenos físicos. O funcionamento dos dispositivos eletromagnéticos é fortemente influenciado pelos circuitos elétricos que os excitam, sendo necessário efetuar a simulação simultânea do circuito de alimentação e do dispositivo.

Desta maneira, ampliando-se as possibilidades de modelagem computacional, contribui-se para a evolução da engenharia na medida que a redução de custos pode ser atingida por meio da implementação em *software*, visando aumentar a eficiência dos circuitos eletrônicos com o aprimoramento dos projetos. Este trabalho busca projetar e validar um conversor Buck-Boost—Forward no acionamento de uma carga de OLEDs. Com o suporte de ferramentas de CAE para a avaliação dos dispositivos magnéticos do conversor, serão exploradas a parametrização do entreferro, para regulação da indutância; a análise do circuito eletrônico e das principais formas de onda de tensão e corrente nos elementos do conversor; a inspeção das densidades de fluxo no interior dos componentes magnéticos e, por fim, a análise das perdas para a estimativa da eficiência do sistema.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Objetivos Gerais

Conceber uma estrutura de projeto para conversores CA/CC com correção de fator de potência para análise magnética via Método de Elementos Finitos (MEF).

1.1.2 Objetivos Específicos

- Apresentar uma estrutura de projeto para um conversor Buck-Boost integrado ao conversor Forward para a correção do fator de potência;
- Estudar as características construtivas de dispositivos magnéticos;
- Descrever e analisar uma metodologia de dimensionamento para indutores e transformadores monofásicos em alta frequência;
- Simular via CAE os indutores e transformadores conforme metodologia proposta;
- Apresentar resultados e confrontá-los com os resultados estimados no pré-projeto.

1.1.3 Organização do Texto

Este trabalho, inicialmente, abordará uma rápida revisão sobre a integração de conversores estáticos. Posteriormente, será discutido a integração dos conversores Buck-Boost e Forward e avaliada uma estrutura de projeto para o circuito resultante. O capítulo 3 reunirá o projeto de indutores e transformadores junto do cálculo de perdas e consequente elevação de temperatura dos dispositivos magnéticos. Ferramentas de engenharia assistida por computador aplicadas à análise dos componentes magnéticos do conversor serão introduzidas no capítulo 4, junto de um estudo de caso envolvendo o acionamento de uma carga de OLEDs e da modelagem e simulação do comportamento dos elementos magnéticos do conversor durante o seu funcionamento. Finalmente, os resultados dos projetos realizados serão expostos e avaliados no capítulo 5 e as conclusões no capítulo 6.

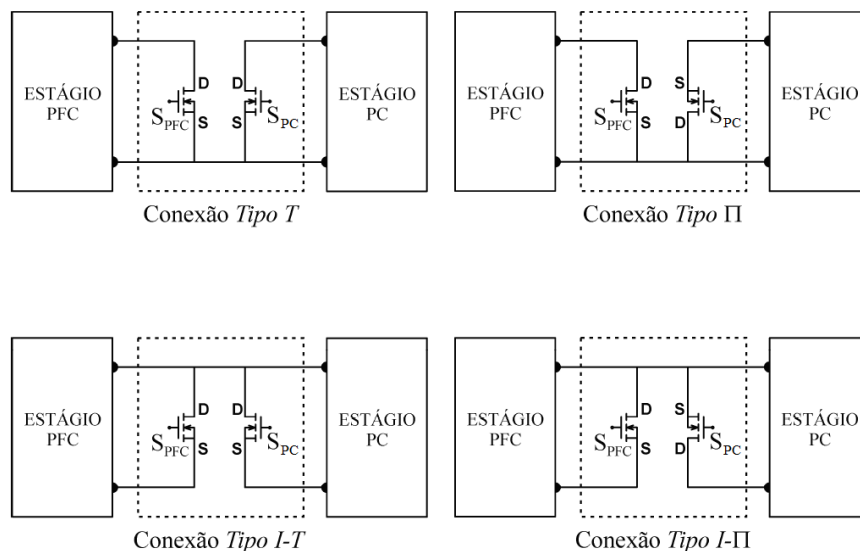
2 INTEGRAÇÃO DE CONVERSORES ESTÁTICOS

Conversores conectados diretamente à rede elétrica geralmente apresentam um estágio para correção do fator de potência (PFC) e outro estágio para o controle da potência (PC). Nestes estágios, são empregados conversores CC/CC operando em alta frequência. A integração destes estágios permite a redução dos custos e o aumento da confiabilidade do equipamento através da redução do número de interruptores ativos empregados (PINTO, 2012).

Dois conversores CC/CC podem ser integrados se seus interruptores controlados possuírem pelo menos um ponto em comum e estes trabalharem na mesma frequência e duty-cycle. Quando dois conversores CC/CC são conectados em cascata, quatro tipos de ligações entre os interruptores podem ser realizadas: tipo T, tipo I-T, tipo π e tipo I- π (WU; CHEN, 1998).

Quando os interruptores controlados dos dois conversores conectados em cascata compartilham os terminais de *Source*, tem-se uma conexão do tipo T. Inversamente, a conexão do tipo I-T ocorre quando o ponto em comum são os *Drains*. Para a conexão do tipo π , o ponto em comum é o *Source* do interruptor do primeiro estágio e o *Drain* do segundo. Da mesma maneira, na conexão do tipo I- π , é realizada a ligação do *Drain* do interruptor do primeiro conversor com o *Source* do estágio subsequente (MARCHESAN, 2007). Os quatro tipos de conexões possíveis são apresentados na Figura 2.1.

Figura 2.1 – Tipos de conexões e suas respectivas integrações



Fonte: Adaptado de (MARCHESAN, 2007)

Nas conexões resultantes do Tipo T e I-T, a corrente no interruptor compartilhado equivale à soma das correntes dos dois estágios, isto é, a característica de sobrecorrente. De forma análoga, nas conexões resultantes do Tipo π e I- π , o interruptor compartilhado apresentará a característica de sobretensão (PINTO, 2012).

2.1 CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA (PFC)

O aumento de cargas não lineares nas instalações elétricas exigiu a imposição de limites quanto aos níveis de fator de potência (FP) e distorção harmônica total (THD) da corrente dos dispositivos eletrônicos conectados às redes de distribuição. Os circuitos que suprem estas cargas apresentam alta taxa de distorção harmônica devido ao chaveamento da corrente de entrada pela comutação dos interruptores ou por circuitos de retificação (KIRSTEN, 2011; COSTA, 2004). A norma IEC 61000-3-2 busca limitar as harmônicas de corrente injetadas na rede de elétrica. A norma dirige-se a equipamentos elétricos e eletrônicos que possuem corrente de entrada de até 16 A por fase (POMILIO, 2004).

O Fator de Potência é definido como a relação entre a potência ativa e a potência aparente (ANEEL, 2000). Cargas lineares, alimentadas diretamente da rede elétrica, onde tanto a corrente como a tensão são puramente senoidais, a THD é nula e o fator de potência pode ser calculado pelo cosseno do ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente. A principal causa de um baixo FP e alto conteúdo harmônico da corrente de entrada é a utilização de uma ponte retificadora seguida de filtro capacitivo para a obtenção de uma fonte de tensão contínua a partir da rede alternada (PINTO, 2010).

O controle das componentes harmônica injetadas na rede possui duas soluções distintas. As soluções passivas que têm como principais vantagens a robustez e o baixo custo, todavia, como o filtro deve ser condicionado à uma frequência muito baixa, os elementos reativos tornam-se volumosos. Em contra partida, para reduzir o tamanho dos circuitos de PFC, conversores CC/CC operando em alta frequência e em modo de condução descontínua (DCM) configuram um método ativo de correção do fator de potência (PINTO, 2012; COSTA, 2004).

Os conversores mais utilizados para a correção do fator de potência são: Boost, Flyback e Buck-Boost, geralmente operando em DCM. Estes conversores utilizam altas frequências de chaveamento que produzem uma distorção harmônica na corrente de entrada, o que reduz o fator de potência. Estes conversores não dispensam a necessidade de um filtro de entrada, cujo objetivo minimiza as harmônicas geradas pela comutação sem interferir no comportamento da frequência da rede elétrica, corrigindo assim o FP (BISOGNO, 2001).

O estágio de correção do fator de potência é necessário para garantir que se atendam as regulamentações da norma IEC 61000-3-2, Tabela 2.1, e o PRODIST Módulo 8 quanto às limitações das harmônicas de corrente injetadas na rede de energia elétrica.

Tabela 2.1 – Limites do conteúdo harmônico para equipamentos de iluminação segundo a norma IEC 61000-3-2

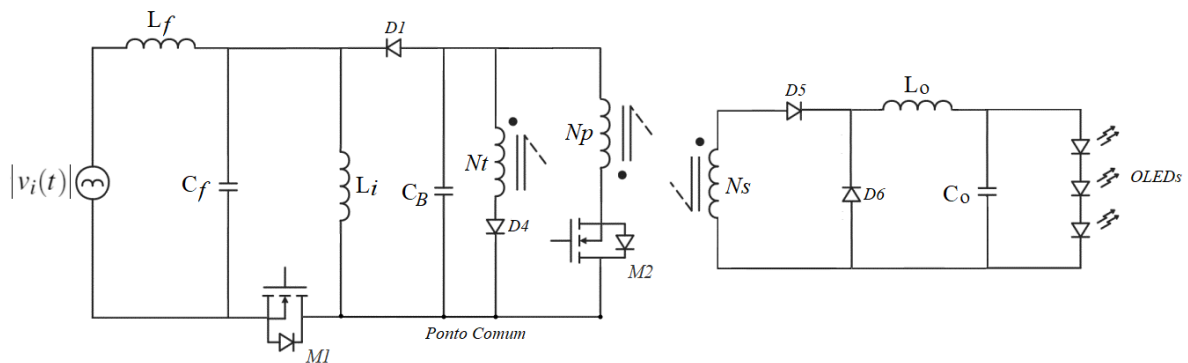
Potência do Equipamento	Superior a 25 W	Inferior a 25 W
Ordem da Harmônica (n)	Máximo Permitido (%)	Máximo Permitido (mA/W)
2	2	–
3	$30 \times FP$	3,4
5	10	1,9
7	7	1,0
9	5	0,5
11	3	0,35
$13 \leq n \leq 39$ (somente ímpares)	3	$3,85/n$

Fonte: (IEC 61000-3-2, 2005).

2.2 INTEGRAÇÃO ENTRE OS CONVERSORES BUCK-BOOST E FORWARD

A Figura 2.2 mostra a conexão em cascata dos conversores Buck-Boost e Forward aplicados ao acionamentos de uma carga de OLEDs através da rede elétrica. O conversor Buck-Boost opera em modo de condução descontínuo (DCM), para a correção do fator de potência, e o conversor Forward em modo de condução contínuo (CCM), no estágio de controle de potência da carga.

Figura 2.2 – Conversores Buck-Boost e Forward conectados em cascata



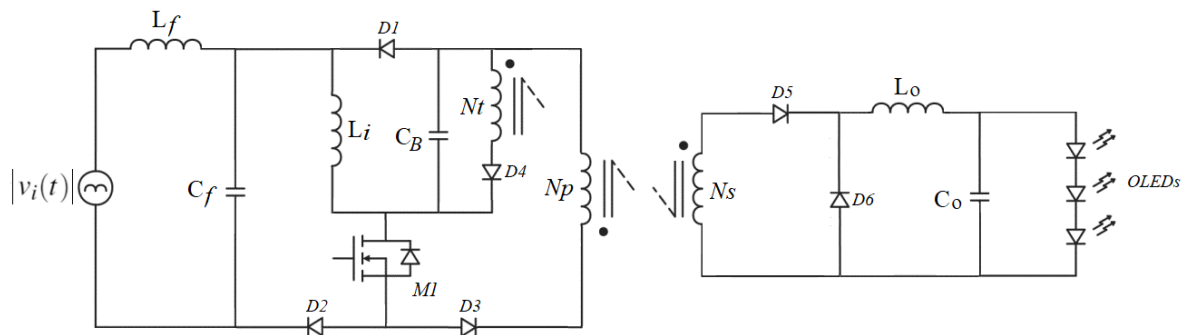
Fonte: Autor

A escolha do conversor Buck-Boost deve-se a sua capacidade de emular uma resistência constante quando operando na correção do fator de potência. Tal característica favorece o projeto do filtro de harmônicas na entrada. Já o conversor Forward torna-se atraente a medida que

proporciona a isolação galvânica entre a rede e a carga, além de ser de fácil controlabilidade pela sua semelhança ao conversor Buck.

Através do método *Graphic Scheme* desenvolvido por WU e CHEN (1998) identifica-se o ponto comum entre os dois interruptores, como indicado na Figura 2.2. Neste caso, a conexão do tipo I-T é observada, isto é, os interruptores apresentam seus *Drains* conectados a um mesmo ponto do circuito. A Figura 2.3 contém o resultado da integração dos dois conversores, sendo verificada a característica de sobrecorrente no interruptor compartilhado.

Figura 2.3 – Conversor Buck-Boost - Forward Integrado



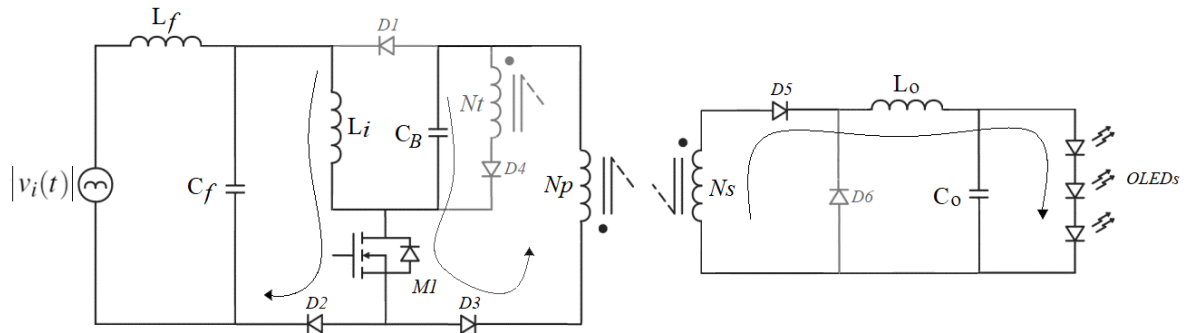
Fonte: Autor

2.2.1 Etapas de Operação

A construção do conversor proposto — Buck-Boost - Forward (BBF) — visa alcançar uma entrada com fator de potência próximo da unidade e uma corrente com baixa ondulação sob a carga de OLEDs. Sua operação leva em consideração três momentos distintos avaliados a partir da corrente do indutor de entrada L_i .

Inicialmente, no intervalo $0 \leq t \leq DT_S$, com D sendo a duty-cycle e T_S o período de comutação do interruptor, observa-se o fechamento da chave M_1 e a magnetização da indutância L_i pela tensão da rede pelo diodo D_2 . Simultaneamente, a capacitância C_B fornece energia ao indutor de saída L_o e aos OLEDs através do enrolamento primário do transformador. A Figura 2.4 evidencia os elementos em condução neste instante.

Figura 2.4 – Conversor Buck-Boost - Forward — Etapa A



Fonte: Autor

Nessa etapa, exige-se que os diodo D_1 , D_4 e D_6 sejam capazes de suportar tensões de polarização reversas V_{D_1} , V_{D_4} e V_{D_6} , respectivamente, dadas por:

$$V_{D_1} = -V_i(t) - V_B \quad (2.1)$$

$$V_{D_4} = -V_B \left(1 + \frac{N_t}{N_p} \right) \quad (2.2)$$

$$V_{D_6} = -V_B \frac{N_s}{N_p} \quad (2.3)$$

Onde V_B é a tensão CC de barramento, N_p é o número de espiras do enrolamento primário e N_s o número de espiras do enrolamento secundário.

Em um segundo momento, para o intervalo $DT_S \leq t \leq DT_S + t_1$, o interruptor M_1 abre, recarregando o capacitor de barramento C_B com a energia do indutor L_i . Concomitantemente, a alimentação dos OLEDs é realizada pela descarga da energia armazenada no indutor L_o no estágio anterior. O transformador empregado no conversor Forward, apresenta uma indutância de magnetização cuja energia armazenada é devolvida ao capacitor de barramento pelo terceiro enrolamento.

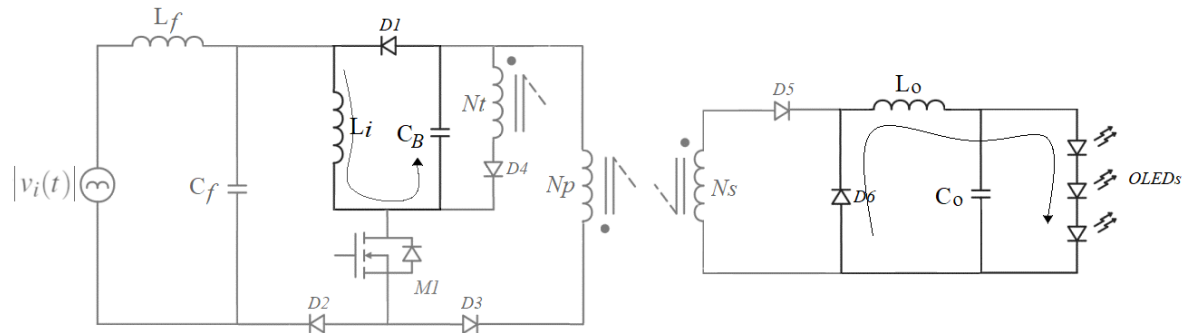
É interessante notar que, dependendo dos valores das indutâncias de entrada e magnetização e da relação de espiras entre os enrolamentos primário e terciário, esta etapa se encerra no momento em que a primeira indutância se desmagnetizar.

Para o caso em que a corrente da indutância de magnetização L_m atinge zero antes que a corrente da indutância L_i , esta etapa se encerra em $t = t_1$ dado por:

$$t_1 = \frac{V_i(t)}{V_B} DT_S \quad (2.4)$$

A Figura 2.5 demonstra este processo.

Figura 2.5 – Conversor Buck-Boost - Forward — Etapa B_1



Fonte: Autor

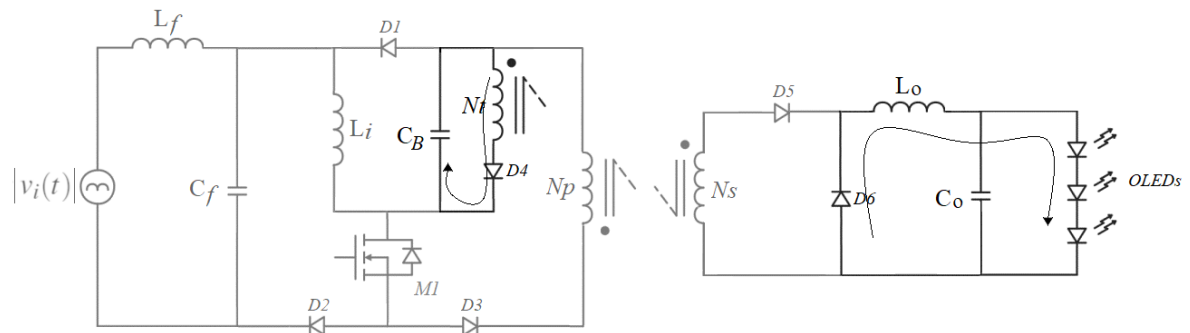
A segunda possibilidade é a corrente de L_i atinja zero primeiro, portanto, a etapa termina com $t = t_1$, dado por:

$$t_1 = DT_S \left(\frac{N_t}{N_p} \right) \quad (2.5)$$

Em que N_t representa o número de espiras do enrolamento terciário.

A Figura 2.6 apresenta este momento.

Figura 2.6 – Conversor Buck-Boost - Forward — Etapa B_2



Fonte: Autor

A escolha da chave M_1 deve considerar a exigência de uma tensão de bloqueio V_{M_1} definida por:

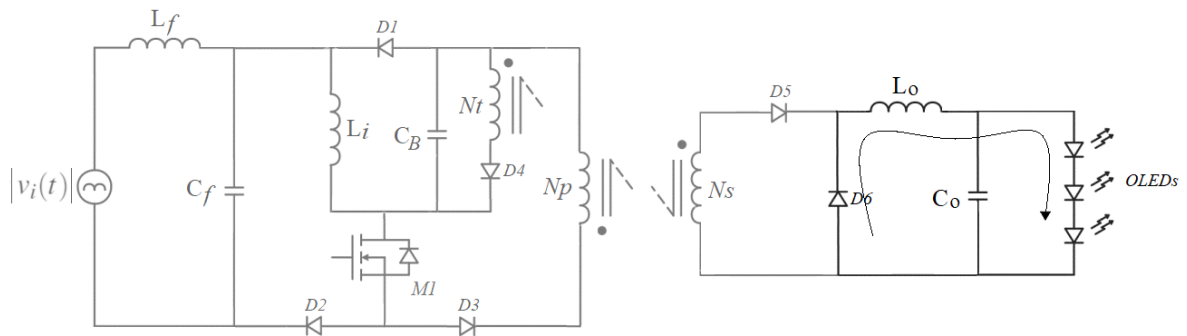
$$V_{M_1} = V_B \left(1 + \frac{N_p}{N_t} \right) \quad (2.6)$$

A última etapa de condução transcorre no período $DT_S + t_1 \leq t \leq T_S$. Portanto, o interruptor permanece fechado e a corrente no indutor L_i se mantém nula. Como o indutor de saída

opera em CCM, este ainda alimenta a carga com a energia armazenada no primeiro intervalo, enquanto o interruptor estava fechado. A chave M_1 também deve continuar a bloquear a tensão definida por (2.6).

A Figura 2.7 explicita os elementos em condução neste instante.

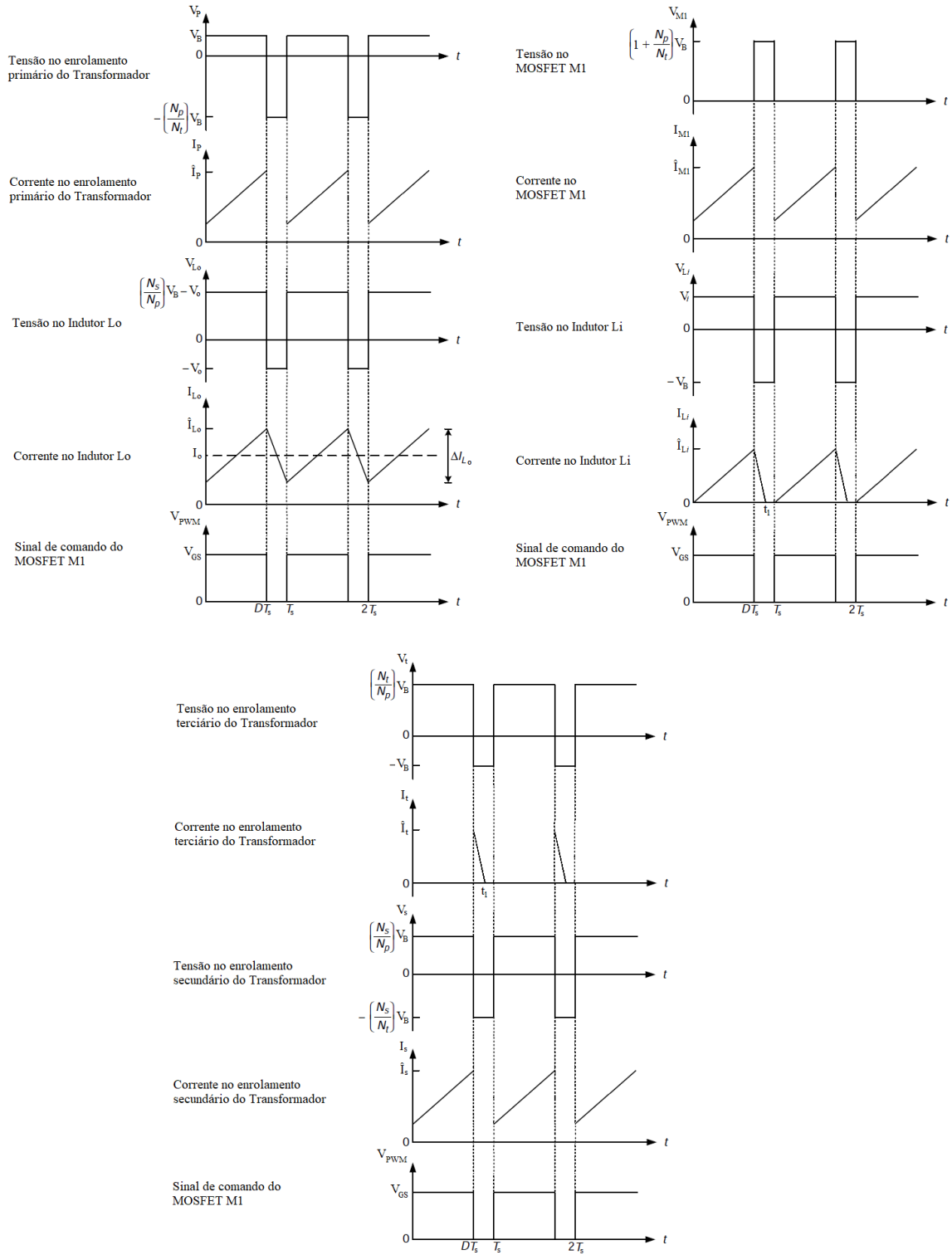
Figura 2.7 – Conversor Buck-Boost - Forward — Etapa C



Fonte: Autor

As formas de onda de corrente e tensão dos principais elementos do conversor são demonstradas na Figura 2.8.

Figura 2.8 – Conversor Buck-Boost - Forward — Formas de onda de tensão e corrente



Fonte: Autor

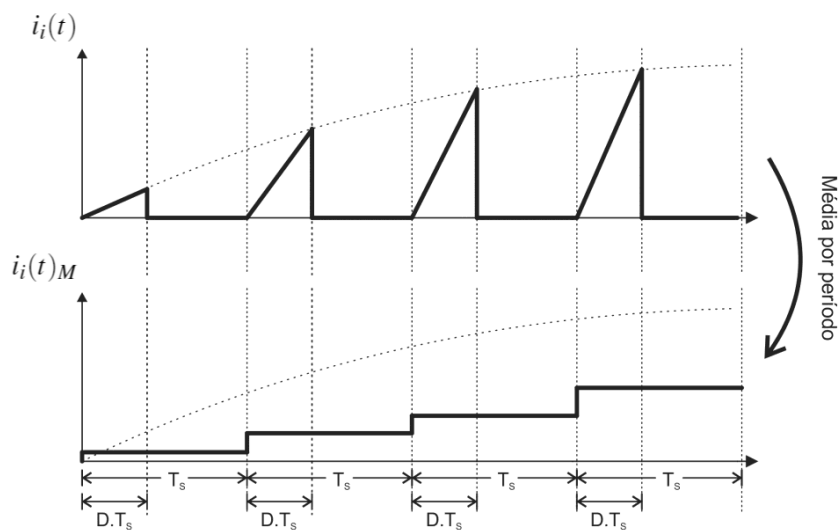
2.3 ESTRUTURA DE PROJETO PARA O CONVERSOR BBF

Para a tensão de alimentação da rede, assumiu-se uma forma de onda sinusoidal dada por $v_i(t) = V_i \text{sen } \omega_L t$. Neste caso, a corrente de entrada $i_i(t)$ corresponde à corrente através do indutância L_i durante o intervalo de tempo $0 \leq t \leq DT_s$. Esta corrente é modulada pela tensão retificada da rede, conforme exemplificado na Figura 2.9. Assim, o valor médio da corrente, calculada a cada intervalo de comutação, tem a mesma frequência e fase da tensão da rede, sendo estimada por (ALONSO et al., 2012):

$$i_i(t)_M = \frac{D^2 V_i}{2L_i f_S} \text{sen } \omega_L t \quad (2.7)$$

Onde V_i é a tensão de pico da rede elétrica, f_S é a frequência de comutação do transistor e ω_L é a frequência angular da rede. A corrente média instantânea na entrada do conversor tem a forma de onda sinusoidal com fator de potência próximo da unidade, uma vez filtrada por um atenuador de conteúdo harmônico.

Figura 2.9 – Corrente de entrada do estágio Buck-Boost PFC



Fonte: Adaptado de (KIRSTEN, 2011)

A potência média de entrada do conversor P_i é estimada por:

$$P_i = \frac{D^2 V_i^2}{4L_i f_S} \quad (2.8)$$

A tensão de saída V_o pode ser determinada pela relação entre as potências de entrada e saída. A potência de saída é obtida da seguinte forma:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R} \quad (2.9)$$

Com R sendo a resistência estática equivalente da carga de OLEDs, definida pela razão entre os valores CC de tensão e corrente para cada ponto operacional.

Uma vez que os componentes do conversor são considerados ideais, isto é, assumindo 100% de eficiência, chega-se à relação para a tensão de saída (2.10) ao igualar-se (2.8) e (2.9) (ALONSO et al., 2012).

$$V_o = \frac{DV_i}{2\sqrt{k}} \quad (2.10)$$

Em que k é um fator adimensional definido por:

$$k = \frac{f_S L_i}{R} \quad (2.11)$$

Embora o modelo de circuito equivalente desenvolvido por Bender (2015) para descrever o comportamento dos OLEDs seja mais preciso, inicialmente, é possível simplificar a análise a partir de um modelo composto unicamente por uma fonte de tensão e uma resistência.

$$R = \frac{V_o}{I_o} = \frac{V_{Load}}{I_o} + R_{Load} \quad (2.12)$$

Deve-se notar que o estágio de entrada deve operar em DCM sob qualquer carga e condições de tensão da rede de modo a garantir um alto FP na entrada. Neste caso, a duty-cycle limite pode ser obtida pela análise da condição de fronteira entre os modos DCM-CCM, logo:

$$D_{Max} = \frac{V_B}{V_B + V_i} \quad (2.13)$$

No entanto, a duty-cycle escolhida também deve proporcionar a operação do estágio de saída em CCM. À vista disso, a relação de espiras pode ser aferida para conciliar a operação simultânea dos dois estágios em seus respectivos modos.

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_B D}{V_o} \quad (2.14)$$

2.3.1 Elementos Reativos

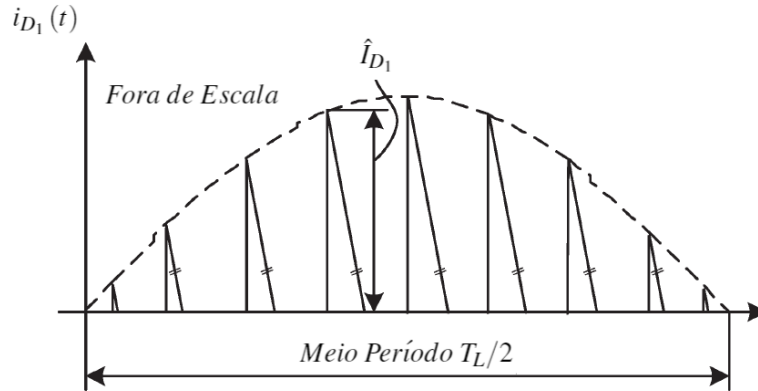
A indutância de entrada L_i , associada ao estágio Buck-Boost PFC, é definida manipulando-se (2.8):

$$L_i = \frac{D^2 V_i^2}{4P_i f_S} \quad (2.15)$$

O capacitor de barramento C_B é calculado para limitar a ondulação de baixa frequência da tensão do barramento, a qual é aplicada ao segundo estágio. A corrente neste capacitor é dada pela corrente através do diodo D_1 cuja amplitude é indiretamente modulada pela tensão

retificada da rede, como ilustrado na Figura 2.10.

Figura 2.10 – Forma de onda da corrente através de D_1



Fonte: Adaptado de (ALONSO et al., 2012)

A componente CA de baixa frequência da corrente que circula por C_B é expressa por (ALONSO et al., 2012):

$$i_{D_1_LF}(t) = \frac{D^2 V_i^2}{4V_B L_i f_S} \cos 2\omega_L t \quad (2.16)$$

Assim, através da reatância capacitiva X_{C_B} , computada na frequência $2\omega_L$, estima-se a oscilação pico-a-pico de tensão equivalente sob o capacitor C_B :

$$\Delta V_{B_LF} = 2 \times \hat{I}_{D_1_LF} \times X_{C_B} = \frac{D^2 V_i^2}{8\pi V_B L_i C_B f_S f_L} \quad (2.17)$$

Sendo f_L a frequência nominal da rede de alimentação.

Esta oscilação na tensão do barramento é transmitida à saída do segundo estágio do conversor, resultando em uma oscilação de baixa frequência na corrente sob os OLEDs:

$$\Delta I_{o_LF} = \frac{\Delta V_{B_LF} D}{R_{Load}} \left(\frac{N_s}{N_p} \right) = \frac{D^3 V_i^2}{8\pi R_{Load} V_B L_i C_B f_S f_L} \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \quad (2.18)$$

Todavia, manipulando (2.17), determina-se a capacitância que limitará a ondulação de tensão de baixa frequência do barramento e, conseqüentemente, a oscilação da corrente de saída sob os OLEDs:

$$C_B = \frac{D^2 V_i^2}{8\pi V_B \Delta V_{B_LF} L_i f_S f_L} \quad (2.19)$$

A configuração da saída do conversor Forward é idêntica à do conversor Buck. No projeto de um conversor Forward, a variação pico-a-pico da corrente do indutor ΔI_{L_o} é frequentemente usada como um critério de projeto. Neste caso, a indutância de saída L_o , definida para

a operação do conversor em modo de condução contínua, é dada por (HART, 2011):

$$L_o = \frac{V_o(1-D)}{\Delta I_{L_o} f_S} \quad (2.20)$$

Similarmente, a capacitância C_o , calculada para limitar a ondulação de alta frequência da tensão de saída, também será a mesma em ambos os conversores:

$$C_o = \frac{(1-D)}{8f_S^2 L_o} \frac{V_o}{\Delta V_{o_HF}} \quad (2.21)$$

Com ΔV_{o_HF} sendo a oscilação de alta frequência da tensão de saída. Se a ondulação não for grande, a suposição de uma tensão de saída constante é razoável e a análise anterior é essencialmente válida.

2.3.2 Terceiro Enrolamento

Diferentemente do conversor Flyback, cuja energia é inicialmente armazenada em uma indutância de magnetização L_m enquanto o interruptor está fechado, e, posteriormente, é transferida à carga pelo enrolamento secundário enquanto o interruptor estiver aberto, no conversor Forward, quando a chave é fechada, a energia é transferida instantaneamente da fonte para a carga através do transformador. A tensão secundária no transformador tem forma de onda pulsada com um circuito de saída equivalente ao conversor Buck. A energia armazenada pela indutância de magnetização, enquanto o interruptor está fechado, é devolvida à fonte de entrada por meio do terceiro enrolamento do transformador, enquanto o interruptor estiver aberto (HART, 2011).

A tensão sobre a indutância L_m também vale V_B , resultando em:

$$I_{L_m} = \frac{V_B D T_S}{L_m} \quad (2.22)$$

Para que a energia armazenada pela indutância de magnetização reduza-se completamente após a abertura da chave, antes do próximo chaveamento, o decréscimo da corrente I_{L_m} deve igualar-se ao seu aumento dado por (2.22). O terceiro enrolamento presente no transformador tem a função de devolver essa energia à fonte, neste caso, ao capacitor de barramento. Para isso a relação (2.23) deve ser respeitada.

$$\frac{N_p}{N_t} > \frac{D}{1-D} \quad (2.23)$$

2.3.3 Atenuador de Conteúdo Harmônico

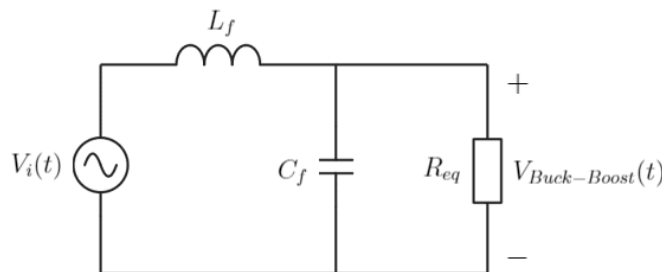
O filtro de entrada tem a função de minimizar as harmônicas de alta frequência geradas pelo chaveamento dos conversores. Estas são responsáveis pela redução do fator de potência, porque contribuem para que a onda de corrente da entrada possua um valor elevado da taxa de distorção harmônica. Por apresentar a frequência de corte da ordem de quilohertz, o volume dos elementos passivos do filtro de entrada são consideravelmente menores que os utilizados nas soluções passivas de PFC (KIRSTEN, 2011; BISOGNO, 2001).

Com a filtragem das harmônicas de alta frequência, a corrente de entrada torna-se uma senoide praticamente pura, com fator de potência muito próximo do unitário e índices de THD baixos. A frequência de corte do filtro de entrada f_C é arbitrariamente projetada em uma década abaixo da frequência de comutação f_S (BISOGNO, 2001).

$$f_C = \frac{f_S}{10} \quad (2.24)$$

A configuração do filtro escolhido alia simplicidade e eficiência. O filtro utilizado é mostrado na Figura 2.11, o qual é composto de um indutor L_f em série e um capacitor C_f em paralelo com a fonte de entrada.

Figura 2.11 – Filtro de entrada



Fonte: Autor

O resistor R_{eq} representa a resistência equivalente do estágio Buck-Boost PFC vista pela rede de alimentação. Assumindo uma tensão de alimentação senoidal, juntamente com a equação (2.7), tem-se:

$$R_{eq} = \frac{v_i(t)}{i_i(t)_M} = \frac{2L_i}{D^2 T_S} \quad (2.25)$$

A função de transferência para a topologia de filtro utilizado vale:

$$\frac{V_i(s)}{V_{Buck-Boost}(s)} = \frac{\frac{1}{L_f C_f}}{s^2 + \left(\frac{1}{C_f R_{eq}}\right)s + \frac{1}{L_f C_f}} \quad (2.26)$$

A equação característica para um filtro LC de segunda ordem é apresentada na equação

(2.27) (OGATA, 2011).

$$G(\omega, \xi) = \frac{\omega_C^2}{s^2 + 2\xi\omega_C s + \omega_C^2} \quad (2.27)$$

Sendo ω_C a frequência angular de corte e ξ o coeficiente de amortecimento.

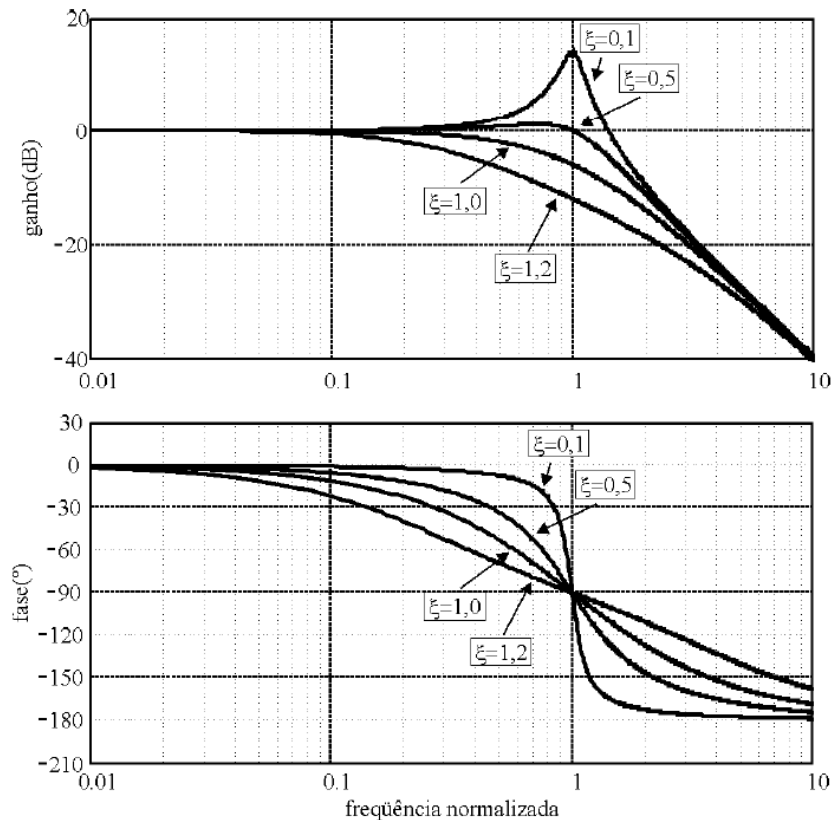
Comparando (2.26) e (2.27) defini-se a capacitância e a indutância para o filtro de entrada como:

$$C_f = \frac{1}{2\xi\omega_C R_{eq}} \quad (2.28)$$

$$L_f = \frac{1}{\omega_C^2 C_f} \quad (2.29)$$

Pelas equações constrói-se o gráfico do ganho da tensão em função da frequência normalizada ($\omega_{Norm} = \omega/\omega_C$) para diversos valores de ξ .

Figura 2.12 – Espectro de frequência do filtro LC em função da frequência normalizada



Fonte: Adaptado de (BISOGNO, 2001)

Segundo Bisogno (2001), indica-se operar com $\xi > 0,7$ e uma frequência de corte superior a 50 vezes a frequência da rede, de forma que o filtro atue sobre as altas frequências de chaveamento e não influencie na frequência da rede.

3 DIMENSIONAMENTO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS

Recentemente, alcançou-se uma notável redução nas perdas de energia relativas à condução e comutação em semicondutores, largamente empregados em conversores estáticos. Desta forma, redirecionou-se a atenção aos componentes magnéticos, como transformadores e indutores. O aprimoramento nas tecnologias de fabricação, o desenvolvimento de novos materiais e o aperfeiçoamento das metodologias de projeto direcionam-se à aumentar a eficiência na conversão e a densidade de potência desses dispositivos.

A escolha do melhor núcleo magnético para um indutor ou transformador frequentemente envolve um tipo de cálculo de tentativa e erro. A estrutura de projeto tratada neste trabalho seguirá os equacionamentos fornecidos por (W.G. HURLEY; W.H. WÖLFLE, 2013), (MCLYMAN, 2004) e (BARBI, 2001). A seleção do núcleo físico considerará parâmetros como a energia armazenada pelo indutor, a temperatura e frequência de operação e a máxima densidade de fluxo exequível pelo material cujo núcleo é constituído.

3.1 MATERIAIS FERROMAGNÉTICOS

A seleção de um material adequado para o núcleo é a base para o projeto de indutores. Utilizar um núcleo ferromagnético visa conter o fluxo magnético em um caminho definido. A regulação desse fluxo magnético é essencial ao controle da operação do indutor (MCLYMAN, 2004). Atualmente, o mercado apresenta uma diversidade razoável de materiais ferromagnéticos cujas características de permeabilidade, saturação e perdas decorrentes de sua composição tornam cada material melhor qualificado à distintas aplicações.

Os materiais magnéticos podem ser classificados em materiais magnéticos macios e materiais magnéticos duros, sendo os principais critérios de classificação a largura e inclinação do ciclo de histerese. Os materiais magnéticos macios são amplamente usados em transformadores de alta frequência e em indutores de filtro para retificadores, correção de fator de potência ou controle de EMI (W.G. HURLEY; W.H. WÖLFLE, 2013).

Os ferrites são os materiais magnéticos mais comumente aplicados. A diferença nas propriedades e desempenho dos ferrites em comparação com a maioria dos outros materiais magnéticos é devido ao fato de que os ferrites são materiais de óxido em vez de metais. Esta propriedade torna o ferrite especialmente útil em altas frequências.

Diferentemente dos ferrites, que requerem um entreferro discreto para atingir uma permeabilidade efetiva mais baixa e evitar a saturação em altos níveis de corrente, os núcleos de pó são feitos de pequenas partículas, portanto, os espaços de ar são distribuídos uniformemente pela estrutura do núcleo. Os ferrites geralmente têm perdas mais baixas, no entanto, as perdas devido ao fluxo de espraio formado nas proximidades do entreferro podem ser substan-

ciais. A presença desse fluxo pode reduzir a eficiência do indutor ao induzir correntes nos enrolamentos, causando um superaquecimento nas proximidades do entreferro (MAGNETICS, 2016).

3.2 INDUTORES

3.2.1 Especificação do Núcleo Ferromagnético

Durante anos, os fabricantes atribuíram códigos numéricos a seus núcleos para indicar suas capacidades de manuseio de energia. Este método atribui a cada núcleo um parâmetro, A_P , resultado do produto da área da janela central W_a , disponível para a disposição dos enrolamentos, com a seção transversal do núcleo A_c . A base para concepção do indutor parte da determinação deste A_P . Os principais fornecedores usam esses números para resumir as propriedades dimensionais e elétricas em seus catálogos. Segundo McLyman (2004) esse produto pode ser determinado pela relação:

$$A_P = \frac{2W_m}{k_u J_m B_m} \quad (3.1)$$

Em que W_m representa a energia armazenada pelo indutor, definida por:

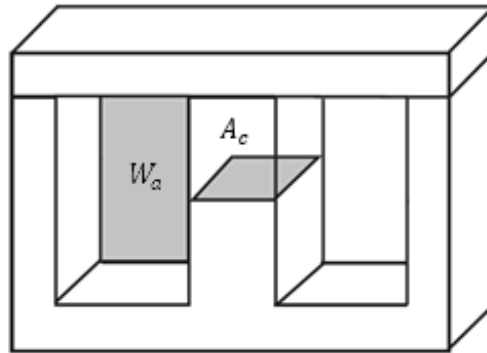
$$W_m = \frac{1}{2} L I_{Pico}^2 \quad (3.2)$$

Neste caso, I_{Pico} corresponde à máxima corrente através do indutor que resultará na máxima densidade de fluxo B_m .

O fator de utilização da janela k_u é definido pela razão entre a área total de condução ocupada pelo enrolamento W_c e a área total da janela do núcleo W_a , vide Figura 3.1. Segundo McLyman (2004), uma boa aproximação para o fator de utilização é $k_u = 0,4$. Esse valor leva em consideração a área ocupada pela isolamento do fio de cobre, seu assentamento junto ao carretel e a habilidade do técnico ao confeccionar a bobina.

No projeto do indutor, a perda do núcleo é frequentemente insignificante em comparação com a perda do enrolamento. Situação comum quando a ondulação de corrente é pequena frente à componente CC. A densidade de corrente J_m está diretamente ligada ao controle das perdas por Efeito Joule nos enrolamentos. Valores típicos estão entre 1 a 5 A/mm^2 (KONDRATH; KAZIMIERCZUK, 2010).

Figura 3.1 – Definição da área de janela (W_a) e da seção transversal (A_c) para um núcleo EI



Fonte: (KAZIMIERCZUK, 2014)

3.2.2 Enrolamentos

Normalmente, os fabricantes comercializam núcleos com comprimentos específicos de entreferro e, dessa forma, o número de espiras pode ser baseado no valor da indutância por espira A_L do núcleo.

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (3.3)$$

A energia armazenada pelo indutor também pode ser caracterizada pela equação (3.4) (W.G. HURLEY; W.H. WÖLFLE, 2013), sendo assim, ao igualar-se à (3.2), encontra-se uma alternativa ao cálculo do número de espiras da bobina.

$$W_m = \frac{1}{2} B_m A_c N I_{Pico} \quad (3.4)$$

$$N = \frac{L I_{Pico}}{B_m A_c} \quad (3.5)$$

3.2.3 Entreferro

Essencialmente, os indutores podem ter uma lacuna discreta, normalmente em um núcleo laminado ou de ferrite, ou uma lacuna distribuída em um núcleo de pó de ferro. O uso de entreferro é de grande utilidade para os engenheiros no projeto de indutores. Segundo McLyman (2004) ele é utilizado para aumentar a relutância do caminho magnético (MPL), proporcionando um maior controle sob a permeabilidade magnética equivalente do MPL perante as variações

de temperatura e frequência.

A manipulação da relutância do caminho magnético dá ao projetista o controle sobre o fluxo magnético e também sobre a indutância. Em núcleos cuja permeabilidade relativa μ_r é muito elevada, é predominante a influência da relutância do entreferro sob a indutância se comparado com a relutância do núcleo (KAZIMIERCZUK, 2014; MCLYMAN, 2004). Posto isso, o entreferro necessário para a obtenção da indutância é expresso por:

$$l_g = \frac{\mu_0 N^2 A_c}{L} - \frac{MPL}{\mu_r} \quad (3.6)$$

Onde μ_0 representa a permeabilidade magnética no vácuo e μ_r a permeabilidade magnética relativa do núcleo.

3.2.4 Condutor

Para a implementação dos indutores, especialmente em aplicações voltadas à eletrônica de potência, cujo volume dos componentes têm grande peso, a proximidade dos enrolamentos exige atenção quanto à isolamento junto ao núcleo. A utilização de carretéis em transformadores e indutores de pequeno porte é muito comum, pois, além de isolar o núcleo, eles alojam as bobinas. Necessita-se, também, isolamento de esmalte nos condutores dos enrolamentos. Estes materiais devem proporcionar tanto a isolamento elétrica, como também, suportar o aquecimento do dispositivo sem apresentar falhas.

A seção do condutor A_w utilizado na construção da bobina é definida a partir da corrente eficaz (RMS), estimada em condições nominais de operação do indutor, e da densidade de corrente máxima de projeto:

$$A_w = \frac{I_{rms}}{J_m} \quad (3.7)$$

3.3 TRANSFORMADOR

3.3.1 Especificação do Núcleo Ferromagnético

Transformadores usados em aplicações de eletrônica de potência normalmente servem para fornecer isolamento da rede de entrada, além de atuar na redução do estresse de tensão nos interruptores pela melhor compatibilidade entre as tensões de operação do conversor com os níveis indicados para as chaves.

Bem como se estabeleceu no projeto do indutor uma expressão para o produto $A_c W_a$ em

termos de energia armazenada, é possível chegar à uma expressão para A_p , no caso dos transformadores, em função da potência por ele manipulada P_m . Seguindo a estrutura desenvolvida por Barbi (2001) para o projeto do transformador do conversor Forward, esse produto é definido por:

$$A_p = \frac{2P_m}{k_u k_p J_m B_m f_s} \quad (3.8)$$

Agora, a determinação do fator de utilização k_u deverá levar em conta a existência de mais de um enrolamento ocupando a janela do núcleo. Como o enrolamento primário manipulará a potência equivalente à soma das potências individuais dos demais enrolamentos, o fator de utilização k_p é responsável por assegurar parte da área de cobre para o enrolamento primário. Esta expressão torna mais evidente a influência da frequência nas dimensões do núcleo.

3.3.2 Enrolamentos

O procedimento proposto por Barbi (2001) estima o número de espiras do enrolamento primário do transformador em função das dimensões físicas do núcleo e de uma tensão mínima admissível na entrada do estágio Forward $V_{in_{mim}}$:

$$N_p = \frac{V_{in_{mim}}}{2A_c B_m f_s} \quad (3.9)$$

O número de espiras dos demais enrolamentos são facilmente obtidos através das relações de transformação definidas previamente no projeto do conversor.

3.3.3 Condutores

A seção dos condutores para o transformador segue a mesma estrutura dos indutores. A partir da corrente eficaz de cada enrolamento, e utilizando a mesma densidade de corrente J_m para todas as bobinas, tem-se:

$$A_{w_{1,2,3\dots}} = \frac{I_{rms_{1,2,3\dots}}}{J_m} \quad (3.10)$$

3.4 PERDAS NOS ENROLAMENTOS

Em aplicações onde a corrente do indutor não é uma senoide pura, as componentes harmônicas associadas à forma de onda da corrente devem ser consideradas. Em altas frequên-

cias, as perdas no cobre são agravadas por um fenômeno conhecido como efeito *skin* ou efeito pelicular. Esse é responsável pelo aumento da resistência aparente do condutor elétrico, devido à diminuição da área efetiva de condução causada pelo campo magnético CA criado pela corrente no condutor. A profundidade de penetração δ_w pode ser considerada como a espessura de um condutor vazado que tem a mesma resistência que o condutor sólido com efeito *skin* (W.G. HURLEY; W.H. WÖLFLE, 2013).

A profundidade de penetração de um condutor para a frequência de análise f é dada por (KONDRATH; KAZIMIERCZUK, 2010):

$$\delta_w = \sqrt{\frac{\rho_w}{\pi\mu_0 f}} \quad (3.11)$$

A resistividade elétrica do material de composição da bobina ρ_w deve ser ajustada à temperatura projetada para a operação do indutor. Em temperatura ambiente a resistividade do cobre vale $1,72 \times 10^{-8} \Omega m$.

De maneira geral, uma corrente não sinusoidal periódica consiste em um componente CC, uma componente fundamental e um conjunto de harmônicos. Se a componente CC e os harmônicos de corrente, bem como, as resistências CC e CA dos enrolamentos são conhecidas, as perdas totais dos enrolamentos podem ser calculadas.

De acordo com W.G. Hurley e W.H. Wölfle (2013), uma boa aproximação para a resistência CA do condutor está relacionada com a resistência CC por:

$$R_{ac} = k_s R_{dc} \quad (3.12)$$

Onde:

$$k_s = \begin{cases} 1 + \frac{\left(\frac{r_w}{\delta_w}\right)^4}{48 + 0,8\left(\frac{r_w}{\delta_w}\right)^4}, & \frac{r_w}{\delta_w} < 1,7 \\ 0,25 + 0,5\left(\frac{r_w}{\delta_w}\right) + \frac{3}{32}\left(\frac{r_w}{\delta_w}\right), & \frac{r_w}{\delta_w} > 1,7 \end{cases} \quad (3.13)$$

Sendo r_w o raio do condutor utilizado na construção da bobina.

Desse modo, as perdas nos enrolamentos são computadas por:

$$P_{Cu} = R_{dc} I_{dc}^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} R_{acn} I_n^2 \quad (3.14)$$

R_{acn} representa a resistência CA do condutor para a frequência f , e I_n o valor de pico da componente harmônica de n -ésima ordem da corrente do indutor.

3.5 PERDAS NO NÚCLEO

Uma das propriedades mais importantes para o projeto dos componentes magnéticos são as perdas do núcleo. Essas são proporcionais ao material magnético e sua espessura, à densidade do fluxo magnético, à frequência e a temperatura operacional. Logo, a escolha do material magnético é baseada na otimização do custo, tamanho e desempenho (MCLYMAN, 2004).

As perdas no núcleo podem ser computadas por:

$$P_{fe} = kf^{(m)}B_m^{(n)}W_{fe} \quad (3.15)$$

Onde W_{fe} corresponde à massa do núcleo em kg.

Os coeficientes k , m e n para o equacionamento das perdas magnéticas em núcleos de Ferrite são apresentados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Coeficientes da equação de perdas magnéticas para núcleo de Ferrite

Núcleos de Ferrite				
Material	Frequência	Coeficiente k	Coeficiente (m)	Coeficiente (n)
K	$f < 500\text{kHz}$	$2,524 \cdot 10^{-4}$	1,60	3,15
	$500\text{kHz} \leq f < 1,0\text{MHz}$	$8,147 \cdot 10^{-8}$	2,19	3,10
	$f \geq 1,0\text{MHz}$	$1,465 \cdot 10^{-19}$	4,13	2,98
R	$f < 100\text{kHz}$	$5,597 \cdot 10^{-4}$	1,43	2,85
	$100\text{kHz} \leq f < 500\text{kHz}$	$4,316 \cdot 10^{-5}$	1,64	2,68
	$f \geq 500\text{kHz}$	$1,678 \cdot 10^{-6}$	1,84	2,28
P	$f < 100\text{kHz}$	$1,983 \cdot 10^{-3}$	1,36	2,86
	$100\text{kHz} \leq f < 500\text{kHz}$	$4,855 \cdot 10^{-5}$	1,63	2,62
	$f \geq 500\text{kHz}$	$2,068 \cdot 10^{-15}$	3,47	2,54
F	$f \leq 10\text{kHz}$	$7,698 \cdot 10^{-2}$	1,06	2,85
	$10\text{kHz} < f < 100\text{kHz}$	$4,724 \cdot 10^{-5}$	1,72	2,66
	$100\text{kHz} \leq f < 500\text{kHz}$	$5,983 \cdot 10^{-5}$	1,66	2,68
	$f \geq 500\text{kHz}$	$1,173 \cdot 10^{-6}$	1,88	2,29
J	$f \leq 20\text{kHz}$	$1,091 \cdot 10^{-3}$	1,39	2,50
	$f > 20\text{kHz}$	$1,658 \cdot 10^{-8}$	2,42	2,50
W	$f \leq 20\text{kHz}$	$4,194 \cdot 10^{-3}$	1,26	2,60
	$f > 20\text{kHz}$	$3,638 \cdot 10^{-8}$	2,32	2,62
H	$f \leq 20\text{kHz}$	$1,698 \cdot 10^{-4}$	1,50	2,25
	$f > 20\text{kHz}$	$5,3720 \cdot 10^{-5}$	1,62	2,15

Fonte: (MCLYMAN, 2004)

No anexo A encontram-se os parâmetros magnéticos e suas variações com a temperatura e frequência fornecidos pela fabricante *Magnetics* para diferentes tipos de Ferrites.

3.6 PERDAS TOTAIS

As perdas combinadas dos enrolamentos e núcleo P_D devem ser dissipadas através da superfície do indutor e do transformador. A transferência de calor é dominada pela condução no interior do núcleo e enrolamentos, e por convecção na sua superfície.

$$P_D = P_{Cu} + P_{fe} \quad (3.16)$$

A potência dissipada está ligada ao aumento da temperatura e à transferência de calor da superfície do indutor para os arredores, frequentemente descrita por uma resistência térmica.

$$\Delta_T = R_\theta P_D \quad (3.17)$$

O valor da resistência térmica é normalmente informado na ficha técnica dos núcleos pelos fabricantes. Caso contrário, com base em dados empíricos, a resistência térmica pode ser relacionado ao volume do núcleo V_c por (W.G. HURLEY; W.H. WÖLFLE, 2013):

$$R_\theta = \frac{0,06}{\sqrt{V_c}} \quad (3.18)$$

Nesta equação, R_θ está em $^\circ\text{C}/\text{W}$ e V_c em m^3 .

4 ENGENHARIA ASSISTIDA POR COMPUTADOR

A Engenharia Assistida por Computador (CAE) é uma ferramenta que auxilia os profissionais de engenharia em diferentes áreas na elaboração de projetos e avaliação de produtos. Os *softwares* CAE permitem não apenas definir as dimensões do produto concebido, como também demonstrar características dos materiais, do processo de fabricação, *design* e montagem, além das interações com elementos externos como forças aplicadas ao sistema, variações de temperatura, interferência eletromagnética, entre outras. Com o suporte do computador, tem-se benefícios com a redução de custos e de tempo na elaboração do projeto, o aumento da produtividade, a facilidade na detecção de erros e identificação de soluções. Assim, pode-se criar protótipos virtuais dos equipamentos, simular condições de uso e, então, efetuar estudos prévios de estabilidade, resistência e outros comportamentos.

A CAE é concebida a partir de diferentes métodos matemáticos para resolução dos problemas, entre eles o Método de Elementos Finitos (MEF). Tal método é uma resolução numérica baseada na concepção de que um objeto qualquer pode ser descrito por um conjunto de diversos pequenos componentes, denominados elementos, que apresentam geometria simples e comportamento físicos conhecidos.

A FEA se popularizou como uma eficiente ferramenta de processamento, sendo aplicada em vários tipos de *softwares* voltados à análise e/ou cálculo multifísico disponíveis no mercado, dentre os quais merecem citação: ANSYS Multiphysics[®], COMSOL Multiphysics[®], Siemens NX[®], Autodesk Simulation Multiphysics[®] e FEMM[®]. O MEF é voltado à resolução de equações diferenciais com condições de contorno e é aplicável aos sistemas físicos contínuos, seja da mecânica de sólidos, condução de calor, massa ou eletromagnetismo. Seu aprendizado é essencial ao engenheiro para que possa lidar com discernimento os programas comerciais disponíveis em quase todos os escritórios de engenharia (ASSAN, 2003; SORIANO, 2009).

Em geral, há três fases na engenharia assistida por computador: Pré-processamento, processamento ou análise para resolução de problemas e pós-processamento dos resultados. Na fase de pré-processamento, a geometria do item ou um sistema de representação é inicialmente modelada em um *software* de Computer-Aided Design (CAD) e importada para os sistemas de CAE. Em seguida, o modelo é resolvido usando formulações matemáticas adequadas. Na fase de pós-processamento, os resultados podem ser avaliados por meio de ferramentas de visualização e diagnóstico.

4.1 ESTUDO DE CASO

4.1.1 Diodos Orgânicos Emissores de Luz

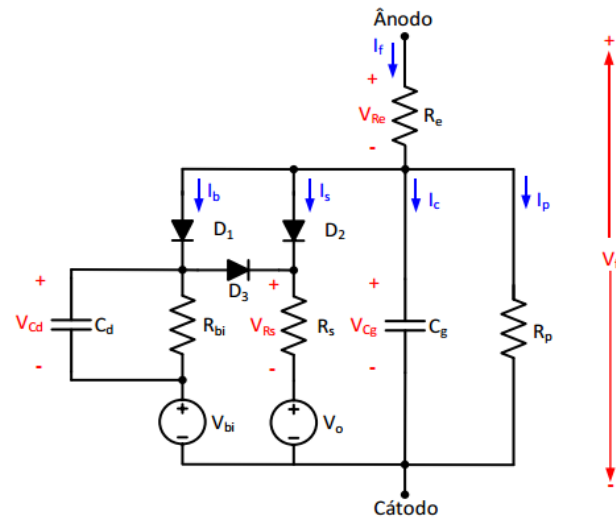
Busca-se a popularização de tecnologias mais eficientes para a iluminação residencial e comercial baseadas na iluminação de estado sólido (IES), onde a luz é gerada pela eletroluminescência de um material semicondutor. Entre os dispositivos de IES estão os diodos que empregam materiais inorgânicos, denominados diodos emissores de luz, do inglês, *Light-Emitting Diodes* (LEDs) e aqueles que empregam compostos orgânicos, chamados de diodos orgânicos emissores de luz, do inglês, *Organic Light-Emitting Diodes* (OLEDs) (BENDER, 2015).

A iluminação de estado sólido percorreu um longo caminho. À medida que a tecnologia melhorou, os fabricantes tiveram mais custo e espaço de design para adicionar recursos e características que não eram possíveis antes. Atualmente, pode-se encontrar produtos IES competitivos para a maioria das aplicações de iluminação. Os produtos IES podem superar suas contrapartes convencionais, não apenas em eficácia e custo, mas também qualidade de cor e distribuição de luz (U.S. DEPARTMENT OF ENERGY, 2016).

Na metade da década de 80, descobriu-se a possibilidade da construção de LED a partir de compostos orgânicos para emitir luz com alta eficiência. Os OLEDs surgiram com características interessantes para sistemas de iluminação. Sua principal diferença entre os LEDs se dá pelo aspecto construtivo. Enquanto os LEDs são construídos com camadas inorgânicas de safira ou silício, os OLEDs são compostos por um empilhamento de camadas orgânicas baseadas em carbono, dispostas em um substrato de vidro ou plástico. A intensidade da luz emitida é controlada pela quantidade de corrente elétrica aplicada pelos eletrodos, e a cor da luz é determinada pelo tipo de material emissivo utilizado. Para criar luz branca, a maioria dos dispositivos usa emissores vermelhos, verdes e azuis organizados em diferentes configurações. Por serem maleáveis e muito mais leves, permitem a construção de telas mais finas e flexíveis para aplicação em *smartphones*, câmeras fotográficas, monitores e televisores. (BENDER, 2015; PINTO, 2012; U.S. DEPARTMENT OF ENERGY, 2017).

Pelo fato dos OLEDs serem construídos de múltiplas camadas, existem diversos modelos equivalentes disponíveis na literatura, que vão desde circuitos simplificados compostos por uma única fonte de tensão em série com uma resistência e um diodo, até modelos mais complexos em que cada camada orgânica é representada por um circuito independente. O modelo apresentado por Bender (2015), ilustrado na Figura 4.1, abrange os aspectos estáticos e dinâmicos dos OLEDs, facilitando os projetos de circuitos eletrônicos para seu acionamento.

Figura 4.1 – Modelo de circuito equivalente do OLED



Fonte: (BENDER, 2015)

4.1.2 Protótipo Aplicado à Iluminação

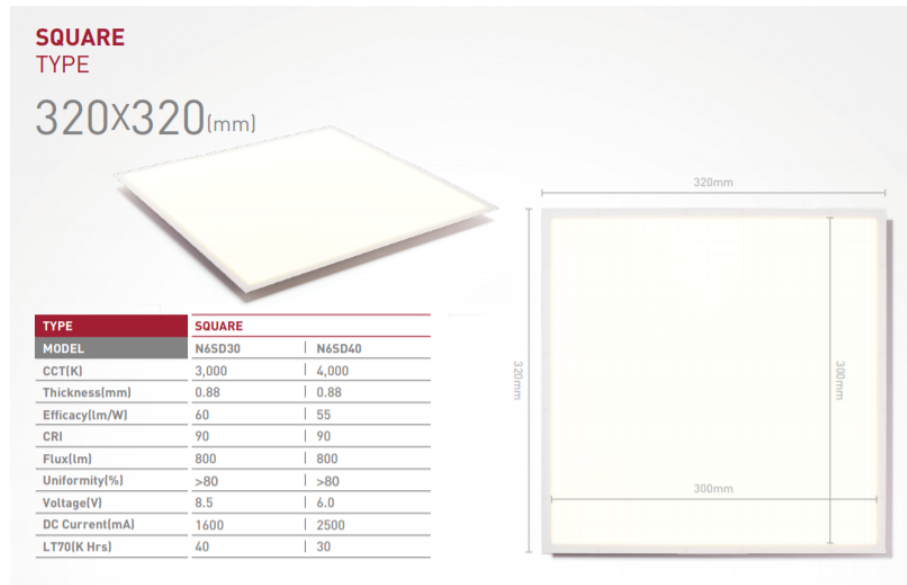
No intuito de avaliar o funcionamento do conversor BBF, um protótipo aplicado à iluminação pelo acionamento de OLEDs foi desenvolvido. A luminária é formada por dois OLEDs LG Chem N6SD30C em série. Suas características ópticas e elétricas são apresentadas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Características ópticas e elétricas - OLED LG Chem N6SD30C

		OLED LG Chem N6SD30C			
		Mínimo	Nominal	Máximo	Unidade
Parâmetros Elétricos	Tensão CC	8,1	8,5	8,9	V
	Corrente CC	-	1,6	-	A
	Potência	12,96	13,60	14,24	W
Parâmetros Ópticos	Temperatura de Cor	2800	3000	3200	K
	Eficácia Luminosa	53	60	67	lm/W
	Fluxo Luminoso	700	800	900	lm

As dimensões dos OLEDs utilizados são expostas na Figura 4.2.

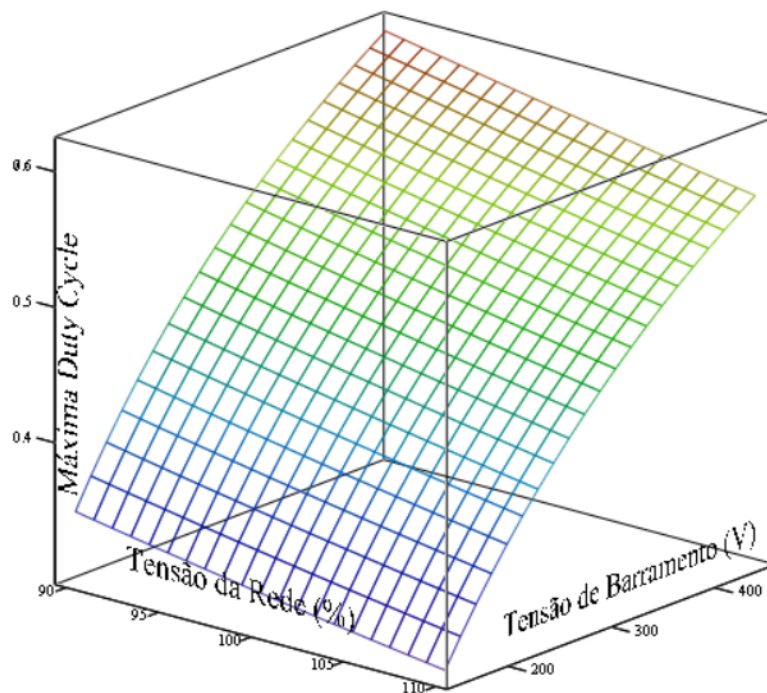
Figura 4.2 – Dimensões - OLED LG Chem N6SD30C



Fonte: Adaptado de (LG CHEM, 2015)

A Figura 4.3 constata a relação entre as tensões de entrada e de barramento através do valor da máxima duty-cycle admissível à operação do estágio PFC em DCM. Considerando o pior caso, no qual há uma sobretensão 10% na rede de alimentação, e buscando trabalhar com uma duty-cycle próxima à 50%, de modo a reduzir o estresse de corrente ao qual o interruptor está submetido, uma tensão de barramento de 400 V mostra-se adequada.

Figura 4.3 – Máxima duty-cycle



Fonte: Autor

Reservando uma margem de erro para a regulação de tensão do conversor, optou-se por trabalhar com um duty-cycle de 40%. As demais especificações do projeto são demonstradas na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Especificações de projeto

Tensão da Rede de Alimentação (RMS)	220 V, 60 Hz
Frequência de Chaveamento	40 kHz
Carga	2 OLEDs LG Chem N6SD30C, 13,60 W
Tensão de Saída CC	17 V
Corrente de Saída CC	1,6 A
Potência Nominal da Carga	27,2 W

Fonte: Autor

Definiu-se uma frequência de chaveamento de 40 kHz de forma a facilitar a acionamento do conversor, assim, através da equação (2.15), calculou-se um indutor de entrada L_i de 3,6 mH. Similarmente, a razão de espiras N_p/N_s é computada pela equação (2.14), obtendo-se 8,65.

Pela Tabela 4.1 estabelece-se uma oscilação máxima de tensão de 1 V sob a carga de OLEDs, distribuídos em 800 mV de baixa frequência (120 Hz) e 200 mV de alta frequência (40 kHz). Uma vez que a frequência de chaveamento é significativamente superior à frequência da

rede elétrica, as variações de baixa frequência são tratada pelo conversor como um nível CC. Essa oscilação também é observada sob o barramento, porém, ponderada pelo ganho estático do estágio Forward. Uma variação de 800 mV na saída equivale à 17,3 V no barramento DC. Utilizando (2.19), uma capacitância C_B de $10,5 \mu F$ foi projetada para limitar essa oscilação de baixa frequência sob a carga.

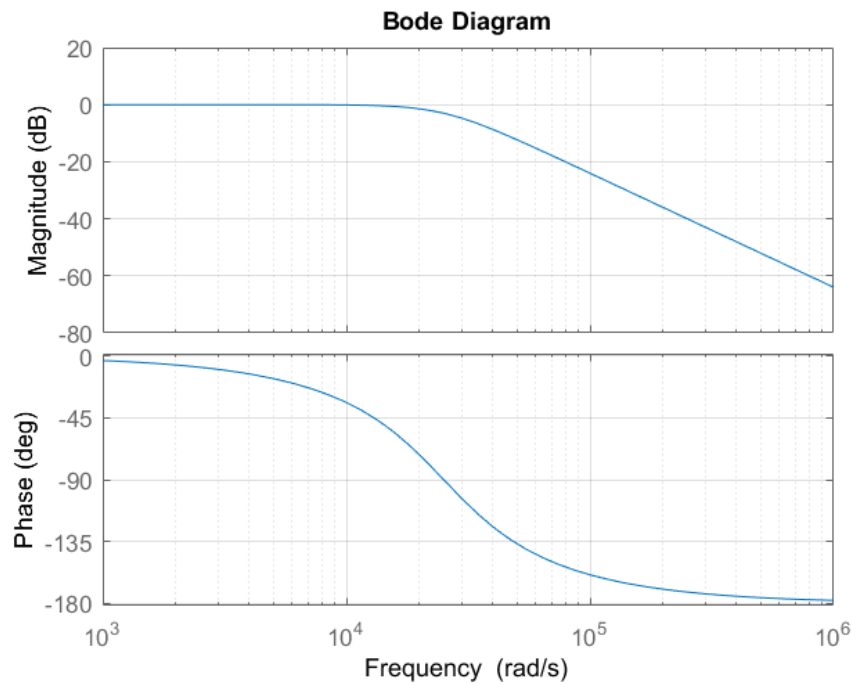
A indutância de saída L_o está diretamente ligada às oscilações de corrente do indutor. Com um percentual de 50% em relação ao valor médio da corrente na carga, estimou-se um indutor de $320 \mu F$.

Diferentemente da capacitância de barramento, o capacitor de saída C_o é calculado para limitar o ondulação de alta frequência sob a carga. Para restringir a variação à 200 mV, chegou-se a um capacitor de $12,5 \mu F$.

A equação (2.23) estabelece a mínima razão de transformação entre os enrolamentos primário e terciário que garantirá a descarga completa da indutância de magnetização na segunda etapa de operação do conversor. Deve-se notar a influência dessa relação de espiras sob a tensão de bloqueio do interruptor. Aumentar a relação de espiras eleva a tensão de bloqueio do interruptor, exigindo um transistor com uma tensão de bloqueio superior. No entanto, optar por um valor próximo ao mínimo fará com que a regulação da tensão ou corrente de saída através da duty-cycle seja inviabilizada, pois ao aumentar o tempo em que o interruptor fica aberto, aumentará a energia armazenada pela indutância de magnetização, e o enrolamento terciário poderá não conseguir devolver toda essa energia à fonte. Uma boa escolha é trabalhar com uma relação de espiras ligeiramente superior a mínima. Para o caso em estudo, optou-se por uma razão N_p/N_t unitária.

Seguindo as indicações de Bisogno (2001), o filtro de harmônicos foi projetado para uma frequência de corte uma década abaixo da frequência de chaveamento e um coeficiente de amortecimento de 0,707. Foram auferidos um indutor L_f de 100 mH e um capacitor C_f no valor de 16 nF. A resposta em frequência para o filtro projetado é apresentada na Figura 4.4.

Figura 4.4 – Diagrama de Bode para o filtro de entrada projetado



Fonte: Autor

Embora o filtro de harmônicos seja aplicado a uma solução ativa de correção do FP, o valor da indutância calculada resultará em um componente bastante volumoso se comparado aos demais indutores. Uma solução simples para este problema seria sacrificar a resposta em frequência do filtro ao reduzir o coeficiente de amortecimento ξ , o que penalizaria o FP e a THD da corrente de entrada. Outra opção pode ser aumentar a frequência de chaveamento do conversor ou alterar a topologia do filtro utilizado. Ambas as soluções necessitariam de indutâncias menores e, desse modo, de componentes menos volumosos.

A Tabela 4.3 resume os parâmetros calculados para o conversor BBF.

Tabela 4.3 – Lista dos componentes do conversor BBF

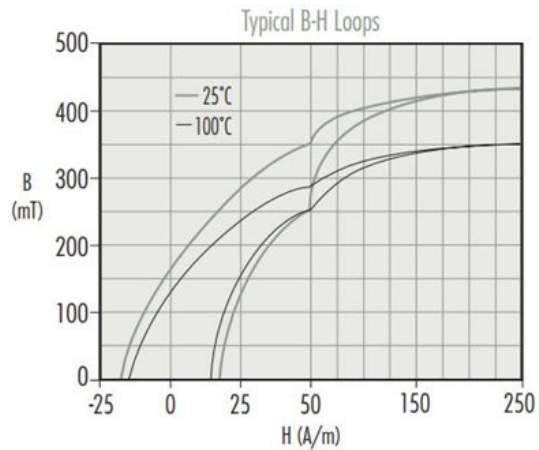
Componente	Valor
L_f	100 mH
L_i	3,6 mH
L_o	320 μ H
C_f	15,9 nF
C_B	10,2 μ F
C_o	12,4 μ F
N_p/N_s	8,65
N_p/N_t	1

Fonte: Autor

Todos os componentes magnéticos foram construídos por um par de núcleos E de ferrite de material R, com permeabilidade inicial de $2300 \pm 25\%$, densidade de $4,8 \text{ g/cm}^3$ e densidade de fluxo de saturação de 350 mT à temperatura 100°C . A Tabela 4.4, baseada na Figura 4.6, contém as dimensões construtivas dos núcleos utilizados.

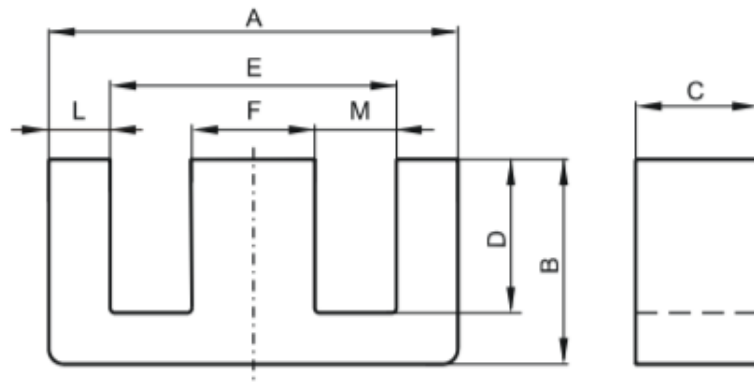
A Figura 4.5 contém a curva B-H informada pelo fabricante *Magnetics*.

Figura 4.5 – Curva B-H para ferrite - Material R



Fonte: (MAGNETICS., 2017)

Figura 4.6 – Dimensões - Núcleo E



Fonte: Autor

Tabela 4.4 – Especificações dos núcleos E

Dimensão	Indutor L_f	Indutor L_i	Indutor L_o	Transformador
<i>A</i>	42,15 mm	25 mm	25 mm	25,4 mm
<i>B</i>	21,1 mm	12,8 mm	12,8 mm	9,65 mm
<i>C</i>	9 mm	7,5 mm	11 mm	12,7 mm
<i>D</i>	14,9 mm	8,7 mm	8,7 mm	6,4 mm
<i>E</i>	29,5 mm	17,5 mm	17,5 mm	18,8 mm
<i>F</i>	11,95 mm	7,5 mm	7,5 mm	6,35 mm
<i>L</i>	5,94 mm	3,55 mm	3,75 mm	3,6 mm
<i>M</i>	8,9 mm	5,35 mm	5 mm	6,1 mm
Código	0R44016EC	0R42513EC	0R42526EC	0R42520EC

Fonte: Autor

O dimensionamento dos componentes magnéticos foi desenvolvido conforme o equacionamento descrito no capítulo anterior. Foram definidos uma densidade de fluxo máxima de 250 mT, densidade de corrente de $300 A/cm^2$ e fator de ocupação de 40%. A Tabela 4.5 complementa a Tabela 4.4 com os demais parâmetros construtivos dos componentes magnéticos do conversor.

Tabela 4.5 – Resumo do projeto dos componentes magnéticos

Parâmetro	L_f	L_i	L_o	Transformador		
				Primário	Secundário	Terciário
Número de Espiras	930	256	45	242	28	242
Seção AWG	26	27	18	32	22	40
Entreferro	1,12 mm	1,26 mm	0,63 mm	—	—	—

Fonte: Autor

4.1.3 Modelagem dos Componentes Magnéticos

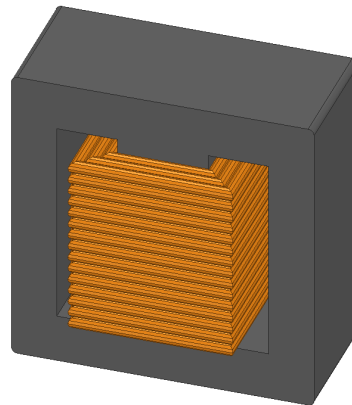
Apesar das técnicas existentes para o dimensionamento de indutores e transformadores oferecerem um bom direcionamento para a etapa de execução, na prática, geralmente necessitam-se ajustes para assegurar melhor precisão aos resultados. O comportamento destes dispositivos depende da distribuição dos campos eletromagnéticos em seu interior. A concepção de um modelo para análise deve considerar os aspectos magnéticos, elétricos e mecânicos dos dispositivos. Estes aspectos estão inter-relacionados devido à interdependência dos fenômenos físicos. As ferramentas de CAE fornecem condições para a avaliação de projetos, sem a necessidade da construção física de protótipos. Neste trabalho foram empregadas ferramentas de análise

por elementos finitos nos componentes magnéticos através da plataforma de simulações Ansys Maxwell[®].

Para o conversor BBF proposto, cada um dos elementos magnéticos foi modelado seguindo as orientações da Tabela 4.4. As características elétricas, magnéticas, mecânicas e térmicas do material ferromagnético foram descritas de forma a obter um retrato fiel do núcleo.

A Figura 4.7 apresenta o modelo criado para o indutor L_o do estágio Forward.

Figura 4.7 – Modelo CAD do indutor L_o

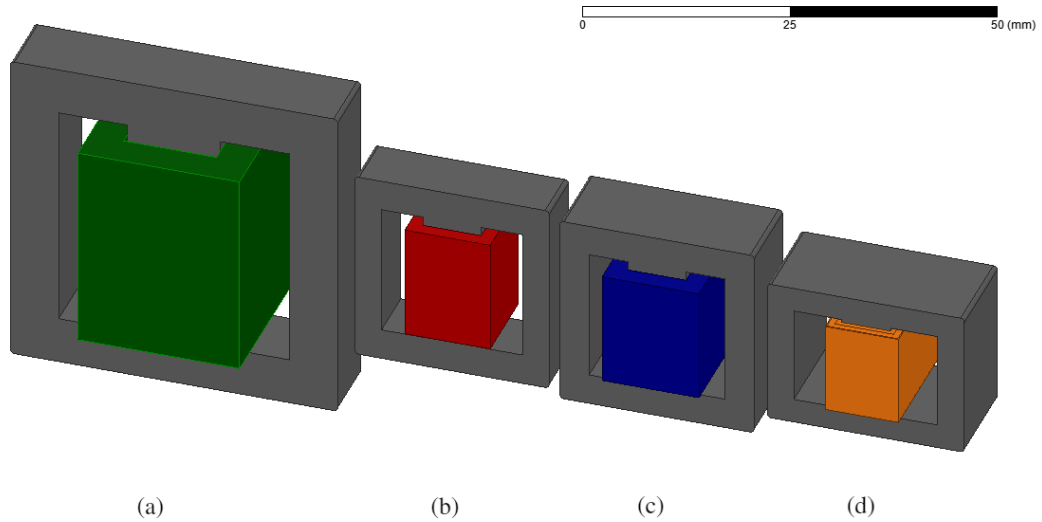


Fonte: Autor

Estas geometrias inevitavelmente exigem muita capacidade computacional em razão do número de elementos necessários na formação da malha. Uma maneira de otimizar as simulações é trabalhar com um único condutor do tipo *stranded*, cuja área de seção transversal corresponda à área de cobre das N espiras da bobina. Essa estratégia tem como consequência a atenuação dos efeitos causados pelas correntes parasitas nos enrolamentos, isto é, os efeitos *skin* e de proximidade são desprezados. Nos indutores, isto significa que tanto a resistência da bobina, quanto sua indutância, não serão mais afetadas pela frequência. A fim de diminuir os tempos de simulação, as bobinas dos indutores e do transformador do conversor BBF foram simplificadas.

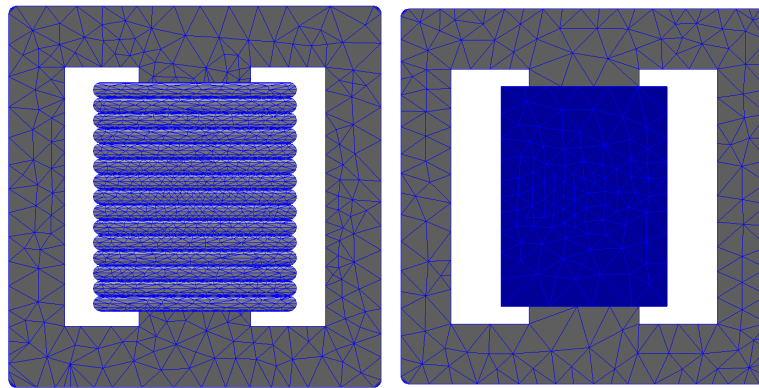
A Figura 4.8 apresenta os modelos CAD simplificados dos magnéticos, seguida da Figura 4.9 que compara as malhas geradas para o indutor L_o com os modelos de enrolamento completo (esquerda) e simplificado (direita).

Figura 4.8 – Modelos CAD (a) indutor L_f , (b) indutor L_i , (c) indutor L_o e (d) transformador



Fonte: Autor

Figura 4.9 – Comparativo entre as malhas geradas para o modelo de enrolamento completo (esquerda) e simplificado (direita) no indutor L_o



Fonte: Autor

Para produzir uma malha otimizada, o simulador CAE usa um processo iterativo que realiza o aperfeiçoamento da malha em regiões críticas do modelo. Como no modelo completo as espiras são criadas individualmente e, mesmo com um bom refinamento da malha, o número de elementos necessários continua muito grande, o que infere em maiores tempos de simulação.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo serão explorados os resultados de simulação do conversor BBF. A análise será dividida entre a parametrização do entreferro, para regulação da indutância; análise do circuito eletrônico e das principais formas de onda de tensão e corrente nos elementos do conversor; a inspeção das densidades de fluxo no interior dos componentes magnéticos a fim de garantir a não saturação do núcleo e, por fim, a análise das perdas para a estimativa da eficiência do sistema.

As simulações foram processadas em uma *workstation* Razor Blade HX650v3 com processador Dual Intel® Xeon® Silver 4216 (32 Núcleos e 64 Threads); placa de vídeos Nvidia® Quadro™ RTX 5000 16GB 3072 cuda cores; memória RAM de 128GB DDR4 2666 MHz ECC REG (8x16GB); SSD 512GB 2,5" SATA III; HDD 2TB 7200 rpm e chipset C624.

5.1 ANÁLISE PARAMÉTRICA

Todos os passos envolvidos desde o projeto à construção física dos indutores impõem incertezas em seu funcionamento. A solução mais simples para corrigir esses efeitos sobre a indutância, isto é, a característica de interesse nesses dispositivos, é atuar sobre os parâmetros físicos de sua estrutura. Posto que os núcleos já são pré-confeccionados e suas dimensões são inalteráveis, restam o entreferro e as bobinas serem modificadas.

Dentro da plataforma Ansys Maxwell®, no modo de simulações *Magnetostatic*, vale-se da análise paramétrica para otimizar as indutâncias. Durante a modelagem, o entreferro é definido como uma variável de entrada, assim, são configuradas variações de seu tamanho em torno do valor projetado. Então, o *software* facilmente computa a indutância em função dessa variável. A Figura 5.1 demonstra a parametrização do *air gap* do indutor L_o .

Figura 5.1 – Simulação paramétrica do *air gap* do indutor L_o

gap_lo [mm]	Matrix.L(Terminal_Lo,Terminal_Lo) [uH] Setup : LastAdaptive	
1	0.6000	440.2554
2	0.6100	434.0812
3	0.6200	428.3784
4	0.6300	422.6272
5	0.6400	417.4817
6	0.6500	411.8852
7	0.6600	406.7016
8	0.6700	402.8027
9	0.6800	396.7854
10	0.6900	392.1208
11	0.7000	387.3010
12	0.7100	382.9658
13	0.7200	379.6728
14	0.7300	375.5495
15	0.7400	369.8978
16	0.7500	367.1240
17	0.7600	362.0657
18	0.7700	358.1596
19	0.7800	354.3250
20	0.7900	350.8485
21	0.8000	347.1321
22	0.8100	343.6403
23	0.8200	339.8746
24	0.8300	337.5457
25	0.8400	333.2772
26	0.8500	330.0845
27	0.8600	328.0601
28	0.8700	323.9774
29	0.8800	320.8917
30	0.8850	318.6758
31	0.8900	318.9858
32	0.9000	316.1929

Fonte: Autor

A dificuldade envolvida nesse tipo de estudo é que modificações no entreferro são alterações físicas da geometria da peça, isto exige que a cada variação uma nova malha é gerada para o modelo.

A Tabela 5.1 compara os valores de entreferro projetados com os otimizados em simulação.

Tabela 5.1 – Comparativo dos *air gaps* projetado vs. otimizado

Elementos	Entreferro Projetado	Entreferro Otimizado
Indutor L_f	1,12 mm	2,00 mm
Indutor L_i	1,26 mm	2,10 mm
Indutor L_o	0,63 mm	0,88 mm

Fonte: Autor

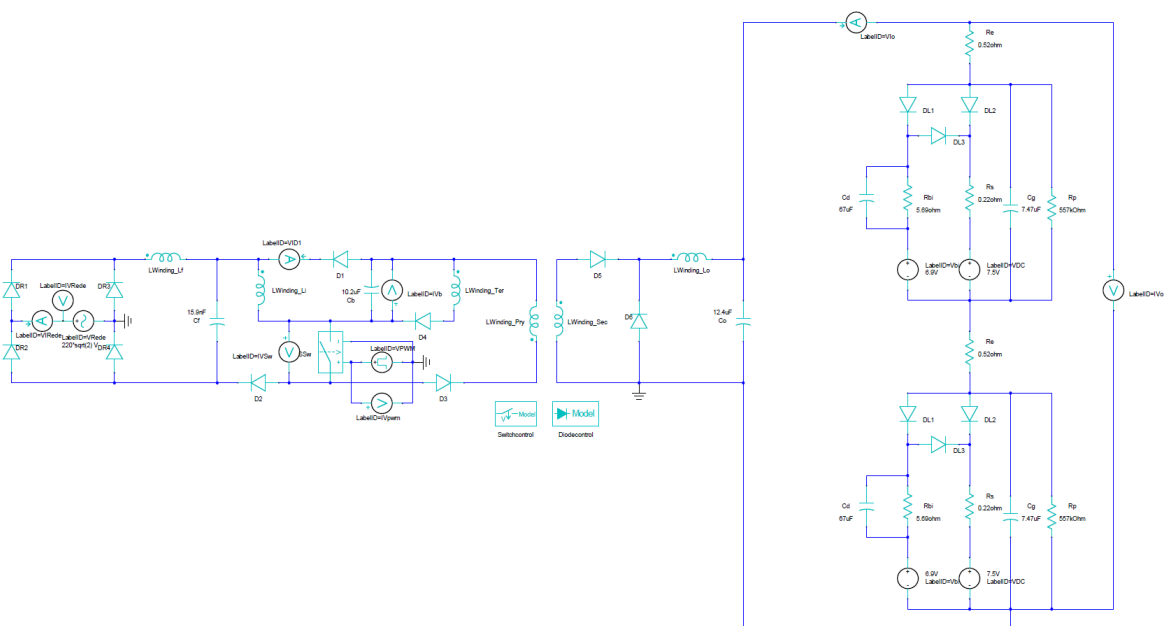
Estes comprimentos estão associados a entreferros concentrados nas pernas centrais dos núcleos. Experimentalmente, a construção dos indutores necessitaria de núcleos fabricados sob encomenda ou que os entreferros fossem distribuídos.

5.2 ANÁLISE DO CIRCUITO ELÉTRICO

O funcionamento dos dispositivos eletromagnéticos é fortemente influenciado pelos circuitos elétricos que os excitam, sendo necessário efetuar a simulação simultânea do circuito de alimentação e do dispositivo. O circuito elétrico do conversor BBF foi criado no Maxwell Circuit, que é um ambiente de simulação de circuitos dentro da plataforma Ansys Maxwell[®]. Essa ferramenta possibilita a simulação do circuito elétrico utilizando os modelos criados para os componentes magnéticos, o que torna os resultados mais confiáveis.

O circuito construído para a excitação dos indutores é mostrado na Figura 5.2.

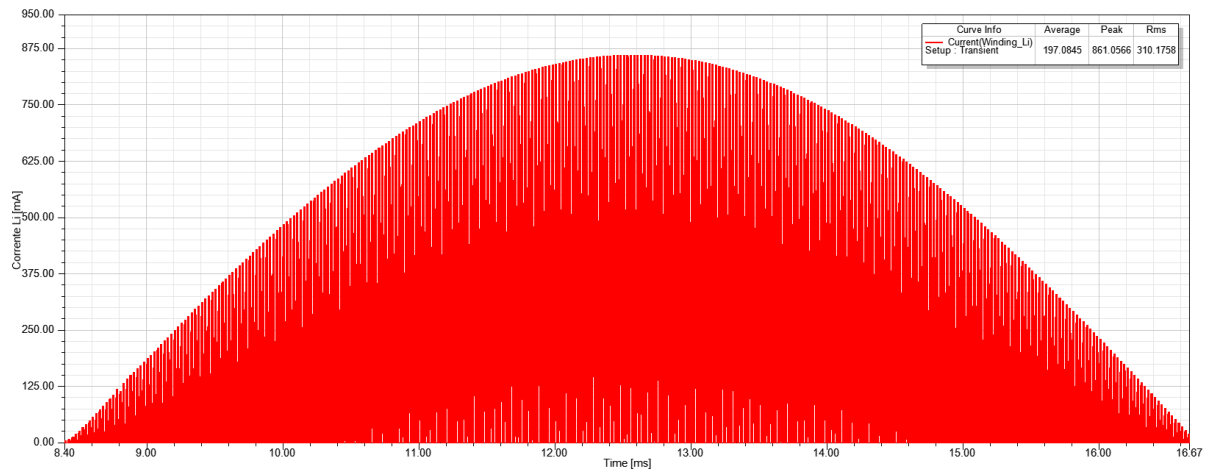
Figura 5.2 – Circuito do conversor BBF construído no Maxwell Circuit



Fonte: Autor

A operação do estágio Buck-Boost em modo de condução descontínua faz com que uma menor indutância seja necessária, todavia, têm-se elevados picos de corrente e um desgaste maior no interruptor. A tendência é que as perdas no enrolamento sejam mais elevadas devido aos picos de corrente em comparação com a operação em modo de condução contínua. Pela Figura 5.3 percebe-se que no início e fim de cada semiciclo da rede elétrica, a corrente que circula pelo indutor é pequena, o que caracteriza um superdimensionamento do componente nestes instantes. Contudo, quando a corrente atinge seu valor máximo na metade do semiciclo, o indutor encontra-se com a máxima densidade de fluxo. Este é o ponto considerado no projeto no núcleo magnético e dos condutores. No indutor em questão, o pico de corrente foi de 875 mA.

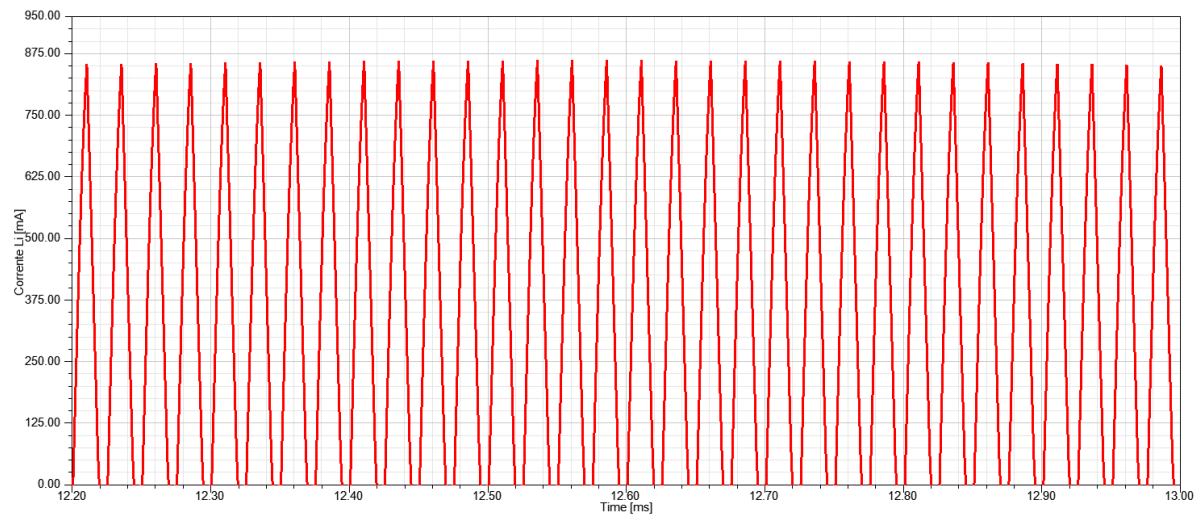
Figura 5.3 – Corrente no indutor L_i (baixa frequência)



Fonte: Autor

A Figura 5.4 mostra a corrente no indutor L_i de alta frequência.

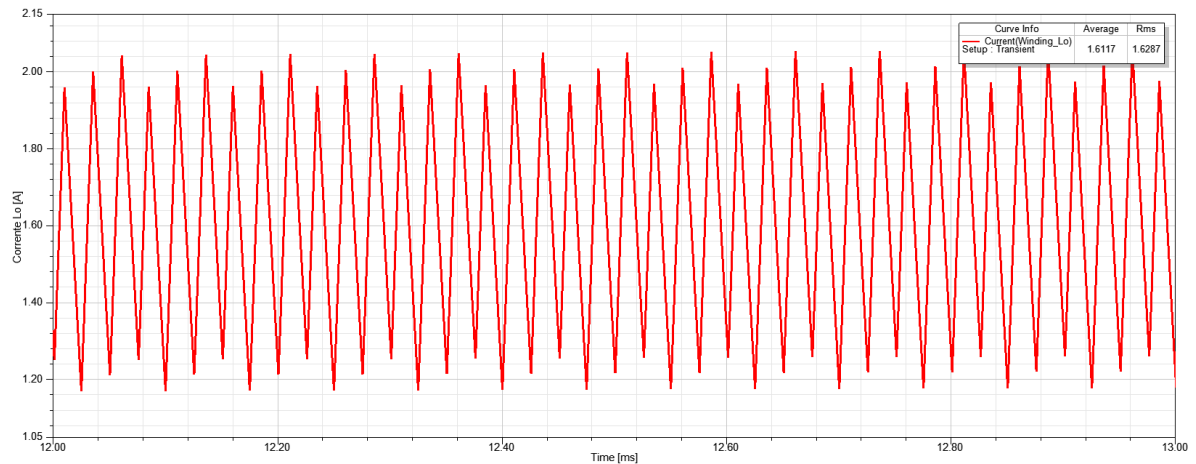
Figura 5.4 – Corrente no indutor L_i (alta frequência)



Fonte: Autor

Em oposição ao estágio PFC, o estágio de saída foi elaborado para operar em modo de condução contínua de forma a facilitar a modelagem do controle do conversor. A corrente de alta frequência no indutor L_o é mostrada na Figura 5.5.

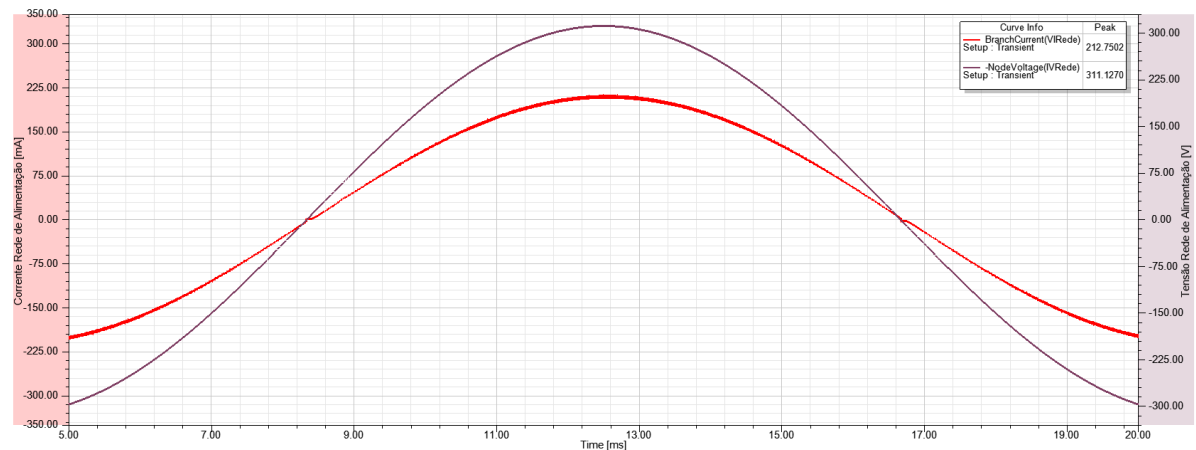
Figura 5.5 – Corrente no indutor L_o (alta frequência)



Fonte: Autor

O conversor BBF foi escolhido para acionar uma carga de OLEDs com elevado fator de potência e baixa distorção harmônica na corrente de entrada do circuito. A Figura 5.6 apresenta as formas de onda de tensão e corrente na rede elétrica. Verificou-se uma corrente de pico de 212 mA com fator de potência de 0,99 e TDH de 1,25%, dentro dos limites estipulados no projeto.

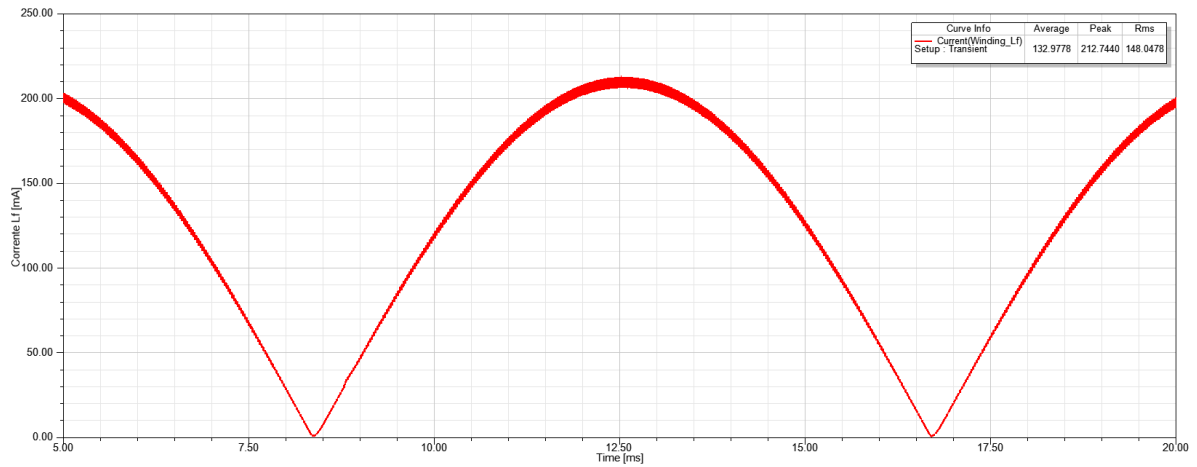
Figura 5.6 – Tensão e corrente na entrada da rede elétrica



Fonte: Autor

O indutor L_f tem o objetivo de impedir que as componentes de alta frequência da corrente de entrada do estágio Buck-Boost circulem pela rede de alimentação. Em razão do filtro ter sido posicionado posteriormente à ponte retificadora, sua corrente equivale ao módulo da corrente da rede elétrica. A Figura 5.7 mostra a corrente no indutor em questão.

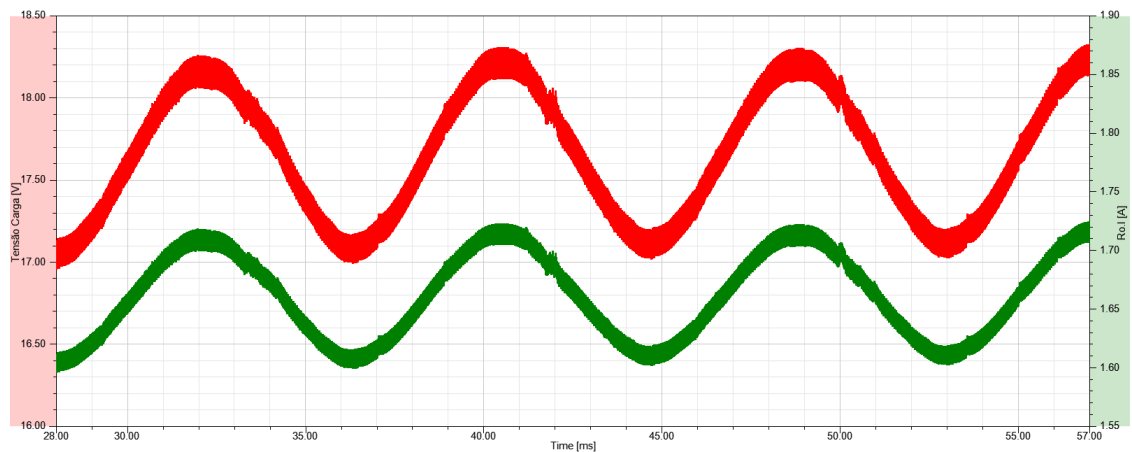
Figura 5.7 – Corrente no indutor L_f



Fonte: Autor

Em regime permanente, a corrente média que circula pelos OLEDs é de 1,66 A e uma tensão de 17,7 V. Foram observadas oscilações 1 Vpp de baixa frequência e 200 mVpp de alta frequência. A Figura 5.8 exibe a tensão e corrente na carga de OLEDs.

Figura 5.8 – Tensão e corrente na carga de OLEDs



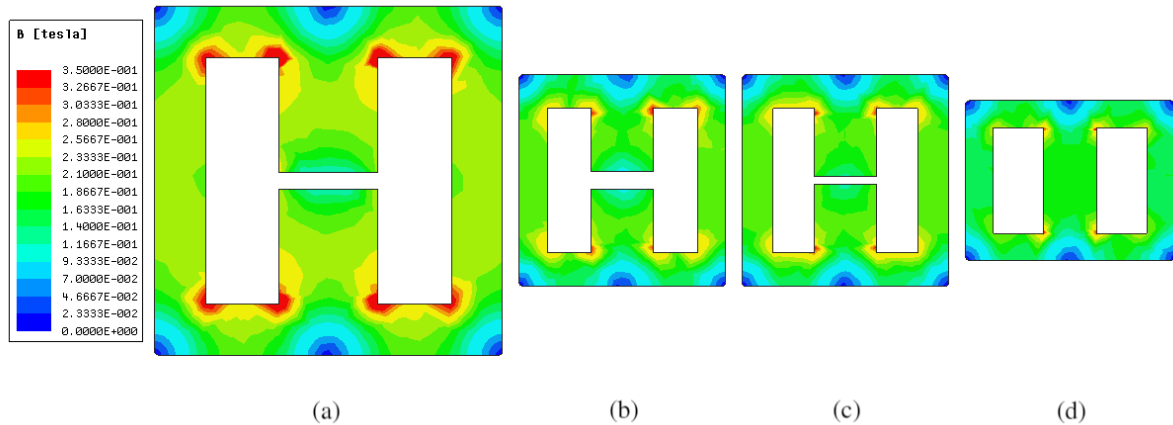
Fonte: Autor

5.3 ANÁLISE DO NÚCLEO

A distribuição da densidade de fluxo magnético nos núcleos são apresentadas na Figura 5.9. Percebe-se que ocorre a saturação dos vértices dos núcleos, principalmente no indutor de filtro L_f , os quais ultrapassam o valor máximo de 0,35 T, conforme a curva B-H, Figura

4.5, fornecida pelo fabricante. As demais regiões dos núcleos se mantêm com uma densidade de fluxo próxima à 0,25 T, valor estabelecido abaixo do limite de saturação à 100 °C, como garantia de que o indutor não saturará mesmo com picos de corrente inesperados durante a operação do conversor.

Figura 5.9 – Distribuição da densidade de fluxo pelos núcleos magnéticos na condição de máxima corrente. (a) indutor L_f , (b) indutor L_i , (c) indutor L_o e (d) transformador



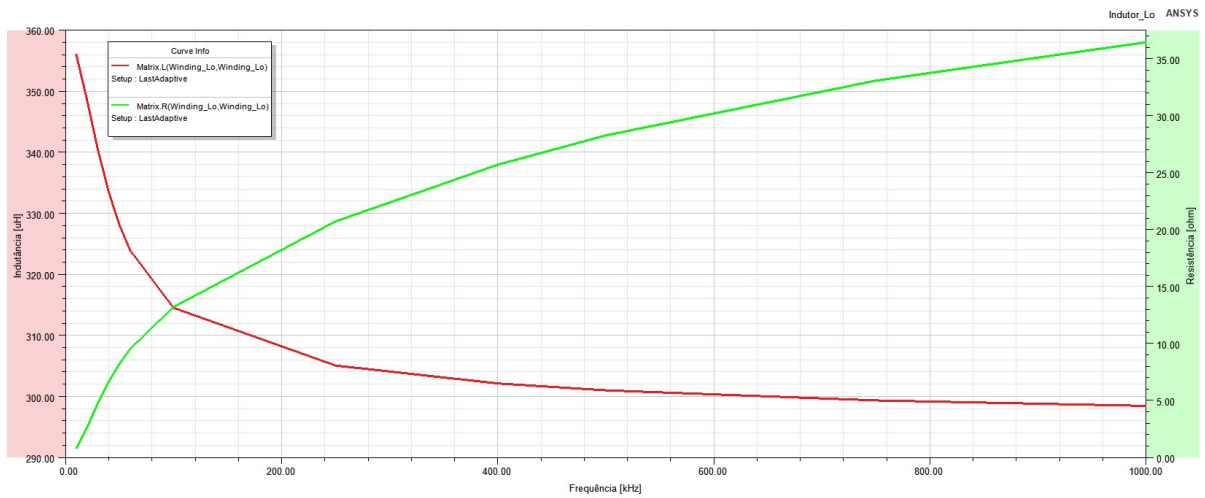
Fonte: Autor

5.4 ANÁLISE EM FREQUÊNCIA

A adoção de conversores estáticos na correção do fator de potência de equipamentos eletrônicos busca não somente a redução do volume dos elementos magnéticos empregados nos filtros, como também o aumento da densidade de potência desses dispositivos. Todavia, operar em alta frequência intensifica alguns fenômenos que em baixa frequência são desprezíveis. Este é o caso do efeito *skin*.

Em uma análise isolada, utilizando-se do modelo de enrolamento completo, varreu-se a frequência da corrente de excitação do indutor L_o de forma a evidenciar seus efeitos sob a resistência e a indutância do componente. Pela Figura 5.10, constata-se o aumento da resistência efetiva do enrolamento enquanto há a redução de sua indutância. Na frequência de trabalho do conversor foram previstas uma resistência de 6,5 Ω e uma indutância de 333 mH.

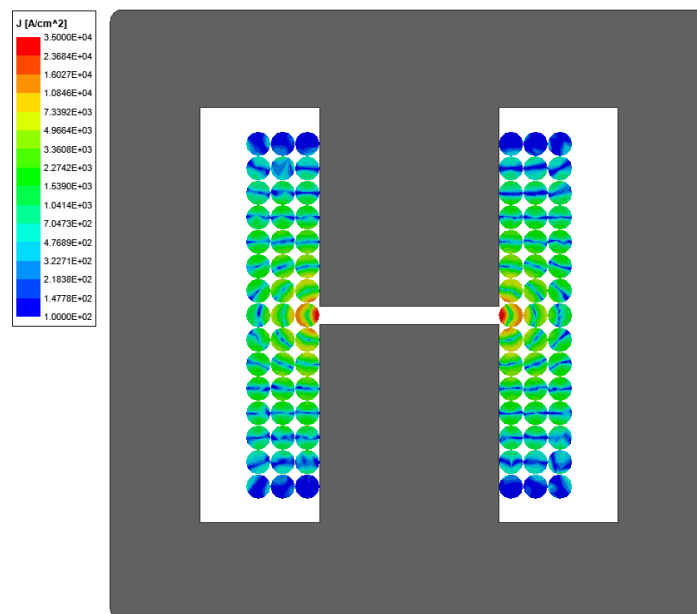
Figura 5.10 – Influência da frequência sob a resistência e indutância do indutor L_o



Fonte: Autor

Quando mais de uma camada é necessária na formação da bobina, surge um novo efeito. O efeito de proximidade causa perdas adicionais nos condutores ao alterar suas resistências efetivas. Assim como o efeito *skin*, este resulta na distribuição não uniforme da densidade de corrente ao longo da seção dos condutores devido à interferência dos campos eletromagnéticos originados pelos condutores próximos. A Figura 5.11 exemplifica os efeitos *skin* e de proximidade observados no indutor L_o .

Figura 5.11 – Efeitos *skin* e de proximidade para o indutor L_o



Fonte: Autor

Visualmente, identifica-se a difusão da densidade de corrente entre os condutores cen-

trais em relação aos das periferias. Pelo fato da intensidade do campo magnético ser inversamente proporcional à distância de sua fonte, as espiras mais internas encontram-se em um ponto médio onde estão sujeitas a influência de um campo magnético mais intenso quando comparadas as espiras mais externas.

5.5 ANÁLISE DE PERDAS

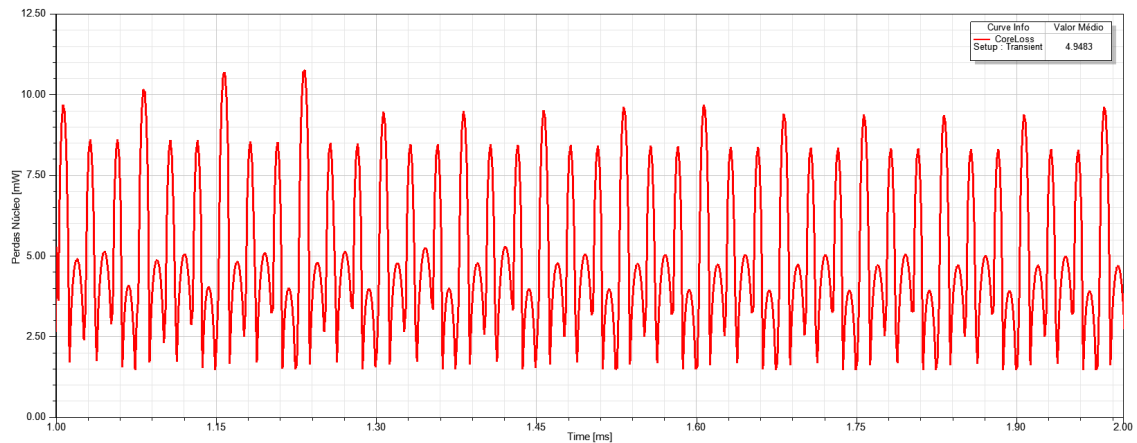
A análise de perdas foi realizada pelo comparativo dos resultados de simulação e calculados. A metodologia de cálculo de perdas foi apresentada no capítulo anterior. Os resultados foram separados entre perdas no cobre e no núcleo. As Figuras de 5.12 a 5.15 apresentam as perdas em função do tempo para cada componente magnético.

Figura 5.12 – Perdas no núcleo para o indutor L_i



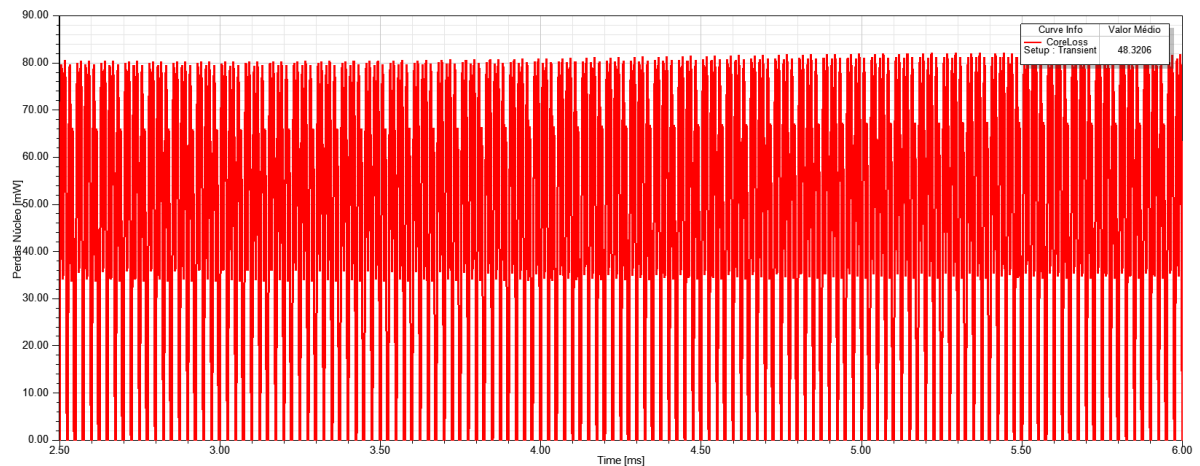
Fonte: Autor

Figura 5.13 – Perdas no núcleo para o indutor L_o



Fonte: Autor

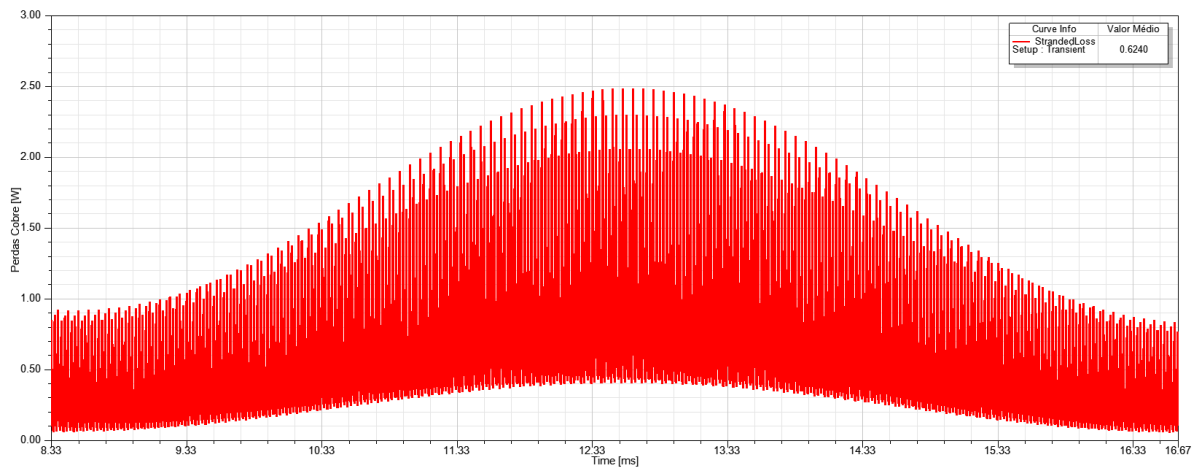
Figura 5.14 – Perdas no núcleo para o transformador



Fonte: Autor

Ao todo foram simulados 104,65 mW em perdas nos núcleos dos magnéticos, em que cerca de 50% são provenientes do indutor do Buck-Boost PFC. Por limitações de *software*, não é possível separar as perdas ôhmicas e analisá-las individualmente para cada enrolamento, portanto, tem-se somente o conjunto das perdas. A Figura 5.15 apresenta o somatório das perdas por Efeito Joule.

Figura 5.15 – Somatório das perdas ôhmicas dos enrolamentos



Fonte: Autor

A Tabela 5.2 permite uma rápida comparação dos resultados simulados com os previamente calculados. Em ambos os casos os valores de tensões e corrente, tanto de Pico, média ou eficaz foram muito próximos, o que credibiliza a metodologia estudada. Porém, a caracterização das perdas apresentou algumas divergências. Isto deve-se pela diferença entre as formulações utilizadas para o cálculo com as adotadas pelo *software* nas simulações.

O equacionamento elucidado por McLyman (2004) elenca as perdas magnéticas a partir da densidade de fluxo no núcleo magnético e sua frequência de oscilação. Este cálculo pondera apenas uma frequência como referência às perdas. Entretanto, o chaveamento da corrente nos indutores implicam na existência de harmônicos. Outro fator ignorado são os níveis DC das densidades de fluxo nos elementos. A não linearidade da curva B-H interfere diretamente na área do laço de histerese ocasionando a variação das perdas no ferro a medida que se varia o valor médio da corrente de excitação. Portanto, quando compara-se as perdas calculadas com as simuladas, tem-se que ter em mente que estas fontes de erro são computadas pelo software.

Tabela 5.2 – Comparativo entre os resultados obtidos

		Indutor L_f	Indutor L_i	Indutor L_o	Transformador		
					Primário	Secundário	Terciário
Calculado	\hat{I}	175 mA	864 mA	2,10 A	242,97 mA	2,10 A	8,12 mA
	I_{Medio}	111,41 mA	177 mA	1,72 A	77 mA	665,5 mA	1,60 mA
	I_{rms}	124 mA	288 mA	1,74 A	123 mA	1,06 A	2,9 mA
	R_{dc}	7,80 Ω	1,34 Ω	32 m Ω	9,733 Ω	118 m Ω	62,29 Ω
	P_{Cu}	119 mW	110 mW	84 mW	119 mW	81 mW	687,1 μW
	P_{fe}	1 mW	15 mW	21 mW	352 mW		
PSIM ®	\hat{I}	177,40 mA	853,45 mA	2,14 A	255,07 mA	2,14 A	7,14 mA
	I_{Medio}	111,23 mA	177,43 mA	1,50 A	70,26 mA	59,39 mA	1,28 mA
	I_{rms}	123,56 mA	293,44 mA	1,65 A	113,59 mA	0,96 A	2,49 mA
Ansys Maxwell ®	\hat{I}	212,74 mA	861,06 mA	2,08 A	264,04 mA	2,16 A	5,28 mA
	I_{Medio}	132,98 mA	197,08 mA	1,61 A	84,95 mA	705,70 mA	1,03 mA
	I_{rms}	148,05 mA	310,17 mA	1,63 A	135,74 mA	1,13 A	1,95 mA
	R_{dc}	7,74 Ω	1,55 Ω	42,20 m Ω	5,51 Ω	66,63 m Ω	28,79 Ω
	P_{Cu}	624 mW ¹					
	P_{fe}	113,4 μW	51,26 mW	4,95 mW	48,32 mW		

Fonte: Autor

Ao desprezar as perdas dos elementos semicondutores do conversor, foi computada uma eficiência de 96,8%, contra 97,4% obtida via simulação. Mesmo supondo que as perdas nos semicondutores atinjam duas vezes as magnéticas, ambas as estimativas manter-se-iam coerentes com o esperado, uma vez que a eficiência de conversores integrados normalmente está entre 88% e 90%.

¹Somatórios de perdas ôhmicas dos enrolamentos de todos os componentes magnéticos do conversor BBF.

6 CONCLUSÃO

A modelagem numérica utilizando engenharia assistida por computador em sistemas físicos fez com que esta se tornasse uma das melhores formas para a solução de problemas, seja na área de cálculo estrutural, análise de campos eletromagnéticos ou dinâmicas de fluidos e térmicas. Sua aplicação no estudo de conversores estáticos possibilita a aquisição de modelos virtuais com comportamentos fiéis aos componentes reais.

Pela simulação pode-se comprovar a estrutura de projeto proposta tanto dos componentes magnéticos, quanto do próprio conversor. Ajustes nos valores das indutâncias que seriam trabalhosos e demorados para ser realizados diretamente pela manipulação dos protótipos, com o aparato da CAE foram facilmente realizadas pelas parametrizações dessas características. Além disso, confirmou-se para as condições nominais de operação do conversor, que as distribuições das densidades de fluxo não atingiram os níveis de saturação dos materiais ferromagnéticos.

Um dos problemas enfrentados na configuração das simulações foi a impossibilidade de visualizar as perdas ôhmicas separadamente em cada elemento. Como todos estes foram posicionados no mesmo ambiente de simulação, de modo que seus campos eletromagnéticos pudessem interagir entre si, semelhante ao que aconteceria em uma placa de circuito impresso (PCB), o Ansys Maxwell[®] não diferencia as perdas entre os enrolamentos e apresenta como resultado o seu somatório. Este problema também ocorre na visualização das perdas nos núcleos dos indutores, no entanto, para este tipo de perda é possível selecionar em quais geometrias o *software* irá calcular. Como o conversor apresenta quatro magnéticos, foi necessário refazer a simulação quatro vezes para obter as perdas individuais.

Uma alternativa para obter as perdas separadas em cada enrolamentos é integrar o Ansys Maxwell[®] com o ambiente de simulação de circuitos do Ansys Simplorer[®] através de uma co-simulação transiente. Nesta situação, este recurso é inviável pois as simulações tornaram-se extremamente longas, uma vez que será necessário simular tanto o circuito do conversor, como também quatro simulações independentes para cada magnético simultaneamente.

Apesar destas simulações desconsiderarem a influência das resistências intrínsecas e capacitâncias parasitas dos elementos semicondutores sob as perdas do conversor, já é possível ter uma boa estimativa de sua eficiência a partir das perdas mensuradas para os componentes magnéticos.

Neste trabalho foi abordado o projeto de um conversor PFC e a análise de seus componentes magnéticos pelo instrumental da CAE. Contudo, diversos fenômenos físicos podem ser verificados pelas mesmas ferramentas de simulação como, por exemplo, o funcionamento dos elementos semicondutores, a organização dos componentes em uma PCB e sua implicação nas indutâncias parasitas, interferências eletromagnéticas entre componentes e, principalmente, na dissipação de calor. Estas possibilidades servirão de estímulo a elaboração de trabalhos futuros.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ALONSO, J. M. et al. Analysis and design of the integrated double buckboost converter as a high-power-factor driver for power-led lamps. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 4, p. 1689–1697, 2012.
- ANEEL. **Resolução ANEEL n. 456**. [S.l.]: Agência Nacional de Energia Elétrica, 2000.
- ASSAN, A. E. **MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS - PRIMEIROS PASSOS**. Campinas: UNICAMP, 2003.
- BARBI, I. **Eletrônica de Potencia: Projetos de Fontes Chaveadas**. [S.l.]: Ed. do autor, 2001.
- BENDER, V. C. **Modelagem e Acionamento de Diodos Orgânicos Emissores de Luz (OLEDs) para Sistemas de Iluminação**. 2015. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2015.
- BISOGNO, F. E. **Topologia para Iluminação Fluorescente Utilizando Conversor Boost Push-Pull Integrado com um Único Interruptor**. 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2001.
- COSTA, M. A. D. **Reator Eletrônico Auto-Oscilante com Alto Fator de Potência para Alimentação de Quatro Lâmpadas Fluorescentes Independentes**. 2004. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2004.
- HART, D. W. **Power Electronics**. New York: McGraw-Hill, 2011. 277 p.
- IEC 61000-3-2. **Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3: Limits - Section 2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current <16A per phase)**. [S.l.], 2005.
- KAZIMIERCZUK, M. K. **High-Frequency Magnetic Components**. Flórida - EUA: Wiley, 2014.
- KIRSTEN, A. L. **Reator Eletrônico para Lâmpadas de Descarga em Alta Pressão Baseado no Conversor Biflyback Inversor**. 2011. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2011.
- KONDRATH, N.; KAZIMIERCZUK, M. K. Inductor winding loss owing to skin and proximity effects including harmonics in non-isolated pulse-width modulated dc-dc converters operating in continuous conduction mode. **IET Power Electronics**, v. 3, n. 6, p. 989–1000, 2010.
- LG CHEM. **LG Chem OLED N6SD30C - Technical datasheet**. [S.l.], 2015.
- MAGNETICS. **Technical Bulletin - Selecting a Distributed Air-Gap Powder Core for Flyback Transformers**. 2016. Acesso em 22 out. 2020. Disponível em: <www.mag-inc.com.cn>.
- MAGNETICS. **Ferrite Cores Catalog**. 2017. Acesso em 27 out. 2020. Disponível em: <www.mag-inc.com.cn>.
- MARCHESAN, T. B. **Integração de Conversores Estáticos Aplicados a Sistemas de Iluminação Pública**. 2007. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2007.

MCLYMAN, C. **Transformer and Inductor Design Handbook, Third Edition**. [S.l.]: Taylor & Francis, 2004. (Electrical Engineering and Electronics Series).

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2011.

PINTO, R. A. Sistemas eletrônicos para iluminação de exteriores empregando diodos emissores de luz. **Exame de Qualificação de Doutorado em Engenharia Elétrica**, Santa Maria, 2010.

PINTO, R. A. **Sistemas Eletrônicos para Iluminação de Exteriores Empregando Diodos Emissores de Luz (LEDS) Alimentados pela Rede Elétrica e por Baterias**. 2012. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2012.

POMILIO, J. A. Apostila: Pré-reguladores de fator de potência. **Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação - Universidade Estadual de Campinas**, 2004.

SORIANO, H. L. **MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS - PRIMEIROS PASSOS**. Rio de Janeiro: Ciência Moderna, 2009.

U.S. DEPARTMENT OF ENERGY. **SSL Postings: Choices, not compromises**. 2016. Acesso em 12 out. 2020. Disponível em: <https://www.energy.gov/sites/prod/files/2016/07/f33/postings_07-19-16.pdf>.

U.S. DEPARTMENT OF ENERGY. **OLED Basics**. 2017. Acesso em 12 out. 2020. Disponível em: <<https://www.energy.gov/eere/ssl/oled-basics>>.

W.G. HURLEY; W.H. WÖLFLE. **TRANSFORMERS AND INDUCTORS FOR POWER ELECTRONICS THEORY, DESIGN AND APPLICATIONS**. Reino Unido: Wiley, 2013.

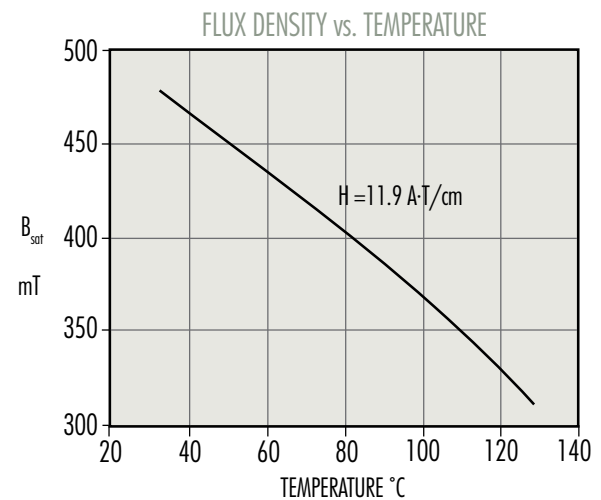
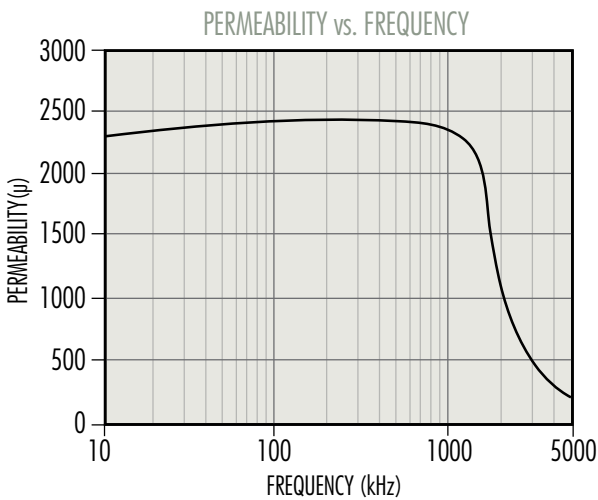
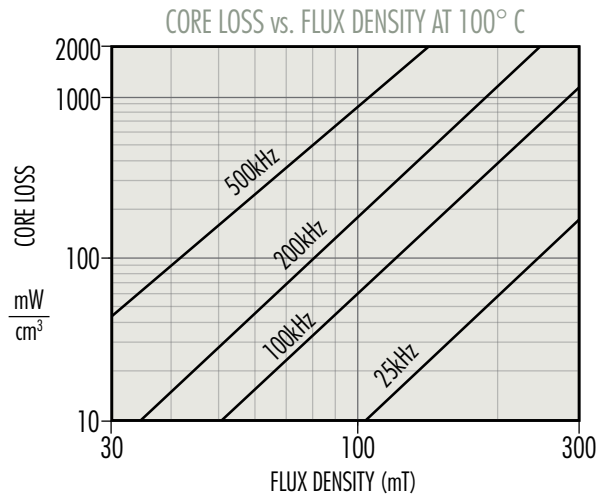
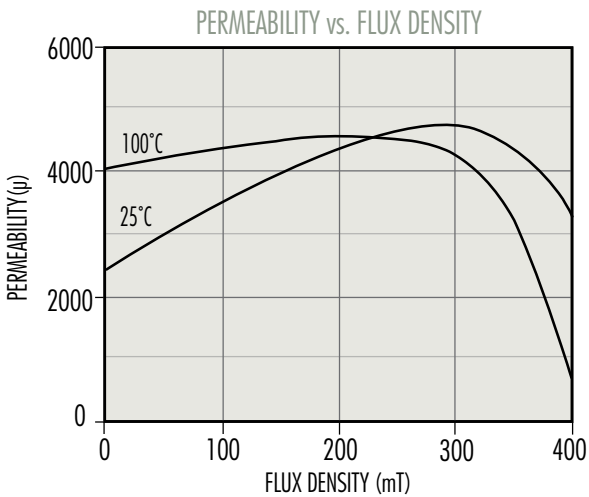
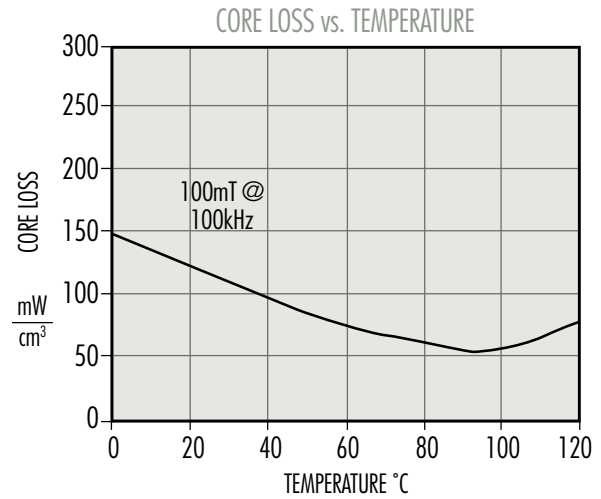
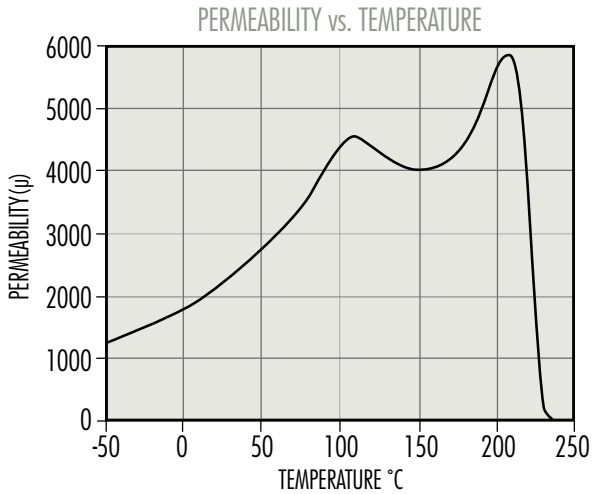
WU, T. F.; CHEN, Y. K. A systematic and unified approach to modeling pwm dc/dc converters based on the graft scheme. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 45, p. 88–89, 1998.

**ANEXO A – PROPIEDADES MAGNÉTICAS PARA DIFERENTES TIPOS DE
FERRITE**

R Material

A medium frequency multi-purpose power transformer, inductor and filter material. Widely available in shapes and toroids. Engineered for lowest losses between 90 - 100°C.

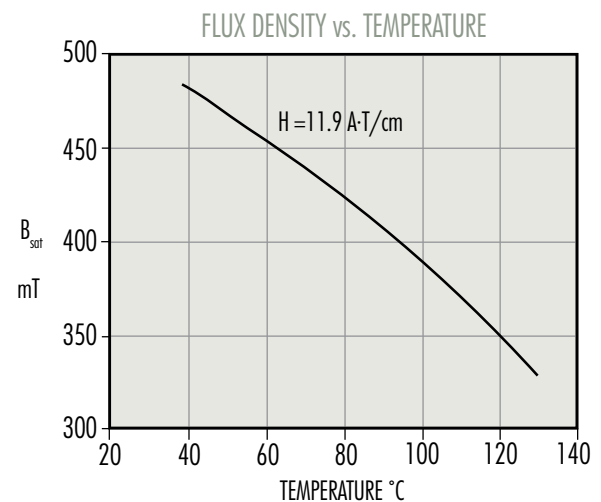
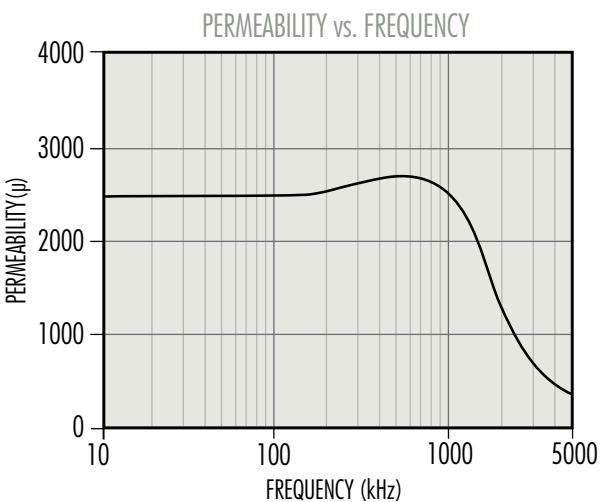
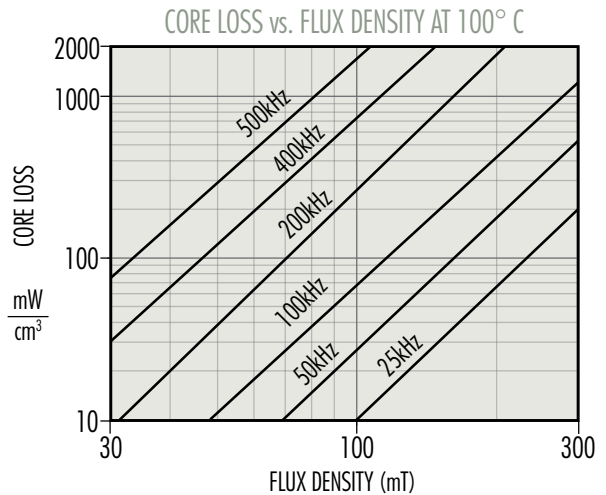
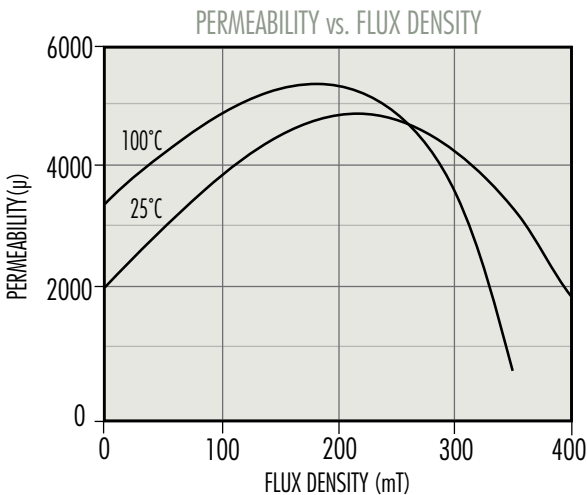
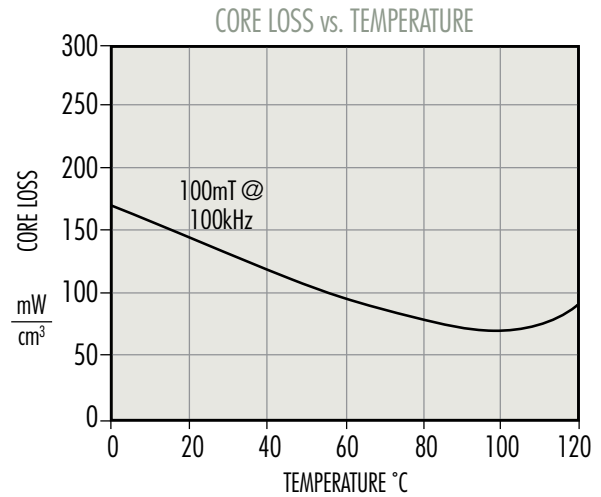
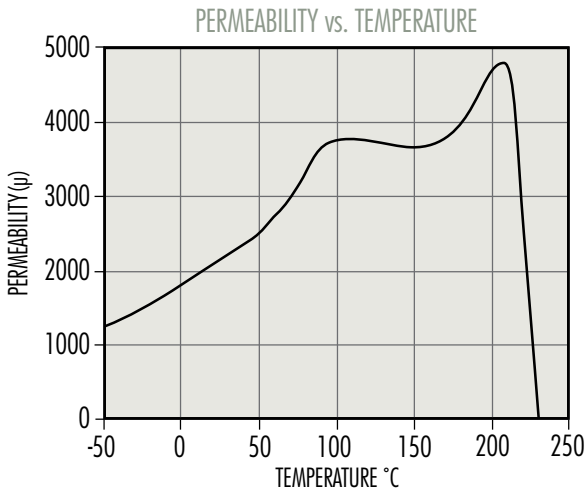
Initial Perm (25°C; ≤ 10 kHz) **2,300 ± 25%**
 Saturation Flux Density (4,700 G at 15 Oe, 25°C) 470 mT, 11.9 A-T/cm
 Curie Temperature 210°C



P Material

A low-medium frequency general-purpose power converter material. Engineered for lowest losses between 80 - 100°C. Available in almost all core sizes and shapes.

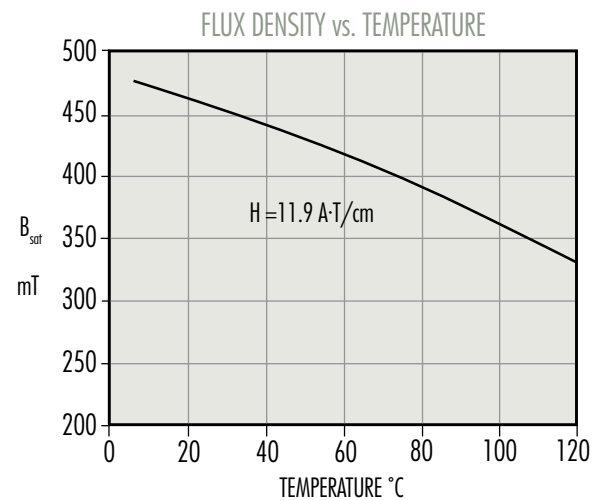
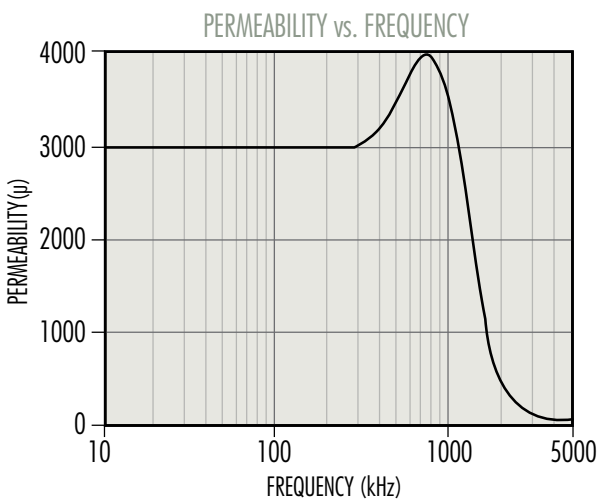
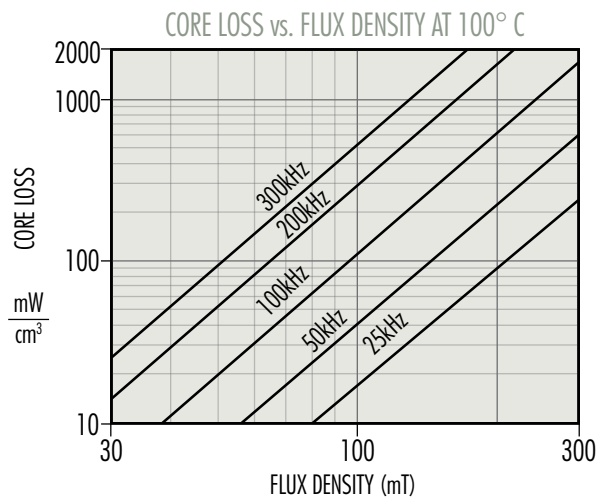
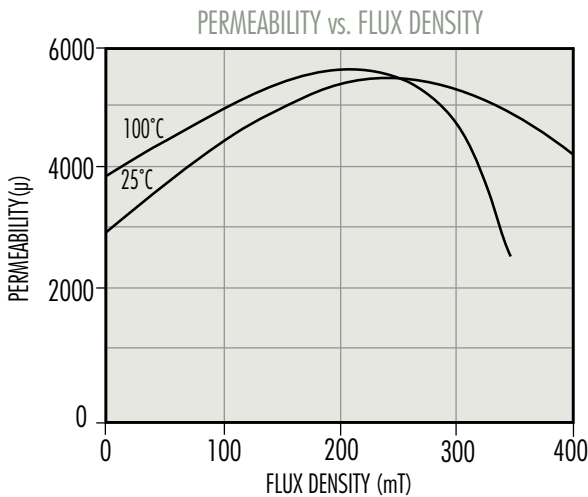
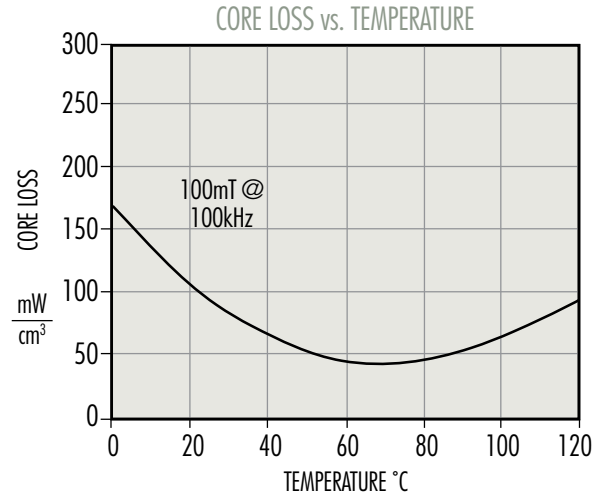
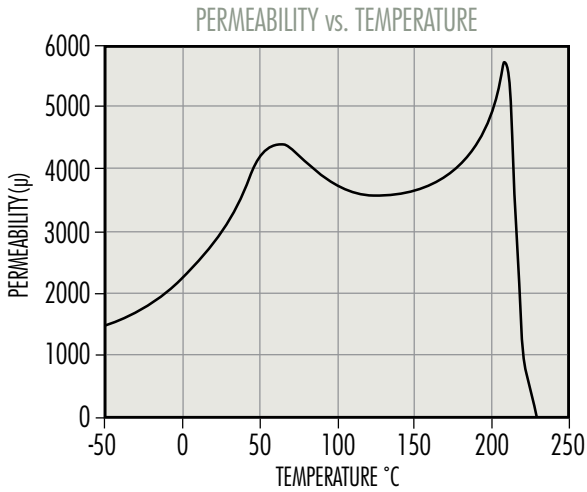
Initial Perm (25°C; ≤ 10 kHz) **2,500 ± 25%**
 Saturation Flux Density (4,700 G at 15 Oe, 25°C) 470 mT, 11.9 A-T/cm
 Curie Temperature 210°C



F Material

A medium frequency general-purpose power transformer, inductor and filter material. Slightly higher in perm than P or R Material. Engineered for lowest losses between 50 - 80°C.

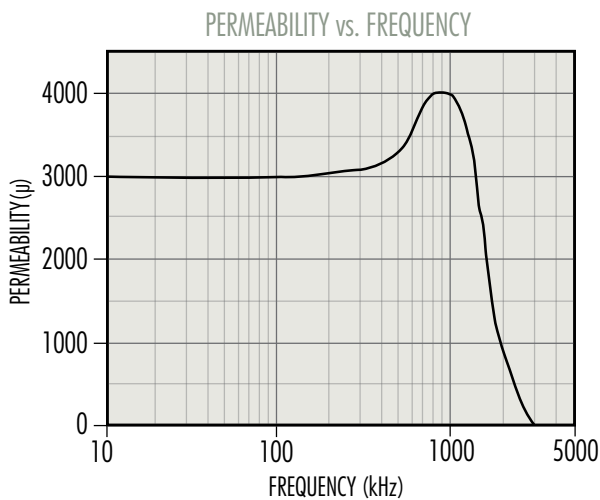
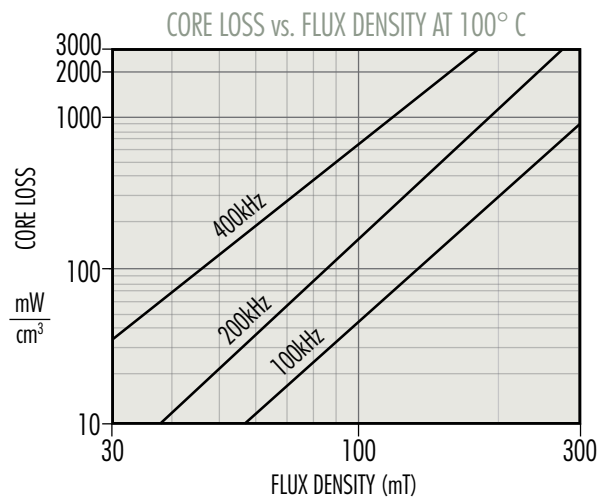
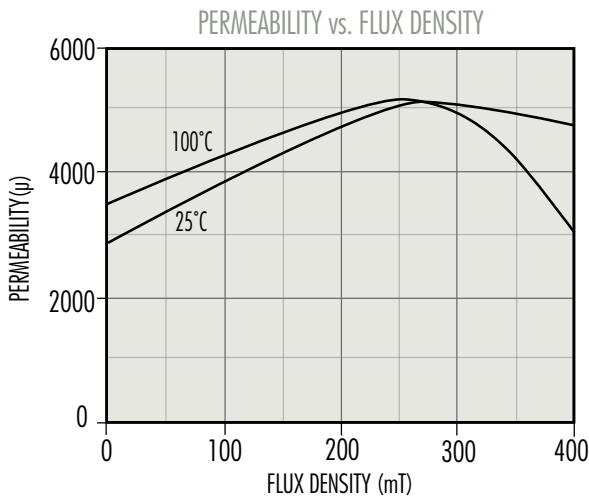
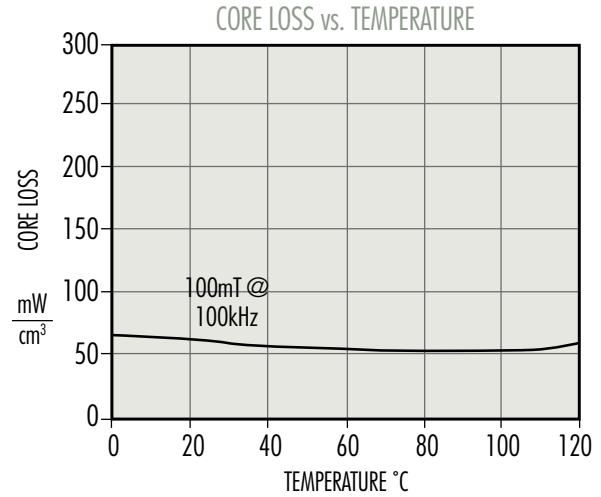
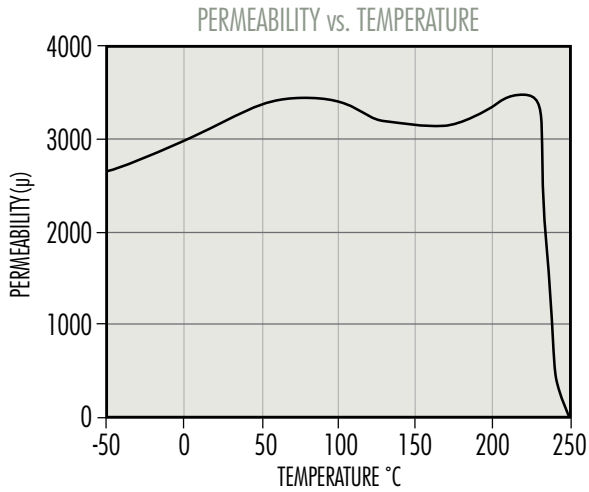
Initial Perm (25°C; ≤ 10 kHz) **3,000 ± 20%**
 Saturation Flux Density (4,700 G at 15 Oe, 25°C) 470 mT, 11.9 A-T/cm
 Curie Temperature 210°C



T Material

A power material for transformers and inductors operating from 20 kHz to 750 kHz. T material offers stability in both perm and losses over a wide temperature range.

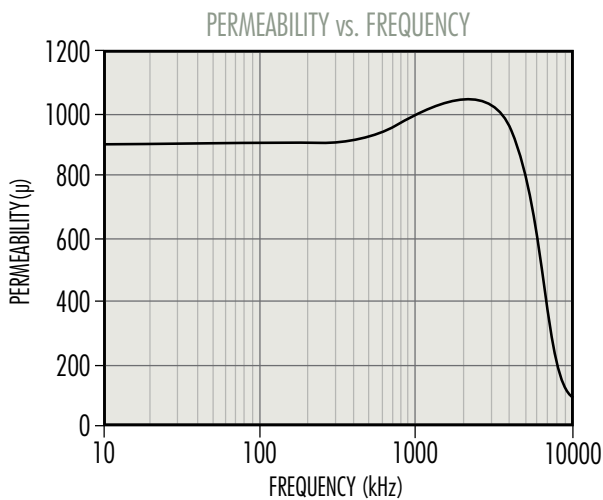
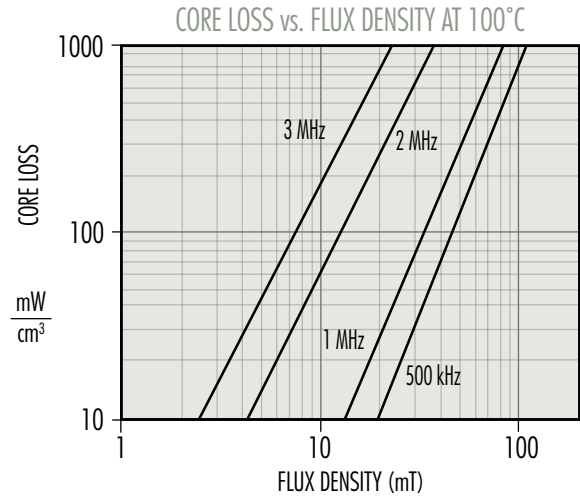
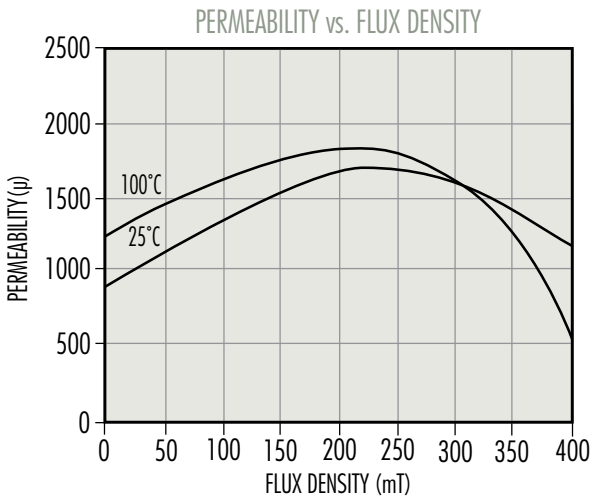
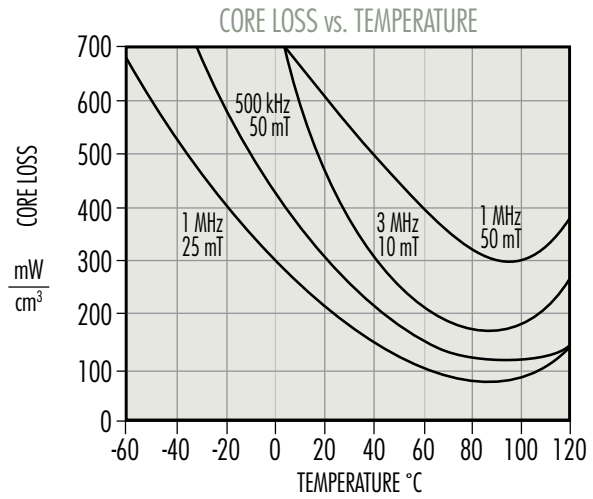
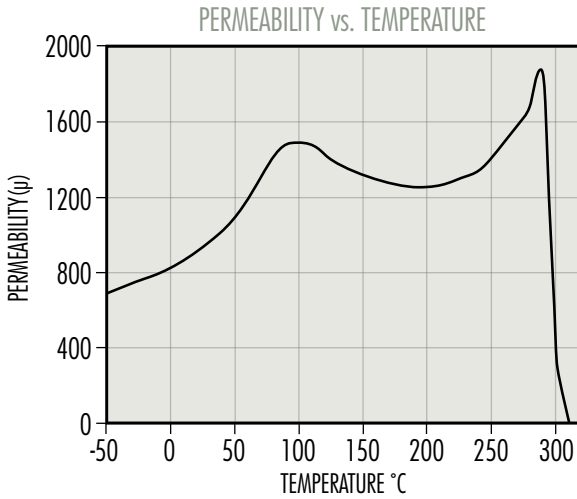
Initial Perm (25°C; ≤ 10 kHz) **3,000 ± 25%**
 Saturation Flux Density (5,300 G at 15 Oe, 25°C) 530 mT, 11.9 A-T/cm
 Curie Temperature 220°C



L Material

A high-frequency high-temperature power material. L material is optimized for transformers and inductors from 500 kHz – 3 MHz. Core losses are minimized between 70 – 100°C.

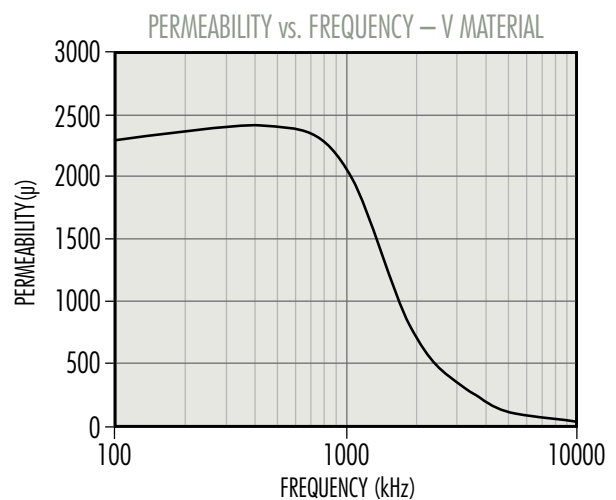
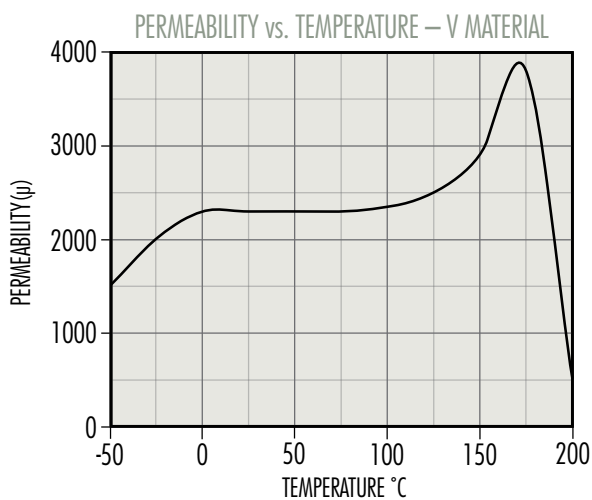
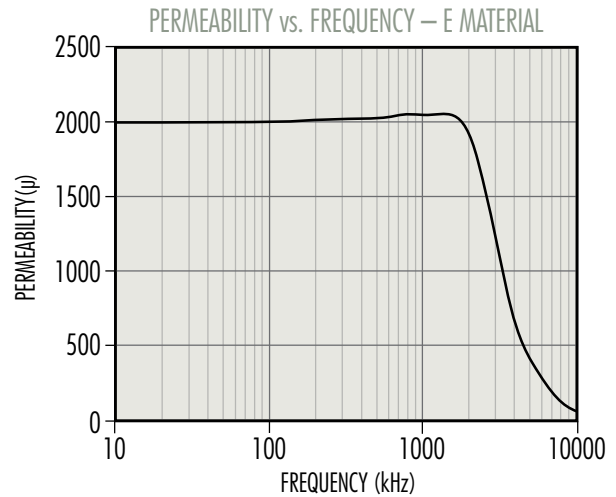
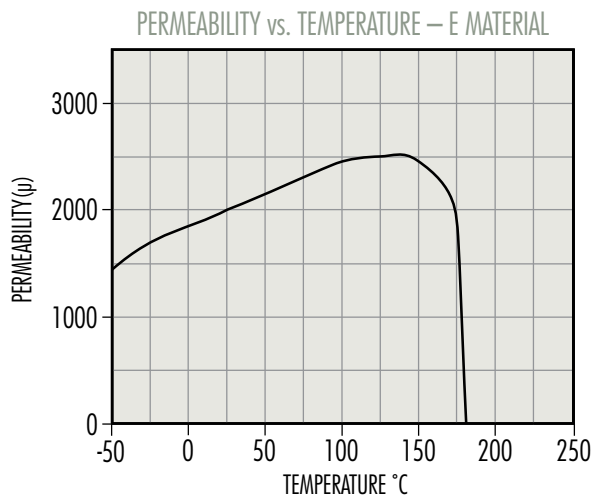
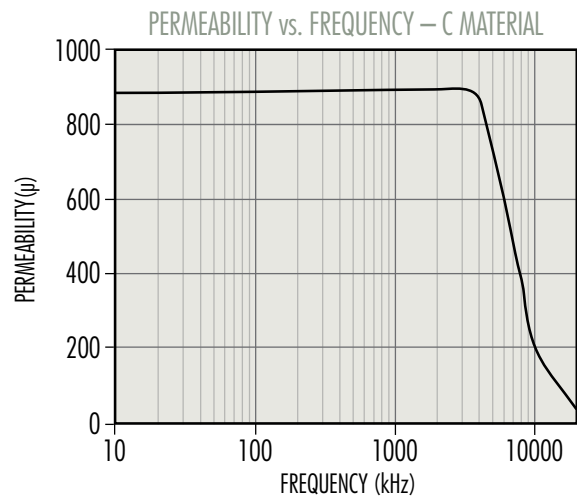
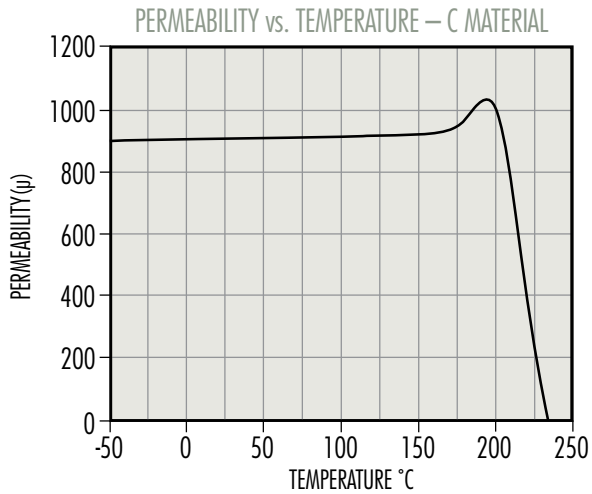
Initial Perm (25°C; ≤ 10 kHz), Uncoated **900 ± 25%**
 Initial Perm (25°C; ≤ 10 kHz), Coated **750 ± 25%**
 Saturation Flux Density (4,200 G at 15 Oe, 25°C) 420 mT, 11.9 A-T/cm
 Curie Temperature 300°C



Materials

C, E and V materials work well for Telecom Filters, Wideband, Matching and Pulse transformer applications, and High Q inductors.

	<u>C</u>	<u>E</u>	<u>V</u>
Initial Perm	900 ± 25%	2,000 ± 25%	2,300 ± 25%
Saturation Flux Density	380 mT, 11.9 A-T/cm (3,800 G at 25°C, 15 Oe)	360 mT, 11.9 A-T/cm (3,600 G at 25°C, 15 Oe)	440 mT, 11.9 A-T/cm (4,400 G at 25°C, 15 Oe)
Curie Temperature	200°C	160°C	170°C

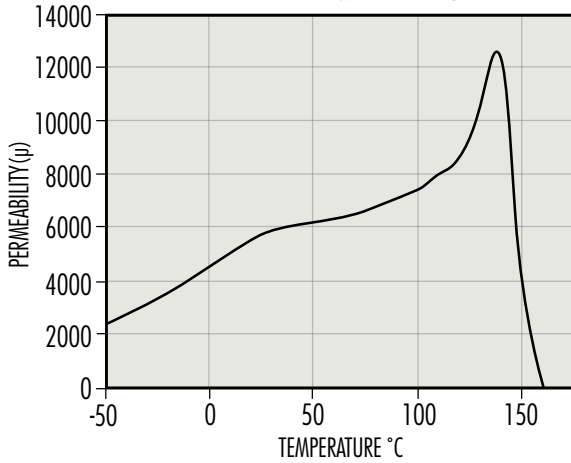


J Material

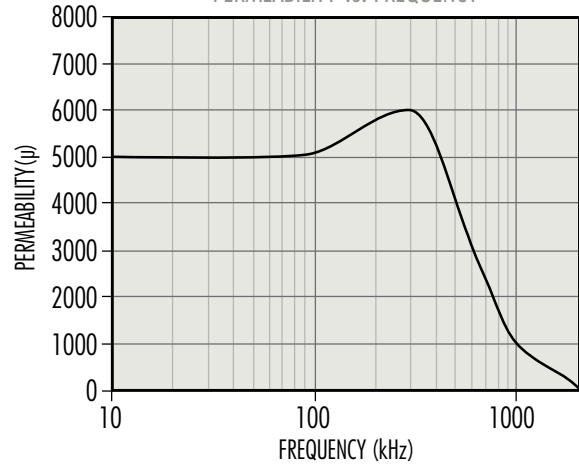
A medium perm general-purpose material. Well suited both for EMI/RFI filtering and broadband transformers.

Initial Perm (25°C; ≤ 10 kHz) **5,000 ± 20%**
 Saturation Flux Density (4,300 G at 15 Oe, 25°C) 430 mT, 11.9 A-T/cm
 Curie Temperature 145°C

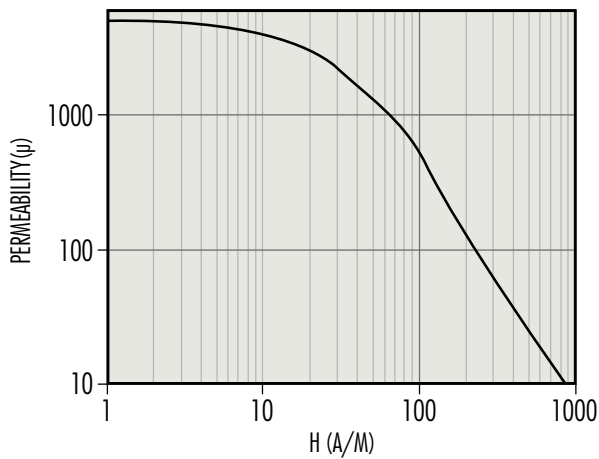
PERMEABILITY vs. TEMPERATURE



PERMEABILITY vs. FREQUENCY



PERMEABILITY vs. DC BIAS



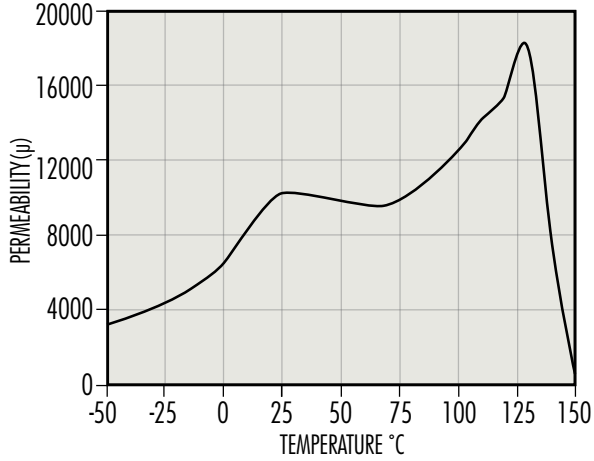
W Material

A high permeability material used for EMI/RFI suppression, common mode chokes, pulse and broadband transformers.

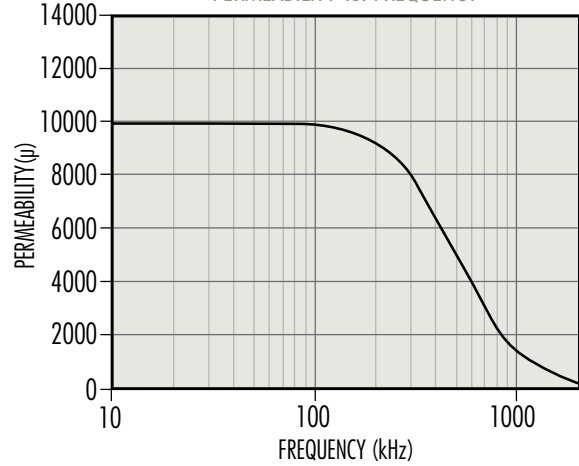
Available in shapes and toroids.

Initial Perm (25°C; ≤ 10 kHz) **10,000 ± 30%**
 Saturation Flux Density (3,900 G at 15 Oe, 25°C) 390 mT, 11.9 A-T/cm
 Curie Temperature 135°C

PERMEABILITY vs. TEMPERATURE



PERMEABILITY vs. FREQUENCY



PERMEABILITY vs. DC BIAS

