

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

Ana Lúcia Soares

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM
RETIFICADOR TRIFÁSICO COM FATOR DE
POTÊNCIA UNITÁRIO UTILIZANDO
CONVERSORES CÚK ISOLADOS COM
CONTROLE ATIVO DE CORRENTE DE
ENTRADA E AUTOTRANSFORMADOR DE
12 PULSOS COM CONEXÃO DELTA
DIFERENCIAL**

Uberlândia, Brasil

2019

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

Ana Lúcia Soares

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM
RETIFICADOR TRIFÁSICO COM FATOR DE
POTÊNCIA UNITÁRIO UTILIZANDO CONVERSORES
CÚK ISOLADOS COM CONTROLE ATIVO DE
CORRENTE DE ENTRADA E
AUTOTRANSFORMADOR DE 12 PULSOS COM
CONEXÃO DELTA DIFERENCIAL**

Dissertação de Mestrado apresentada à
Faculdade de Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Uberlândia, Minas
Gerais, como requisito exigido à obtenção
do título de Mestre em Ciências.

Orientador: Professor PhD Luiz Carlos Gomes de Freitas

Coorientador: Professor PhD Gustavo Brito de Lima

Universidade Federal de Uberlândia – UFU

Faculdade de Engenharia Elétrica – FEELT

Mestrado em Engenharia Elétrica

Uberlândia, Brasil

2019

Ficha Catalográfica Online do Sistema de Bibliotecas da UFU
com dados informados pelo(a) próprio(a) autor(a).

S676 Soares, Ana Lúcia, 1975-
2019 Projeto e desenvolvimento de um retificador trifásico com fator de potência unitário utilizando conversores CÚK isolados com controle ativo de corrente de entrada e autotransformador de 12 pulsos com conexão delta diferencial [recurso eletrônico] / Ana Lúcia Soares. - 2019.

Orientador: Luiz Carlos Gomes de Freitas.

Coorientador: Gustavo Brito de Lima.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia,
Pós-graduação em Engenharia Elétrica.

Modo de acesso: Internet.

Disponível em: <http://doi.org/10.14393/ufu.di.2019.2540>

Inclui bibliografia.

Inclui ilustrações.

1. Engenharia elétrica. I. Freitas, Luiz Carlos Gomes de, 1976-, (Orient.). II. Lima, Gustavo Brito de, 1986-, (Coorient.). III. Universidade Federal de Uberlândia. Pós-graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDU: 621.3

Bibliotecários responsáveis pela estrutura de acordo com o AACR2:
Gizele Cristine Nunes do Couto - CRB6/2091
Nelson Marcos Ferreira - CRB6/3074



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
 Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
 Av. João Naves de Ávila, 2121, Bloco 3N - Bairro Santa Mônica, Uberlândia-MG, CEP 38400-902
 Telefone: (34) 3239-4707 - www.posgrad.feelt.ufu.br - copel@ufu.br



ATA DE DEFESA - PÓS-GRADUAÇÃO

Programa de Pós-Graduação em:	Engenharia Elétrica				
Defesa de:	Dissertação de Mestrado, 724, PPGEELT				
Data:	Vinte e sete de novembro de dois mil e dezenove	Hora de início:	09:00	Hora de encerramento:	11:30
Matrícula do Discente:	11722EEL001				
Nome do Discente:	Ana Lúcia Soares				
Título do Trabalho:	Projeto e desenvolvimento de um retificador trifásico com fator de potência unitário utilizando conversores CÚK isolados com controle ativo de corrente de entrada e autotransformador de 12 pulsos com conexão delta diferencial.				
Área de concentração:	Sistemas de energia elétrica				
Linha de pesquisa:	Eletrônica de potência				
Projeto de Pesquisa de vinculação:	Título: Estudo e Implementação de uma Microrrede em Corrente Contínua Utilizando Inversor Solar Multistring Bidirecional Agência Financiadora: Início 01/03/2017 Término 10/10/2020 No. do Projeto na agência: TEC - PPM-00485-17 Professor Coordenador: Luiz Carlos Gomes de Freitas				

Reuniu-se no Anfiteatro 1E da Faculdade de Engenharia Elétrica, Campus Santa Mônica, da Universidade Federal de Uberlândia, a Banca Examinadora, designada pelo Colegiado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, assim composta: Professores Doutores: Gustavo Brito de Lima - FEELT/UFU; Ernane Antônio Alves Coelho - FEELT/UFU; Falcondes José Mendes Seixas - UNESP/FEIS; Luiz Carlos Gomes de Freitas - FEELT/UFU, orientador(a) do(a) candidato(a).

Iniciando os trabalhos o(a) presidente da mesa, Dr(a). Luiz Carlos Gomes de Freitas, apresentou a Comissão Examinadora e o candidato(a), agradeceu a presença do público, e concedeu ao Discente a palavra para a exposição do seu trabalho. A duração da apresentação do Discente e o tempo de arguição e resposta foram conforme as normas do Programa.

A seguir o senhor(a) presidente concedeu a palavra, pela ordem sucessivamente, aos(às) examinadores(as), que passaram a arguir o(a) candidato(a). Ultimada a arguição, que se desenvolveu dentro dos termos regimentais, a Banca, em sessão secreta, atribuiu o resultado final, considerando o(a) candidato(a):

Aprovado(a).

Esta defesa faz parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre.

O competente diploma será expedido após cumprimento dos demais requisitos, conforme as normas do Programa, a legislação pertinente e a regulamentação interna da UFU.

Nada mais havendo a tratar foram encerrados os trabalhos. Foi lavrada a presente ata que após lida e achada conforme foi assinada pela Banca Examinadora.



Documento assinado eletronicamente por **Falcondes José Mendes de Seixas, Usuário Externo**, em 27/11/2019, às 14:17, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Luiz Carlos Gomes de Freitas, Professor(a) do Magistério Superior**, em 27/11/2019, às 15:14, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Ernane Antonio Alves Coelho, Professor(a) do Magistério Superior**, em 28/11/2019, às 08:17, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Gustavo Brito de Lima, Professor(a) do Magistério Superior**, em 28/11/2019, às 08:50, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://www.sei.ufu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **1719447** e o código CRC **C26B122E**.

Dedico primeiro a Deus, pela oportunidade. À minha família, por terem me auxiliado para que eu alcançasse meus objetivos. Aos meus irmãos e filhas pelas horas de convívio e suporte para que eu seguisse em frente. Aos meus amigos, que estiveram presentes nas horas boas e principalmente nas horas difíceis.

Agradecimentos

Primeiramente, a Deus que permitiu que eu superasse as dificuldades para chegar até aqui.

Aos meus pais José ("*in memoriam*") e Neide por compreenderem minha ausência e me estimularem a seguir em frente.

Aos meus irmãos Neide Cristina, Denise e Alexsandro, por todo apoio e incentivo, além da compreensão pela minha ausência na maioria dos momentos.

Às minhas filhas Jéssica e Anna Carolina pela paciência, incentivo e compreensão.

Aos meus sobrinhos Daniel, Rafael e Lucas pelo carinho.

À minha amiga Dora pelo incentivo e pelas palavras de encorajamento.

Ao meu amigo Wilson, pelas palavras de apoio.

Ao meu orientador, Professor PhD Luiz Carlos Gomes de Freitas, pela confiança, oportunidade, incentivo, motivação e orientação deste trabalho.

Ao meu co-orientador, Professor PhD Gustavo Brito de Lima por sempre me apoiar e auxiliar sempre que precisei desde o início do trabalho.

A todos os meus amigos do laboratório que foram fundamentais no meu desenvolvimento, em especial aos amigos que trabalharam comigo e contribuíram de diferentes maneiras na conclusão deste trabalho: Antônio, Fernando, Joaquim, obrigada por toda a ajuda prestada durante esse tempo.

À CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior), ao CNPq (Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico), e à FAPEMIG (Fundação de Amparo à Pesquisa de Minas Gerais), pelo apoio financeiro fornecido no andamento deste trabalho, para publicações e pela bolsa de estudo.

E a todos que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho.

Ana Lúcia Soares

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM
RETIFICADOR TRIFÁSICO COM FATOR DE
POTÊNCIA UNITÁRIO UTILIZANDO CONVERSORES
CÚK ISOLADOS COM CONTROLE ATIVO DE
CORRENTE DE ENTRADA E
AUTOTRANSFORMADOR DE 12 PULSOS COM
CONEXÃO DELTA DIFERENCIAL**

Dissertação de Mestrado apresentada à
Faculdade de Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Uberlândia, Minas
Gerais, como requisito exigido à obtenção
do título de Mestre em Ciências.

Banca Examinadora:

Professor PhD Luiz Carlos Gomes de Freitas (Orientador - UFU)

Professor PhD Gustavo Brito de Lima (Coorientador - UFU)

Professor PhD Falcondes José Mendes de Seixas (UNESP)

Professor PhD Ernane Antônio Alves Coelho (UFU)

A Bolsa de Estudos para esta pesquisa foi concedida pela CAPES - Brasil.

Uberlândia, Brasil

“Que os vossos esforços desafiem as impossibilidades, lembrai-vos de que as grandes coisas do homem foram conquistadas do que parecia impossível.”

Charles Chaplin

Resumo

A utilização de componentes eletrônicos vem se intensificando cada vez mais e, com ela há um aumento nas distorções harmônicas prejudicando a qualidade da energia elétrica. Visando uma possibilidade de reduzir este problema, este trabalho apresenta um retificador de 12 pulsos com dois conversores CC-CC Cuk de 1000 W em cada. Ele opera no modo de condução contínua, possui isolamento galvânica, transferência de energia capacitiva, elevado fator de potência e baixa distorção harmônica na corrente de entrada do conversor. O emprego do autotransformador não isolado contribui para redução do peso e volume da estrutura, uma vez que a isolamento em alta frequência é realizada no estágio intermediário através do conversor Cuk que possui um transformador consideravelmente pequeno, garantindo o equilíbrio entre cada grupo retificador e regulando a tensão de saída.

Essa topologia pode ser empregada em carregadores de baterias, acionamento de máquinas elétricas, aplicações de telecomunicações, Retrofit e em aeronaves mais elétricas (MEA), aplicado em equipamentos que eram acionadas por estruturas hidráulicas, pneumáticas ou mecânicas.

Este trabalho aborda detalhadamente o desenvolvimento do controle por histerese digital com imposição de correntes de forma triangular nos indutores de entrada de cada conversor Cuk, com o objetivo de regular a tensão de saída e equilibrar o processamento de potência entre cada grupo retificador. Para validar a proposta, obteve-se resultados computacionais, e experimentais através da construção de um protótipo.

Palavras-chave: Autotransformador, conversores CC-CC Cuk, distorções harmônicas, fator de potência, retificador.

Abstract

The use of electronic components is increasingly intensifying and, with it there is an increase in harmonic distortions impairing the quality of electricity. Aiming at reducing this problem, this work presents a 12-pulse rectifier with two 1000 W Cuk DC-DC converters in each. It operates in continuous driving mode, has galvanic isolation, capacitive energy transfer, high power factor and low harmonic distortion in the converter input current. The use of the non-insulated autotransformer contributes to the reduction of the weight and volume of the structure, since the high frequency isolation is performed in the intermediate stage through the Cuk converter which has a considerably small transformer, ensuring the balance between each rectifier group and regulating the frequency. output voltage.

This topology can be used in battery chargers, electric machine drives, telecommunications applications, retrofit and more electric aircraft (MEA), in equipment that was driven by hydraulic, pneumatic or mechanical structures.

This work deals in detail with the development of digital hysteresis control with triangular current imposition on the input inductors of each Cuk converter, in order to regulate the output voltage and balance the power processing between each rectifier group. To validate the proposal, computational and experimental results were obtained through the construction of a prototype.

Keywords: Autotransformer, Cuk DC-DC Converters, Harmonic Distortions, Power Factor, Rectifier.

Lista de ilustrações

Figura 1.1 – Retificador de 12 Pulsos com Autotransformador Delta e Conversores Cuk Isolados	25
Figura 2.1 – Gráfico da Taxa de KVA x Relação de Transformação para as Conexões Delta-diferencial do Autotransformador de 12 Pulsos.	28
Figura 2.2 – Gráfico da Taxa de KVA x Relação de Transformação para as Conexões Estrela-diferencial do Autotransformador de 12 Pulsos.	28
Figura 2.3 – Conexão Delta-diferencial do Autotransformador.	29
Figura 2.4 – Dimensões Usualmente Utilizadas em Autotransformadores Trifásicos.	30
Figura 2.5 – Autotransformador de 12 Pulsos.	31
Figura 2.6 – Diagrama Fasorial do Autotransformador Delta-diferencial.	32
Figura 2.7 – Composição das Correntes de Entrada.	36
Figura 2.8 – Composição Detalhada das Correntes de Entrada.	36
Figura 2.9 – Indutor Toroidal.	41
Figura 2.10–Ponto de Operação do Conversor Cuk.	43
Figura 2.11–Dimensões de um Núcleo Toroidal.	44
Figura 2.12–Transformador do Conversor Cuk.	50
Figura 2.13–Perdas de Cada Componente do Conversor Cuk Isolado.	58
Figura 3.1 – Circuito do retificador.	60
Figura 3.2 – Circuito Simplificado do Retificador.	61
Figura 3.3 – Circuito Equivalente com a Chave S_1 Fechada.	61
Figura 3.4 – Circuito Equivalente com a chave S_1 Aberta.	63
Figura 3.5 – Formas de Onda dos Componentes do Conversor Cuk.	65
Figura 3.6 – Circuito para Verificação da Modelagem do Conversor Cuk.	74
Figura 3.7 – Comparação do Modelo Matemático e o Conversor Cuk.	75
Figura 4.1 – Diagrama de Blocos do Controle por Histerese.	77
Figura 4.2 – Lugar das Raízes e Diagrama de Bode para o Conversor Cuk.	78
Figura 4.3 – Resposta em Degrau da Planta.	78
Figura 5.1 – Simulação no <i>PSIM</i> [®]	80
Figura 5.2 – Correntes de Linha da Entrada do Autotransformador.	81
Figura 5.3 – Resposta em Degrau de Descida e Subida do Conversor Cuk.	81
Figura 5.4 – Protótipo do Retificador.	83
Figura 5.5 – Sincronia de uma das Correntes Triangulares com a Tensão de Linha do Secundário do Autotransformador.	83
Figura 5.6 – Tensão em fase com a Corrente.	84
Figura 5.7 – Correntes de Entrada do Retificador de 12 Pulsos com Conversores Cuk Isolados..	84

Figura 5.8 – Resposta Dinâmica ao Degrau.	85
Figura 5.9 – Corrente de entrada i_a	85
Figura 5.10–Corrente de entrada i_b	86
Figura 5.11–Corrente de entrada i_c	86
Figura 5.12–Valores de THD em Função da Potência Total de Saída.	87
Figura 5.13–Valores do Fator de Potência em Função da Potência Total de Saída.	87
Figura 5.14–Valores da Eficiência em Função da Potência Total de Saída.	87
Figura 5.15–Espectro Harmônico da Topologia Proposta Comparada a um Auto-transformador de 12 Pulsos Convencional Isolado e a Norma IEC 61000-3-2.	88

Lista de tabelas

Tabela 1.1 – Resultados Comparativos dos Conversores	23
Tabela 2.1 – Parâmetros de Projeto do Autotransformador	34
Tabela 2.2 – Componentes do Conversor Cuk	38
Tabela 2.3 – Especificações do Transistor Utilizado.	56
Tabela 2.4 – Especificações do Diodo Utilizado.	57
Tabela 2.5 – Especificações do Projeto.	58
Tabela 5.1 – Parâmetros do Protótipo.	82

Lista de abreviaturas e siglas

$ANEEL$	Agência Nacional de Energia Elétrica
A_w	Área da janela do carretel
A_e	Área da secção transversal do núcleo
A_p	Área transversal do enrolamento de cobre
K_f	Coefficiente de perdas por corrente parasita
K_h	Coefficiente de perdas por histerese
l_{fio}	Comprimento do fio
i_d	Corrente do diodo
I_{Lin}	Corrente do indutor de entrada
I_{Lout}	Corrente do indutor de saída
i_s	Corrente do interruptor
I_{pico}	Corrente de pico
I_{out}	Corrente de saída do conversor Cuk
S_{fio}	Diâmetro da secção transversal do fio
DSP	Digital Signal Processor
D	Duty cycle
W	Energia armazenada
K_a	Fator de descontinuidade
$K'_{criticoMax}$	Fator de descontinuidade crítico máximo
$K'_{criticoMin}$	Fator de descontinuidade crítico mínimo
K_w	Fator de ocupação do cobre dentro do carretel
FP	Fator de Potência
M	Ganho estático

G_{max}	Ganho estático máximo
G_{min}	Ganho estático mínimo
G_{nom}	Ganho estático nominal
L_{in}	Indutância de entrada do conversor
L_{out}	Indutância do primário do indutor de saída
L_{eq}	Indutância equivalente
B_m	Indução máxima no núcleo
<i>IEEE</i>	Institute of Electrical and Electronics Engineers
<i>IEC</i>	International Electrotechnical Commission
<i>IPR</i>	Interphase Reactor
<i>IPT</i>	Interphase Transformer
J_{max}	Máxima densidade de corrente
<i>MCC</i>	Modo de Condução Contínua
<i>MCD</i>	Modo de Condução Descontínuo
<i>MEA</i>	More Electric Aircraft
ΔV	Ondulação de tensão na saída do conversor
$P_{Histerese}$	Perdas por histerese
T_s	Período de chaveamento
T_{on}	Período em chave aberta
T_{off}	Período em chave fechada
P_{in}	Potência de entrada do conversor
P_{out}	Potência de saída do conversor
Δ	Profundidade de penetração
<i>PFP</i>	Pré Regulador do Fator de Potência
<i>PWM</i>	Pulse-Width Modulation
D_{max}	Razão Cíclica máxima

D_{min}	Razão Cíclica mínima
D_{nom}	Razão Cíclica nominal
R_{out}	Resistência de saída
ρ_{fio}	Resistividade do fio
ΔV_{ca}	Ripple de tensão do capacitor C_a
ΔV_{cb}	Ripple de tensão do capacitor C_b
<i>SEPIC</i>	Single-Ended Primary Inductor Converter
<i>THD</i>	Taxa de distorção harmônica
V_{in}	Tensão de entrada
V_{min}	Tensão de entrada mínima
V_{max}	Tensão de entrada máxima
V_{out}	Tensão de saída
V_{ca}	Tensão do capacitor C_a
V_{cb}	Tensão do capacitor C_b
v_s	Tensão do interruptor
$V_{núcleo}$	Volume do núcleo

Sumário

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	Objetivos	18
1.2	Estrutura da Dissertação	19
1.3	Reficadores de Múltiplos Pulsos	19
1.4	Conclusão	25
2	PROJETO E DIMENSIONAMENTO DO RETIFICADOR PRO- POSTO	27
2.1	Autotransformador Delta-diferencial	27
2.1.1	Núcleo Magnético	29
2.1.2	Cálculo das Tensões e Enrolamentos das Bobinas do Primário e Secundário	31
2.2	Composição das Correntes de Entrada do Autotransformador	34
2.3	Projeto e Dimensionamento do Conversor Cuk	38
2.4	Dimensionamento dos Componentes Magnéticos	40
2.4.1	Indutâncias	40
2.4.1.1	Indutor de Entrada	41
2.4.1.2	Indutor de Saída	41
2.4.1.3	Indutância Magnetizante	43
2.4.2	Projeto do Indutor L_{in}	43
2.4.2.1	Perdas no Indutor L_{in}	45
2.4.2.1.1	Perdas Joule	46
2.4.2.1.2	Perdas Magnéticas	46
2.4.2.1.3	Perdas Totais no Indutor L_{in}	47
2.4.3	Projeto do Indutor L_{out}	47
2.4.3.1	Perdas no Indutor L_{out}	49
2.4.3.1.1	Perdas Joule	49
2.4.3.1.2	Perdas Magnéticas	49
2.4.3.1.3	Perdas Totais no Indutor L_{out}	50
2.4.4	Transformador	50
2.4.4.1	Dimensionamento	50
2.4.4.2	Perdas	53
2.4.4.2.1	Perdas no Cobre	53
2.4.4.2.2	Perdas Magnéticas	54
2.4.5	Pontes Trifásicas	54
2.4.5.1	Perdas nas Pontes Trifásicas	54

2.4.6	Capacitores C_a e C_b	55
2.4.7	Capacitor C_{out}	55
2.5	Transistor Utilizado	55
2.5.1	Perdas do Transistor	56
2.6	Diodo Utilizado	56
2.6.1	Perdas no Diodo	57
2.7	Análise das Perdas Totais	57
2.8	Conclusão	58
3	MODELAGEM DINÂMICA DO CONVERSOR CUK	59
3.1	Circuito Equivalente para Chave Fechada	61
3.2	Circuito Equivalente para Chave Aberta	63
3.2.1	Formas de Onda do Conversor Cuk	64
3.3	Matrizes	65
3.4	Verificação da Modelagem	74
3.5	Conclusão	75
4	ESTRATÉGIA DE CONTROLE	76
4.1	Controle por Histerese Digital	76
4.1.1	Projeto do Compensador	77
4.2	Conclusão	79
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	80
5.1	Resultados de Simulação	80
5.1.1	Simulação da Estrutura Utilizando Controle por Histerese Digital	81
5.2	Resultados Experimentais	82
5.2.1	Especificações do Projeto e Construção do Protótipo	82
5.2.2	Análise dos Resultados Práticos	84
5.3	Conclusão	88
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	89
6.1	Trabalhos Futuros	90
6.2	Publicações e Trabalhos Desenvolvidos Durante o Mestrado	91
	REFERÊNCIAS	92
A	LIMITES DOS MODOS DE CONDUÇÃO NO MATLAB	96
	ANEXO A – TABELA DE FIOS DE COBRE	97

ANEXO B – ESPECIFICAÇÕES DOS NÚCLEOS DE SENDUST - INDUTORES	98
ANEXO C – ESPECIFICAÇÕES DO NÚCLEO DE FERRITE - TRANS- FORMADOR	99

1 Introdução

A utilização de dispositivos eletrônicos vem se intensificando, gerando danos no sistema elétrico, tais como elevada taxa de distorção harmônica na corrente e redução do fator de potência. Isso aumenta a dissipação de calor nos condutores, provoca erros nos equipamentos de medição, interferência eletromagnética, redução da vida útil de máquinas elétricas e transformadores.

Em decorrência disso, surgiram normas reguladoras internacionais tais como IEC – 61000-3-2 e a 61000-3-4 (*International Electrotechnical Commission*) e a norma IEEE 519/1992 com o intuito de limitar os níveis de distorção harmônica da corrente [1], [2].

Neste sentido, vários estudos são feitos com o objetivo de melhorar esta situação e, conseqüentemente, a qualidade da energia, como por exemplo a utilização de técnicas passivas, ativas e híbridas. Dentre estas opções tem-se os retificadores multipulsos. Eles se apresentam flexíveis quanto ao número de pulsos nas correntes de entrada 6, 12, 18, 24, 36, etc.)[3].

Os retificadores multipulsos podem ser isolados ou não isolados, dependendo da aplicação, e ainda podem ter em seu estágio intermediário, os conversores estáticos com reguladores CC-CC em substituição aos transformadores especiais, uma vez que eles regulam a tensão de saída e atenuam as diferenças instantâneas das tensões [4].

Essa técnica corrige o fator de potência na entrada dos retificadores, proporcionando uma flexibilidade em relação ao nível de tensão inserido na entrada de acordo com o tipo de controle empregado, que em muitas ocasiões pode ter com um alto grau de complexidade.

Dentre as várias opções de conversores estáticos que podem ser utilizados no estágio intermediário CC-CC, o conversor Cuk empregado na presente pesquisa é uma opção pertinente, pois tem características positivas, tais como a entrada semelhante ao conversor *Boost*, a qual atua como uma fonte de corrente na entrada deste, possibilitando a imposição de corrente na saída dos retificadores, reduzindo a distorção harmônica das correntes de entrada.

Este conversor previne picos elevados de tensão e correntes provenientes de estágios anteriores por possuir um indutor na entrada. Ele possui transferência de energia capacitiva, o que auxilia quando se deseja trabalhar com transformadores sem *gap*, ou seja, transformadores que não trabalham como indutores acoplados, armazenando energia em uma parte da condução e descarregando em outra. Quando se opta por utilizar um conversor Cuk isolado, pode-se ainda empregar transformadores toroidais que possuem

valores de indutância de dispersão mais baixo que os de alta frequência convencionais, reduzindo as perdas. E ainda pode ser usado como pré-regulador do fator de potência.

1.1 Objetivos

O retificador trifásico CA-CC de 12 pulsos utilizado neste trabalho é composto por um autotransformador delta diferencial com conexão generalizada, cuja saída apresenta dois sistemas trifásicos isolados defasados em 30° entre si e que são interligados a pontes retificadas de seis pulsos cada. Cada uma destas pontes é conectada a um grupo retificador formado por um conversor Cuk isolado galvanicamente e estes são conectados em paralelo na saída.

Esse sistema oferece um elevado fator de potência e uma baixa distorção harmônica de corrente, possui ainda uma versatilidade na regulação da tensão de saída, utiliza transferência de energia capacitiva entre entrada e saída. Cada grupo retificador trabalha independentemente e processa 50% da potência total na carga, a fim de não prejudicar o THD convencional dos 12 pulsos.

Os objetivos específicos deste trabalho podem ser divididos, de forma lacônica:

1. Fazer pesquisa teórica envolvendo os conversores de múltiplos pulsos;
2. Realizar pesquisa sobre conversores estáticos, principalmente em relação ao Conversor Cuk;
3. Projetar o conversor, com potência nominal de 1000 W em cada grupo retificador;
4. Dimensionar os componentes magnéticos do retificador;
5. Buscar técnicas de modulação por histerese;
6. Fazer simulações utilizando o *software* Psim do circuito projetado;
7. Modelar o conversor Cuk através do espaço de estados médio e utilizando os valores dos componentes dimensionados;
8. Projetar o compensador empregado no controle por histerese digital;
9. Construir um protótipo de 2kW sendo que cada conversor Cuk processa 1 kw da potência nominal, uma vez que são ligados em paralelo;
10. Obter e analisar os resultados experimentais.

1.2 Estrutura da Dissertação

No capítulo 1 são mostradas as razões, os objetivos deste trabalho e ainda retrata alguns dos principais trabalhos envolvendo retificadores de múltiplos pulsos usados na redução do conteúdo harmônico, propiciando as características fundamentais para a comparação da topologia proposta com as estruturas encontradas na literatura.

O capítulo 2 apresenta o autotransformador utilizado, o dimensionamento físico dos conversores Cuk e ainda a análise de perdas do conversor.

No capítulo 3 são exibidos o desenvolvimento da modelagem matemática do conversor Cuk, através do método por espaço de estados médios com o intuito de definir a função de transferência que exprime as variações dinâmicas do conversor no domínio da frequência.

O capítulo 4 apresenta a estratégia de controle utilizando modulação por histerese digital e análise de estabilidade.

No capítulo 5 são expostos os resultados computacionais e experimentais da técnica de controle empregada.

O capítulo 6 especifica as conclusões gerais obtidas.

Os apêndices traz o código do Matlab para os limites de condução do conversor Cuk;

Os anexos apresentam as especificações dos núcleos dos indutores e do transformador, bem como a tabela de fios de cobre para cálculo das perdas.

1.3 Refificadores de Múltiplos Pulsos

Segundo [5], os retificadores de múltiplos pulsos se apresentam com um dos métodos mais populares, simples e de baixo custo para a mitigação harmônica em sistemas trifásicos industriais. Eles são extensivamente utilizados para a conversão em alta potência devido à sua baixa distorção harmônica, configuração simples, alta robustez e correção do fator de potência.

Estes retificadores podem trabalhar em conjunto com circuitos auxiliares passivos, tais como o *interphase reactor* (IPR), o *interphase transformer* (IPT) vistos em [6], [7] e ativos como os conversores estáticos observados em [7], [8], [9] e [10].

Buscando a redução do fluxo de potência processado pelo acoplamento magnético e, por conseguinte, a diminuição do peso e volume da estrutura, utiliza-se autotransformadores diferenciais nos retificadores de múltiplos pulsos.

Os retificadores de múltiplos pulsos com autotransformadores diferenciais, quando

conectados em paralelo, devem trabalhar concomitantemente com transformadores especiais (reatores ou transformadores de interfase), usados com o propósito de absorver as diferenças instantâneas de tensão entre as pontes retificadoras trifásicas em razão da defasagem presente entre as tensões secundárias e para eliminar correntes de circulação nocivas ao funcionamento do conversor, contudo não regulam a tensão de saída, são volumosos e difíceis de serem projetados.

Outra possibilidade de conexão é utilizando os conversores CC-CC com fonte de corrente na entrada em substituição aos IPTs e IPRs[11], visto que eles podem oferecer isolamento e um maior controle na divisão do processamento de potência em cada grupo retificador, eliminando assim, as diferenças instantâneas [10], além de ter as seguintes vantagens adicionais: facilidade de projeto, regulação da tensão de saída e redução do peso e volume da estrutura, corrigindo o fator de potência e reduzindo os componentes harmônicos na corrente de entrada.

Trabalhos mais recentes utilizando transformadores especiais como reatores de interfase como forma de se absorver as diferenças instantâneas entre as tensões de cada módulo retificador e bloqueadores de sequência zero são vistos em [12], [13], os quais mostram estudos que operam com e sem circuitos auxiliares e conseguem reduzir substancialmente a distorção harmônica das correntes de entrada da estrutura.

A seguir serão apresentadas alguns trabalhos que envolvendo os retificadores multipulsos de 12 e 18 pulsos.

Em [6] apresenta parâmetros detalhados de projeto dos autotransformadores delta e estrela diferenciais com as equações que descrevem cada um e a criação de um *software* online chamado "Multitrafo" para auxiliar no projeto destes autotransformadores, bem como a construção do protótipo dos autotransformadores delta e estrela diferenciais de 18 pulsos.

No trabalho de [14] os arranjos de autotransformadores de 12 e 18 pulsos são apresentados, reduzindo a taxa kVA a ser transmitida pelo acoplamento magnético para 18% e 16% respectivamente, diminuindo os harmônicos na corrente de entrada. Entretanto utiliza um *hardware* complexo.

Em [15] há dois retificadores de 12 pulsos utilizando autotransformador delta, IPT ativo e PWM (*Pulse Width Modulation*) VSI (*Voltage Source Inverter*) utilizando os conversores *Full Bridge* e *Boost*. Estes conversores injetam corrente de forma triangular e frequência de 300Hz nos IPTs, reduzindo os harmônicos na corrente de linha da rede e garantindo a operação independente de cada grupo retificador.

Um autotransformador em Zig Zag de 12 pulsos é proposto em [5] em conjunto com um IPR modificado o qual apresenta um enrolamento secundário adicional para a injeção de corrente de forma triangular no circuito, modelando corrente de linha de entrada para

quase senoidal.

Em [16] é visto um retificador que utiliza autotransformador em Zig zag de 12 pulsos, IPT para conectar um circuito CC no enrolamento secundário deste, fornecendo desempenho semelhante a sistemas de pulsos mais altos.

Em [12] e [13] observa-se autotransformadores de 18 e 12 pulsos trabalhando com transformadores especiais como reatores de interfase e bloqueadores de sequência zero. Eles conseguem mitigar consideravelmente o conteúdo harmônica das correntes de entrada.

Um dos grandes problemas em estruturas que utilizam os IPTs e IPRs é a dificuldade de projetá-los. Além do que eles aumentam o peso e volume do retificador.

Com o objetivo de solucionar estes problemas, utiliza-se os conversores CC-CC com fonte de corrente na entrada.

Em [17] encontra-se um retificador trifásico constituído por um autotransformador de 18 pulsos estrela diferencial e conversores *Boost*, o qual pode ser usado em aplicações que não exigem isolamento galvânico.

O trabalho de [7] direciona estudos detalhados utilizando autotransformadores estrela diferencial de 12 e 18 pulsos, faz análises através de simulações com o autotransformador de 18 pulsos e alguns conversores no estágio intermediário como o conversor *Boost*, o conversor *Full-Bridge* e o conversor *Push-Pull*. O autor opta pela implementação do retificador utilizando autotransformador estrela diferencial e os conversores *Full-Bridge* com um filtro LC na entrada devido ao número de aplicações deste e por buscar isolamento galvânico em alta frequência.

Em [18] podem ser observados estudos sobre retificador utilizando autotransformador estrela diferencial de 18 pulsos e conversores *Full-Bridge*. Essa topologia possui diversas vantagens como o isolamento em alta frequência e o equilíbrio natural de cada grupo retificador por sua conexão na saída em série. Essa aplicação pode ser utilizada em telecomunicações, acionamento de motor, UPS.

Em [19] há uma comparação entre várias configurações de transformadores autoconectados para um conversor CA-CC de 18 pulsos a ser usado em fontes de alimentação comutada (SMPS), concluindo que a melhor opção é o autotransformador delta-polígono conectado a conversores *Full Bridge* por apresentar menor taxa kVA no acoplamento magnético e, conseqüentemente baixo THDi e fator de potência quase unitário.

Um autotransformador 18 pulsos com conexão em delta diferencial e com conversores *Boost* utilizando controle por histerese constante foi exibido em [8]. Este retificador pode ser utilizado em MEA (*More Electric Aircrafts*), geradores de imã permanente e acionamento de máquinas elétricas.

No trabalho de [4] há um autotransformador 18 pulsos delta diferencial e conversores SEPIC isolados e não isolados. Ele utiliza controle por PWM e conecta as saídas em série ou em paralelo. Entretanto, a ausência de um controle para conexões em paralelo se mostra necessária, tendo em vista que diferença das perdas em cada conversor são significativas e geram um aumento acentuado no THD das correntes de entrada, sendo necessário aplicar ganhos de razão cíclica diferenciados em cada conversor como forma de atenuar essas diferenças.

Um retificador de 12 pulsos com configuração polígono e dois blocos reversos de IGBTs é apresentado em [20]. Ele não utiliza nenhuma das técnicas passivas ou ativas conhecidas. A estrutura é compacta e não regenerativa.

Em [10] foi utilizado um autotransformador de 12 pulsos delta diferencial e conversores SEPIC isolados. Ele utiliza a técnica de controle por histerese constante e por PWM a fim de comparação, além de fazer imposição ativa de correntes de formas triangulares a fim de mitigar as componentes harmônicas e apresentou resultados melhores do que um retificador de 30 pulsos.

Retificadores de 12 pulsos com autotransformadores foram apresentados em [21], [22] com controle por histerese constante e a técnica de imposição de correntes triangulares similar a [[23] também foi empregada.

No trabalho de [24] apresenta um conversor de 12 pulsos com o retificador Vienna que modela, de forma híbrida, a corrente de entrada empregando a teoria da potência instantânea e controlando o rastreamento da corrente através do controle preditivo finito, diminuindo a frequência de comutação, as perdas por comutação ou o balanceamento da tensão do barramento CC, possui modularidade e redução de sensores. Entretanto se há um aumento na densidade de potência no 12 pulsos, diminui o THDi, não possui isolação em baixa frequência, apresenta um controle complexo .

A seguir, a tabela (1.1) mostra os resultados comparativos dos conversores de 12 e 18 pulsos, analisando primeiramente todos os trabalhos que possuem transformadores de interfase em sua estrutura e depois os que empregam os conversores estáticos que operam em alta frequência. O único trabalho dentro deste levantamento que não emprega autotransformador é o de [24]. Ele foi considerado por utilizar um 12 pulsos e obter um THDi baixo. Na coluna referente ao número de semicondutores, não foram considerados os diodos das pontes retificadoras.

Tabela 1.1 – Resultados Comparativos dos Conversores

Trabalhos Desenvolvidos	Conexão	kVA (%)	Controle de Corrente	Regulação de Tensão	Isolamento em Alta Frequência	Nº de Semicond. (S/D)	P_o (kW)	DHTi (%)	FP	η
A. 18 pulsos - IPTs[6]	Delta	18	Não	Não	Não	0(0/0)	2,5	13	0,985	0,97
A. 12 pulsos - IPTs[14]	Delta	18	Sim	Sim	Não	0(0/0)	-*	10	-*	-*
A. 12 pulsos - IPT/Full Bridge[15]	Delta	20	Sim	Não	Não	4(4/0)	-*	2,8	-*	-*
A. 12 pulsos - IPT/Boost[15]	Delta	20	Sim	Não	Não	2(1/1)	-*	4,9	-*	-*
A. 12 pulsos - IPR[5]	Zig zag	30	Sim	Não	Não	-*	6,25	0,9	0,9995	-*
A. 12 pulsos - IPT[16]	Zig zag	26,66	Sim	Sim	Não	4(4/0)	6	3,12	0,997	-*
A. 12 pulsos - IPR[13]	Delta	-*	Sim	Não	Não	-*	-*	2,1	-*	-*
A. 12 pulsos - IPR[12]	Estrela	-*	Não	Não	Não	0(0/0)	-*	3,9	-*	-*
A. 18 pulsos - Boost[17]	Estrela	22	Sim	Sim	Não	9(3/6)	12	8,8	0,99	0,94
A. 18 pulsos - Full Bridge[7]	Estrela	22	Não	Sim	Sim	24(12/12)	12	10,7	0,994	0,94
A. 18 pulsos - Full Bridge[18]	Estrela	22	Não	Sim	Sim	24(12/12)	12	18,6	0,99	0,9
A. 18 pulsos - Full Bridge[19]	Delta-polígono	20	Sim	Sim	Sim	14(12/2)	12	4,06	0,98884	-*
A. 18 pulsos - Boost[8]	Delta	28	Sim	Não	Não	9(3/6)	6	7,8	0,992	0,93
A. 18 pulsos - Sepic[4]	Delta	18	Não	Sim	Não	9(3/6)	2,4	8,4	0,994	0,92
A. 18 pulsos - Sepic Isolado[4]	Delta	18	Não	Sim	Sim	6(3/3)	2,4	7,2	0,994	0,9
A. 12 pulsos - Conversor PFC[20]	Polígono	38	Não	Não	Não	8(4/4)	55	4,2	-*	-*
A. 12 pulsos - Sepic Isolado[10]	Delta	20,5	Sim	Sim	Sim	4(2/2)	2	2,81	0,985	0,92
A. 12 pulsos - Boost[21]	Delta	24	Sim	Sim	Não	6(2/4)	-*	2,7	-*	-*
A. 12 pulsos - Full Bridge[22]	Delta	24	Sim	Sim	Sim	12(8/4)	-*	2,7	-*	-*
Ret. Vienna - 12 pulsos Conv.[24]	-*	-*	Sim	Sim	Sim	-*	1	4,1	-*	-*
Estrutura Proposta A. 12 pulsos - Cuk Isolado	Delta	20,5	Sim	Sim	Sim	4(2/2)	2	3,3	0,984	0,8471

-* - Não mencionado pelo(s) autor(es).

Perante o exposto, projetou-se um retificador de 12 pulsos com um autotransformador delta com conexão generalizada e conversores Cuk isolados conectados em paralelo na saída, operando no modo de condução contínua (MCC) e utilizando o

controle por histerese digital, como pode ser observado na figura (1.1).

A proposta apresenta as seguintes vantagens:

- Baixo processamento de potência em relação ao núcleo, devido à sua conexão, nível de potência e relação de transformação, possuindo peso e volume reduzidos;
- Isolação em alta frequência;
- Possui poucos semicondutores, dado que foram usados dois conversores Cuk com isolamento galvânica e, por este motivo não necessita de semicondutores no estágio de saída [10];
- Possui regulação da tensão de saída, alto fator de potência e baixa distorção harmônica das corrente de entrada;
- Utiliza transferência de energia capacitiva entre entrada e saída;
- Pode ser usada em uma variedade de aplicações de telecomunicações, acionamentos de máquinas elétricas, carregadores de bateria e MEA (*More Electric Aircraft*).

Entretanto apresenta baixa eficiência devido às perdas na ponte retificadora e no indutor de saída e é um conversor de projeto difícil devido ao número de elementos magnéticos que possui.

estrutra compacta, de reduzido peso e volume, com isolamento galvânico, regulação da tensão de saída e número reduzido de semicondutores.

2 Projeto e Dimensionamento do Retificador Proposto

Neste capítulo, serão apresentados o autotransformador utilizado e o dimensionamento dos conversores Cuk.

2.1 Autotransformador Delta-diferencial

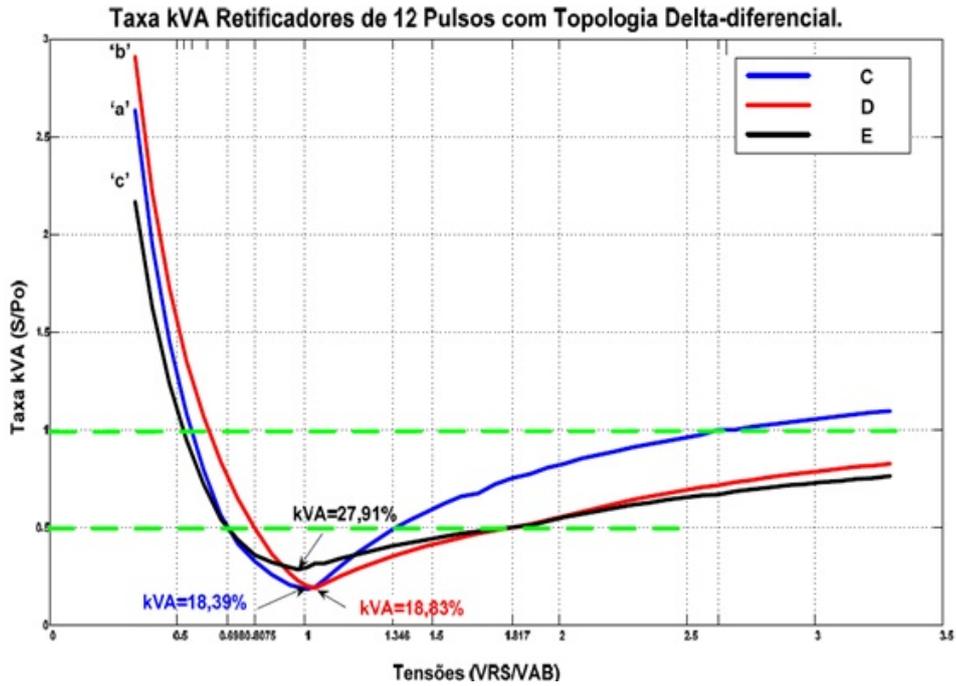
Autotransformadores são transformadores que não possuem isolamento galvânico, reduzindo o peso e o volume da estrutura, uma vez que eles processam apenas uma parcela da potência total requerida pela carga por meios magnéticos. O restante é transferido da rede elétrica para a carga através dos enrolamentos do autotransformador [8].

A família de autotransformadores diferenciais se apresenta uma boa opção de utilização porque mantém o defasamento característico dos retificadores de 12 pulsos e mostra uma versatilidade no que tange às tensões do primário e secundário do autotransformador [10].

Um estudo completo das principais conexões para autotransformadores delta e estrela de 12 e 18 pulsos pode ser encontrado em [6].

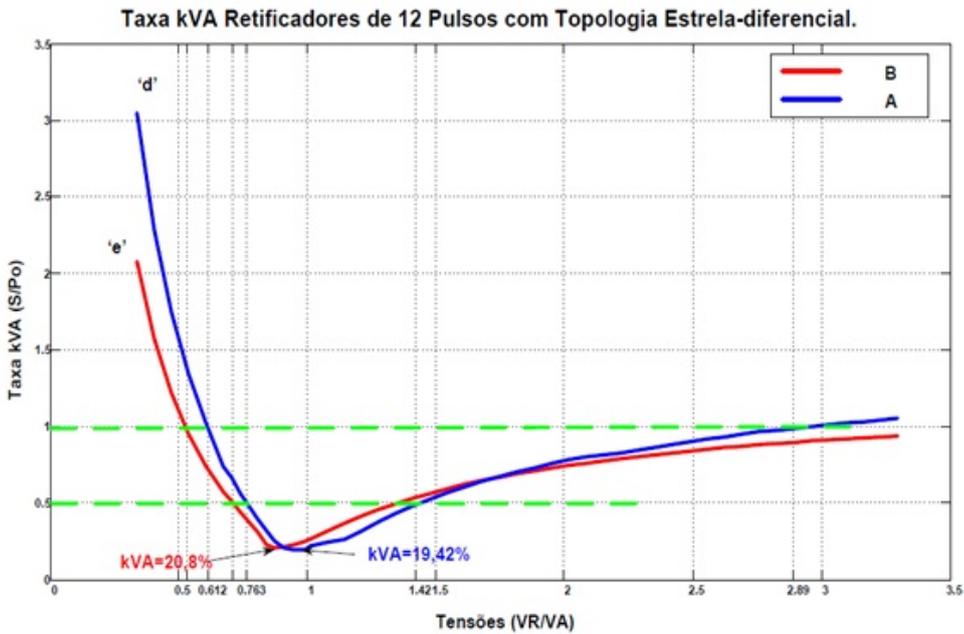
O autotransformador utilizado foi projetado de acordo com [6]. É um autotransformador Delta-diferencial com a conexão que apresenta uma relação de transformação unitária (figs. 2.1 e 2.2), com o objetivo de se obter um autotransformador compacto com o menor peso e que processa cerca de 18,39% da potência em relação ao núcleo, uma vez que não possui isolamento galvânico. Foi projetado um autotransformador de 2500W de potencia requerida pela carga.

Figura 2.1 – Gráfico da Taxa de KVA x Relação de Transformação para as Conexões Delta-diferencial do Autotransformador de 12 Pulsos.



Fonte: Oliveira, 2011.

Figura 2.2 – Gráfico da Taxa de KVA x Relação de Transformação para as Conexões Estrela-diferencial do Autotransformador de 12 Pulsos.

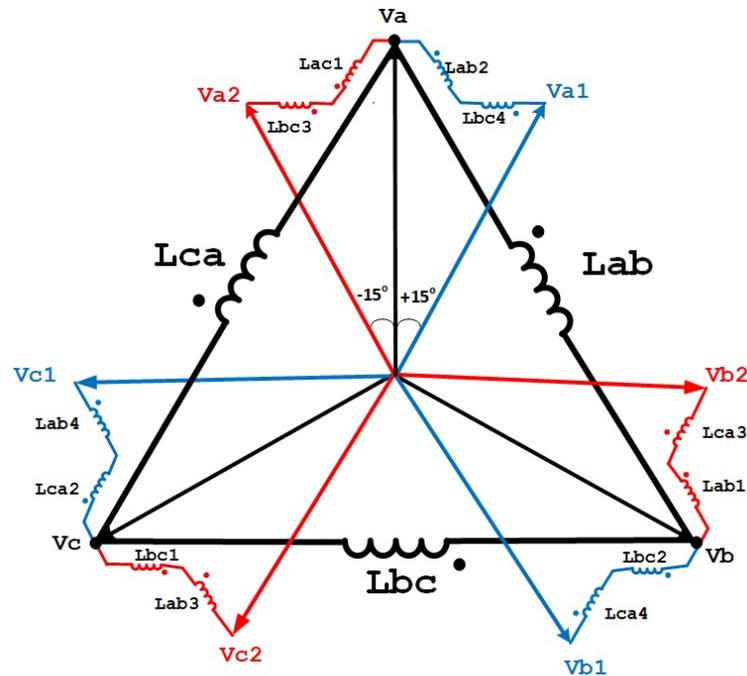


Fonte: Oliveira, 2011.

Como pode ser observado na Figura 2.3, essa topologia possui três enrolamentos primários e doze enrolamentos auxiliares e sua função é produzir o nível de tensão de

saída e o defasamento necessário de uma estrutura de 12 pulsos.

Figura 2.3 – Conexão Delta-diferencial do Autotransformador.



Fonte: Adaptado pelo autor de [10].

Depois de definida a melhor topologia para o projeto, determina-se seu núcleo magnético através de seu material e suas dimensões.

2.1.1 Núcleo Magnético

O material utilizado em seu núcleo é de lâmina de aço silício do tipo grão orientado que possui uma baixa relutância nos caminhos magnéticos, reduzindo, dessa forma, as perdas por histerese e por correntes parasitas [6], [8], [10], [25], [26].

O núcleo do autotransformador é trifásico com lâminas do tipo E-I e foi projetado de acordo com [27].

Para se determinar suas dimensões, é necessário encontrar o produto entre a área da secção transversal do núcleo e a área da janela através da equação (2.1).

$$A_p = \left(\frac{S_{total} \cdot 10^4}{4,44 \cdot B_m \cdot f \cdot K_u \cdot K_t} \right)^{1,14} = 230 \text{ cm}^4 \quad (2.1)$$

Onde:

A_p - Produto das áreas entre a secção transversal do núcleo e a área da janela;

S_{total} - Potência processada pelo núcleo: $2500 \cdot 0,1834 = 458,5 \text{ W}$;

B_m - Densidade máxima de fluxo magnético igual a 1,2T;

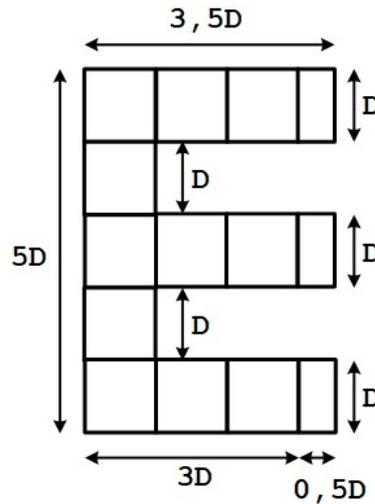
f - frequência com o transformador será submetido: 60Hz;

K_u - Fator de utilização das janelas igual a 0,4;

K_t - Fator térmico igual a 304, utilizado para elevação máxima de 25°C.

Em seguida, determinar as dimensões da janela de acordo com a Figura (2.4).

Figura 2.4 – Dimensões Usualmente Utilizadas em Autotransformadores Trifásicos.



Fonte: Adaptado pelo autor de [10].

Estabelece-se $D = 3 \text{ cm}$, então o valor da área da janela (A_j) é igual a 22,5 cm e a área de secção transversal no núcleo trifásico (A_c) dada pela equação 2.2 é de:

$$A_c = \frac{2}{3} \cdot \left(\frac{A_p}{A_j} \right) = \frac{2}{3} \cdot \left(\frac{230}{22,5} \right) = 6,815 \text{ cm}^2 \quad (2.2)$$

Depois, calcula-se o valor do empilhamento do núcleo (b):

$$b = \frac{A_c}{D} = \frac{6,815}{3} = 2,272 \text{ cm} \quad (2.3)$$

Há limitações para o carretel, logo o empilhamento deve ser de 3 cm e por isso é necessário determinar novos parâmetros que são sensíveis a essa mudança, tais como a área de secção transversal ($A_{c_{novo}}$), produto entre as áreas ($A_{p_{novo}}$), bem como o ($B_{m_{novo}}$) como pode ser visto nas equações 2.4, 2.5 e 2.6 respectivamente.

$$A_{c_{novo}} = 3 \cdot 3 = 9 \text{ cm} \quad (2.4)$$

$$A_{p_{novo}} = \frac{3}{2} \cdot A_j \cdot A_{c_{novo}} = 303,75 \text{ cm}^4 \quad (2.5)$$

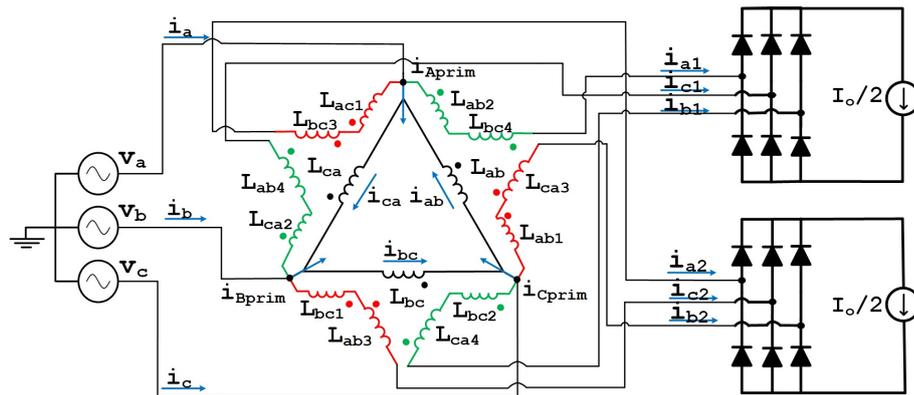
$$B_{m_{novo}} = \frac{S_{total} \cdot 10^4}{(A_{p_{novo}})^{\frac{1}{1,14}} \cdot 4,44 \cdot K_u \cdot K_t} = 0,94 \quad (2.6)$$

Em seguida, deve-se fazer os cálculos dos valores das bobinas de cada perna do autotransformador.

2.1.2 Cálculo das Tensões e Enrolamentos das Bobinas do Primário e Secundário

De acordo com a metodologia desenvolvida para autotransformadores de 12 e 18 pulsos aplicados a retificadores de múltiplos pulsos mostrada em [7], [28], [29], a qual consta expressões genéricas para o cálculo das tensões entre as bobinas do primário e as auxiliares destes, projetou-se o autotransformador de 12 pulsos utilizado. Sua estrutura é mostrada na fig. (2.5).

Figura 2.5 – Autotransformador de 12 Pulsos.



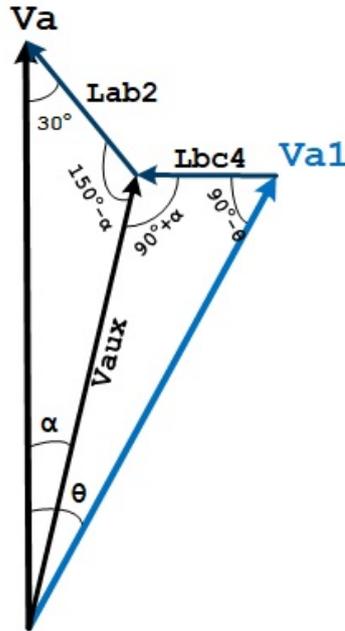
Fonte: Adaptado pelo autor de [10].

Este modelo de autotransformador oferece a tensão de secundário estabelecida no projeto.

A metodologia dos autotransformadores com conexão delta e estrela para 12 e 18 pulsos é feita através de análise trigonométrica dos diagramas fasoriais e é descrita em [6], [7], [29].

Como pode ser visto pelo diagrama fasorial da figura 2.6, pode-se encontrar as equações trigonométricas. O ângulo α é determinado em (2.9), tensões de fase do primário e do secundário são V_a e V_{a1} respectivamente. Se o autotransformador tem a conexão em delta o ângulo Ψ considerado em radianos é ($\Psi = 0^\circ$) ou em estrela ($\Psi = 30^\circ$). E se o autotransformador é de 12 pulsos tem-se $\theta = 30^\circ$ ou $\theta = 20^\circ$, se ele for de 18 pulsos. Após a determinação destes dados as expressões das tensões podem ser definidas através da Lei dos Senos como visto em (2.11).

Figura 2.6 – Diagrama Fasorial do Autotransformador Delta-diferencial.



Fonte: Adaptado pelo autor de [10].

$$\alpha = -\Psi - \arctg \left[\frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{(V_{a1} \cdot \cos(\Psi + \theta) - V_a - \cos(\Psi) - \sqrt{3} \cdot V_a \cdot \text{sen}(\Psi))}{V_{a1} \cdot \cos(\Psi + \theta)} \right] \quad (2.7)$$

$$\alpha = -0^\circ - \arctg \left[\frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{(V_{a1} \cdot \cos(0^\circ + 15^\circ) - V_a - \cos(0^\circ) - \sqrt{3} \cdot V_a \cdot \text{sen}(0^\circ))}{V_{a1} \cdot \cos(0^\circ + 15^\circ)} \right] \quad (2.8)$$

$$\alpha = -\arctg \left[\frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{(V_{a1} \cdot \cos 15^\circ - V_a - 1)}{V_{a1} \cdot \cos 15^\circ} \right] = 0,0203 \text{ rad} \quad (2.9)$$

Convertendo α para graus:

$$\alpha = 1,16^\circ \quad (2.10)$$

$$V_{a1} = V_a \cdot \frac{\text{sen}(30^\circ + \Psi)}{\text{sen}(150^\circ - \Psi - \alpha)} \cdot \frac{\text{sen}(90^\circ - \Psi - \alpha)}{\text{sen}(90^\circ + \Psi + \theta)} \quad (2.11)$$

$$V_{a1} = V_a \cdot \frac{\text{sen} 30^\circ}{\text{sen}(150^\circ - \alpha)} \cdot \frac{\text{sen}(90^\circ - \alpha)}{\text{sen} 105^\circ} = 127,097 \text{ V} \quad (2.12)$$

$$V_{ab2} = V_a \cdot \frac{\text{sen}(30^\circ + \Psi)}{\text{sen}(150^\circ - \Psi - \alpha)} \cdot \frac{\text{sen}(\alpha)}{\text{sen}(30^\circ + \Psi)} \quad (2.13)$$

$$V_{ab2} = V_a \cdot \frac{\text{sen } 30^\circ}{\text{sen } (150^\circ - \alpha)} \cdot \frac{\text{sen } (\alpha)}{\text{sen } 30^\circ} = 4,997 \text{ V} \quad (2.14)$$

$$V_{bc4} = V_a \cdot \frac{\text{sen } (30^\circ + \Psi)}{\text{sen } (150^\circ - \Psi - \alpha)} \cdot \frac{\text{sen } (\alpha - \theta)}{\text{sen } (90^\circ + \Psi + \theta)} \quad (2.15)$$

$$V_{bc4} = V_a \cdot \frac{\text{sen } 30^\circ}{\text{sen } (150^\circ - \alpha)} \cdot \frac{\text{sen } (\alpha - 15^\circ)}{\text{sen } 105^\circ} = -30,395 \text{ V} \quad (2.16)$$

Apesar das bobinas auxiliares V_{ab2} apresentarem valores bem reduzidos, foi considerado no projeto por contribuir na aproximação de uma relação de transformação unitária e com isso contribuir na redução no peso e volume do autotransformador, trabalhando com valores de potência processada pelo núcleo informados em [6].

O conjunto de bobinas L_{ab1} , L_{bc1} , L_{ca1} , L_{ab2} , L_{bc2} e L_{ca2} é representado pela tensão V_{ab2} . E V_{bc4} representa o conjunto de bobinas L_{ab3} , L_{bc3} , L_{ca3} , L_{ab4} , L_{bc4} , L_{ca4} .

De acordo com as tensões de cada enrolamento, como apresentado por [6] [10], calcula-se o número de espiras, onde V_{a1} é a tensão das bobinas principais do delta, e V_{ab2} , V_{bc4} são as tensões das bobinas auxiliares. Logo o número de espiras destes conjuntos são determinados pelas equações 2.17, 2.18 e 2.19:

$$N_{\text{primário}} = 220 \cdot \left(\frac{10^4}{4,44 \cdot B_{\text{nov}} \cdot 60 \cdot A_{\text{cnovo}}} \right) = 975,934 \text{ espiras} \quad (2.17)$$

$$N_{ab2} = 5 \cdot \left(\frac{10^4}{4,44 \cdot B_{\text{nov}} \cdot 60 \cdot A_{\text{cnovo}}} \right) = 22,18 \text{ espiras} \quad (2.18)$$

$$N_{bc4} = 30,37 \cdot \left(\frac{10^4}{4,44 \cdot B_{\text{nov}} \cdot 60 \cdot A_{\text{cnovo}}} \right) = 134,723 \text{ espiras} \quad (2.19)$$

É necessário ainda, o cálculo da área de seção transversal do fio, o qual é feito através da equação (2.20), onde J é a densidade de corrente e seu valor é normalmente $3A/mm^2$.

$$A_{\text{cobre}} = \frac{I_{\text{enrolamento}}}{J} \text{ [mm}^2\text{]} \quad (2.20)$$

A potência processada pelo núcleo é determinada pela equação (2.21):

$$S_{\text{núcleo}} = \frac{3 \cdot V_{ab} \cdot I_{ab} + 6 \cdot V_{ab2} \cdot I_{a1} + 6 \cdot V_{ab4} \cdot I_{a2}}{2} = 458,818 \text{ W} \quad (2.21)$$

E a taxa kVA processada pelo núcleo é dada pela equação 2.22:

$$Taxa_{kVA} = \frac{458,818}{2500} = 18,35\% \quad (2.22)$$

A tabela (2.1) traz os valores determinados por [10] para o projeto do autotransformador:

Tabela 2.1 – Parâmetros de Projeto do Autotransformador

Especificações de Projeto	
Tensões de Linha e Fase do Primário: 220V, 127V	
Tensões de Linha e Fase do Secundário: 220V, 127V	
Potência Requerida pela Carga: 2500W	
Potência Processada pelo Núcleo: 18,35%	
Enrolamentos	
N_{ab} , N_{bc} e N_{ca} : 975,93 espiras, 28 AWG	
N_{ab1} , N_{ab2} , N_{bc1} , N_{bc2} , N_{ca1} e N_{ca2} : 22,18 espiras, 17 AWG	
N_{ab3} , N_{ab4} , N_{bc3} , N_{bc4} , N_{ca3} e N_{ca4} : 134,72 espiras, 17 AWG	
Núcleo Magnético	
Tipo do Núcleo: EE - I, M125-27 GO, espessura 0,27 mm	
Densidade Máxima de Fluxo Magnético: 0,94T	
Espessura da Lâmina: 0,27mm	
Área do Núcleo: 202,5 cm ²	
Área da Janela: 22,5 cm ²	
Empilhamento: 3cm	
Perna Central: 3cm	
Ponte Retificadora	
SKD35/12	
Tensão de Queda Máxima: 1,9V	
Resistência Série: 1Ω	
Tensão de Bloqueio: 1200V	
Corrente Máxima: 35A	

Fonte: Neto (2018).

2.2 Composição das Correntes de Entrada do Autotransformador

Em [10] verificou-se a possibilidade do uso deste autotransformador com conversores estáticos dispensando, dessa forma, o emprego de reatores de interfase para

correção dos desbalanços das tensões entre os grupos retificadores, quando estes são conectados em paralelo como observado em [6].

Para esta análise é preciso definir as equações que constituem as correntes de entrada da estrutura, sendo que i_{ab} , i_{bc} e i_{ca} são as correntes das bobinas principais. E K_b é a relação de transformação entre as bobinas do primário e o conjunto de bobinas N_{ab1} , N_{ab2} , N_{bc1} , N_{bc2} , N_{ca1} e N_{ca2} . E ainda, K_c , a relação de transformação entre as bobinas do primário e o conjunto de bobinas N_{ab3} , N_{ab4} , N_{bc3} , N_{bc4} , N_{ca3} e N_{ca4} .

Nesta configuração, as correntes de entrada assumem a seguinte composição:

$$\begin{aligned} i_{ab} &= \frac{I_{c2} - I_{a1}}{K_b} + \frac{I_{b1} - I_{b2}}{K_c} \\ i_{bc} &= \frac{I_{b2} - I_{c1}}{K_b} + \frac{I_{a1} - I_{a2}}{K_c} \\ i_{ca} &= \frac{I_{a2} - I_{b1}}{K_b} + \frac{I_{c1} - I_{c2}}{K_c} \end{aligned} \quad (2.23)$$

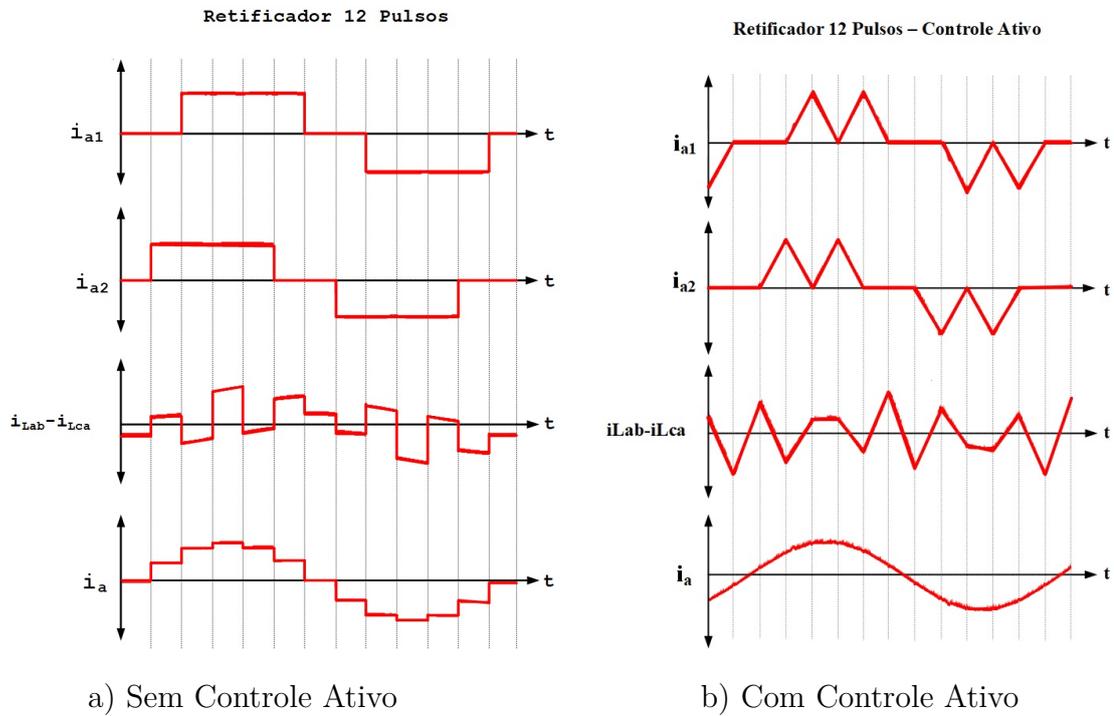
A corrente da entrada de cada fase é a soma das correntes nos enrolamentos da conexão delta e enrolamentos auxiliares do autotransformador. Por exemplo, para a fase A, a corrente da entrada i_a , é a soma das correntes i_{a1} , i_{a2} e as correntes que fluem dentro do delta do transformador ($i_{L_{ab}} - i_{L_{ca}}$). Isto pode ser visto nas figuras 2.7 e 2.8, que apresentam o retificador de 12 pulsos sem e com a imposição triangular.

A imposição triangular aumenta a corrente média do autotransformador [4], [10], mantendo o mesmo nível de potência exigido pela carga. Essa imposição, embora benéfica para a qualidade das correntes de entrada reduzindo significativamente o THD em estruturas de múltiplos pulsos [12], e do fator de potência, gera um aumento na potência processada do núcleo magnético do autotransformador, que inicialmente era de 18,34% a 20,5%, gerando uma diminuição na potência de saída na qual o autotransformador foi originalmente projetado.

De acordo com [10], [23], as equações (2.24)(2.25) e (2.26) são das formas de onda das correntes que fluem dentro do autotransformador:

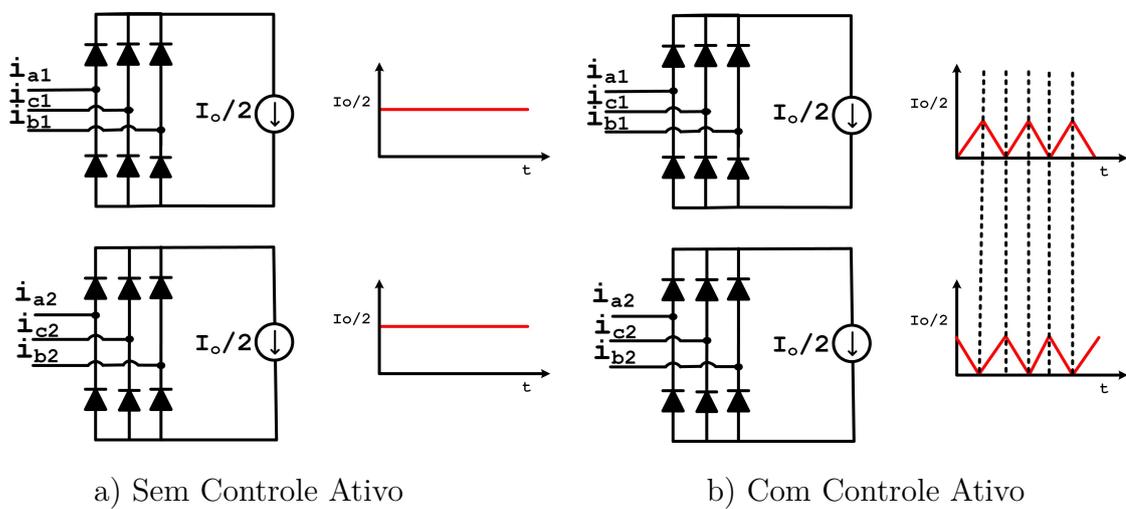
$$\begin{aligned} i_{a_{prim}} &= i_{ca} - i_{ab} \\ i_{b_{prim}} &= i_{bc} - i_{ca} \\ i_{c_{prim}} &= i_{ab} - i_{bc} \end{aligned} \quad (2.24)$$

Figura 2.7 – Composição das Correntes de Entrada.



Fonte: Adaptado pelo autor de [10].

Figura 2.8 – Composição Detalhada das Correntes de Entrada.



$$\begin{aligned}
I_{a_{prim}} &= \frac{I_{a2} - I_{b1} + I_{b2} - I_{c1}}{K_b} + \frac{I_{b1} - I_{b2} - I_{c1} + I_{c2}}{K_c} \\
I_{b_{prim}} &= \frac{I_{b2} - I_{c1} - I_{a2} + I_{b1}}{K_b} + \frac{I_{c1} - I_{a2} - I_{c1} - I_{c2}}{K_c} \\
I_{c_{prim}} &= \frac{I_{a2} - I_{b1} + I_{b2} - I_{c1}}{K_b} + \frac{I_{b1} - I_{b2} - I_{a1} - I_{a2}}{K_c}
\end{aligned} \tag{2.25}$$

As equações das correntes de entrada:

$$\begin{aligned}
i_a &= I_{ca} - I_{ab} + I_{a1} + I_{a2} \\
i_b &= I_{bc} - I_{ca} + I_{b1} + I_{b2} \\
i_c &= I_{ab} - I_{bc} + I_{c1} + I_{c2}
\end{aligned} \tag{2.26}$$

O autotransformador opera com elevado fator de potência e distorção harmônica baixa em razão do equilíbrio entre as correntes de entrada ocasionado pelo defasamento e projeto correto [10].

A seguir, será apresentado o projeto e cálculos do conversor Cuk.

2.3 Projeto e Dimensionamento do Conversor Cuk

Inicialmente devem ser identificados os dados básicos relativos ao conversor proposto, como por exemplo: tensão de entrada, tensão de saída, frequência de chaveamento, entre outros.

Tais especificações foram baseadas no trabalho de [30] e encontram-se na Tabela (2.2):

Tabela 2.2 – Componentes do Conversor Cuk

Parâmetros	Símbolo	Protótipo
Tensão Média de Saída	$V_{out_{med}}$	315 V
Potência Total de Saída	P_{out}	2000 W
Tensão de Média de Entrada	$V_{in(med)}$	297,2 V
Frequência de chaveamento	-	50 kHz
Ondulação da corrente no indutor Cuk	ΔI_{Lin}	$\pm 10\%$
Tensão mínima de entrada	$V_{in_{Min}}$	$V_{in} - \Delta V_{in} * V_{in} = 267,3V$
Tensão máxima de entrada	$V_{in_{Max}}$	$V_{in} + \Delta V_{in} * V_{in} = 326,7V$
Tensão mínima de saída	$V_{out_{Min}}$	$V_{out} - \frac{\Delta V_{out}}{2} = 313,4254$
Tensão máxima de saída	$V_{out_{Max}}$	$V_{out} + \frac{\Delta V_{out}}{2} = 316,575$
Relação de transformação	n	0,78

Utiliza-se a relação de transformação de 0,78 para evitar picos nas chaves.

Em seguida, determina-se os ganhos do conversor Cuk, começando pelo ganho deste operando na potência nominal e dado pela equação 2.27:

$$G_{nom} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \cdot n \quad (2.27)$$

$$G_{nom} = \frac{315}{297,2} \cdot 0,78 = 0,827 \quad (2.28)$$

Logo a razão cíclica para a potência nominal é escrita por 2.29 e 2.30:

$$G_{nom} = \frac{D_{nom}}{(1 - D_{nom})} \quad (2.29)$$

$$D_{nom} = 0,827 \cdot (1 - D_{nom}) \quad (2.30)$$

$$D_{nom} = 0,453 \quad (2.31)$$

De acordo com [30], a tensão da rede não é constante e V_o altera durante transitórios de carga, mesmo quando ajustado, sendo assim o ganho máximo do conversor será quando a tensão de saída for máxima e a tensão de entrada for mínima, como observado na equação 2.32 e será mínimo, na situação contrária como visto em 2.39. Determina-se ainda a razão cíclica máxima e mínima, tal como pode ser notado em 2.35 e 2.40 respectivamente:

$$G_{max} = \frac{V_{out_{max}}}{V_{in_{min}}} \cdot n \quad (2.32)$$

$$G_{max} = \frac{316,575}{267,3} \cdot 0,78 = 0,924 \quad (2.33)$$

$$G_{max} = \frac{D_{max}}{(1 - D_{max})} \quad (2.34)$$

$$D_{max} = 0,924 \cdot (1 - D_{max}) \quad (2.35)$$

$$D_{max} = 0,48 \quad (2.36)$$

$$G_{min} = \frac{V_{out_{min}}}{V_{in_{max}}} \cdot n \quad (2.37)$$

$$G_{min} = \frac{313,4254}{326,7} \cdot 0,78 = 0,748 \quad (2.38)$$

$$G_{min} = \frac{D_{min}}{(1 - D_{min})} \quad (2.39)$$

$$D_{min} = 0,428 \quad (2.40)$$

Para que o conversor opere dentro dos limites, escolhe-se a razão cíclica nominal, que está um pouco abaixo da razão cíclica máxima.

Em seguida e a partir dos valores apresentados na tabela 2.2, alguns cálculos iniciais são feitos com o intuito de encontrar os parâmetros elétricos do conversor Cuk.

Para calcular a potência de entrada, deve-se considerar as perdas geradas pelos componentes do circuito [31]. Isto resulta em uma potência de entrada maior do que a

potência entregue à carga, considerando, dessa forma, um rendimento do conversor de 90% ou $\eta = 0,90$. Logo:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{1000}{0,9} = 1111,11 \text{ W} \quad (2.41)$$

A corrente de entrada para condições nominais de operação é:

$$I_{in_rms} = \frac{P_{in}}{V_{in}} = \frac{1111,11}{297} = 3,74 \text{ A} \quad (2.42)$$

Entretanto, no cálculo das indutâncias será analisado para uma situação crítica do sistema, na qual se aplica uma condição de degrau de carga [10]. Sendo necessário dimensionar os indutores para uma corrente mais elevada. Foi considerado 1400W levando em consideração uma situação crítica de operação do conversor.

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{1400}{0,9} = 1555,55 \text{ W} \quad (2.43)$$

A corrente de entrada para condições nominais de operação é:

$$I_{in_rms} = \frac{P_{in}}{V_{in}} = \frac{1555,55}{311} = 5,24 \text{ A} \quad (2.44)$$

A seguir, determina-se os valores dos componentes magnéticos.

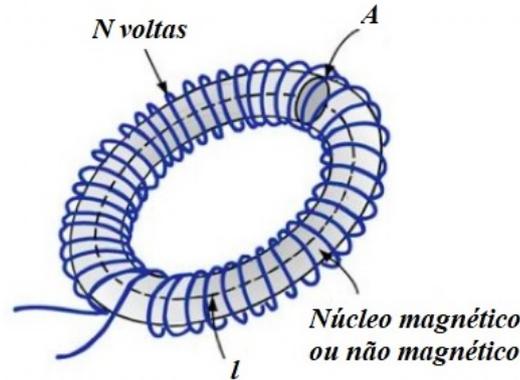
2.4 Dimensionamento dos Componentes Magnéticos

Os elementos a serem dimensionados serão os indutores de entrada e saída, a indutância magnetizante do transformador e os capacitores. Sendo que tanto os indutores quanto o transformador são toroidais com o objetivo de reduzir as perdas. Para confecção destes foi informado ao fabricante sua indutância, frequência de chaveamento e corrente.

2.4.1 Indutâncias

Os indutores de entrada e saída apresentam-se de acordo com a figura 2.9. Seus núcleos foram fabricados por uma liga chamada Sendust e confeccionados pela metalurgia do pó. É uma liga composta de 85% de ferro, 9% de silício e 6% de alumínio.

Figura 2.9 – Indutor Toroidal.



Fonte: Boylestad, 2004.

2.4.1.1 Indutor de Entrada

Inicialmente define-se a indutância de entrada, a qual, determina basicamente, o valor da ondulação da corrente de linha [30], como pode ser visto na equação 2.47. O valor de ΔI_{Lin} é relacionado ao projeto e pode ser definido de várias formas. Normalmente se considera um percentual da corrente de linha/fase como se observa em 2.46 e pode ser de 5 % a 20 %. Foi considerado um percentual de 10 %.

$$L_{in} = \frac{V_{in_{min}} \cdot D_{min}}{f_s \cdot \Delta I_{Lin}} \quad (2.45)$$

$$\Delta I_{Lin} = 10\% I_{in} = 0,1 \cdot 5,24 = 0,524 \quad (2.46)$$

$$L_{in} = \frac{267,3 \cdot 0,428}{50000 \cdot 0,524} = 4,36 \text{ mH} \quad (2.47)$$

Valor adotado: 5 mH

2.4.1.2 Indutor de Saída

Para definir o indutor de saída é necessário averiguar os limites de operação entre os modos de condução contínuo e descontínuo.

Determinando L_{out} de acordo com 2.51 e verificando se L_{eq} apresenta um valor suficiente para que o conversor opere no modo de condução contínua (MCC).

$$L_{out} = \frac{V_{o_{min}} \cdot (1 - D_{min})}{f_s \cdot \Delta I_{Lout}} \quad (2.48)$$

$$\Delta I_{Lout} = 20\% I_{out} = 0,2 \cdot \frac{P_{out}}{V_{out_{med}}} \quad (2.49)$$

$$\Delta I_{Lout} = 0,2 \cdot \frac{1000}{99,225} = 0,2 \cdot 0,3175 = 0,635 \text{ A} \quad (2.50)$$

Então:

$$L_{out} = \frac{313,4254 \cdot (1 - 0,428)}{50000 \cdot 0,635} = 5,647 \text{ mH} \quad (2.51)$$

Valor adotado: 5 mH

$$L_{eq} = \frac{n^2 \cdot L_{in} \cdot L_{out}}{L_{in} + n^2 \cdot L_{out}} \quad (2.52)$$

$$L_{eq} = \frac{0,78^2 \cdot 0,005 \cdot 0,005}{0,005 + 0,78^2 \cdot 0,005} = 1,89 \text{ mH} \quad (2.53)$$

Utilizando a equação da corrente média parametrizada vista em 2.55 e calculando para o pior valor de carga, ou seja, quando sua corrente é menor, isto é sua potência de saída é de 150 W, se aproximando dos limites e utilizando o valor das indutâncias definidos em 2.51 e 2.53, certifica-se que a corrente parametrizada é suficientemente maior.

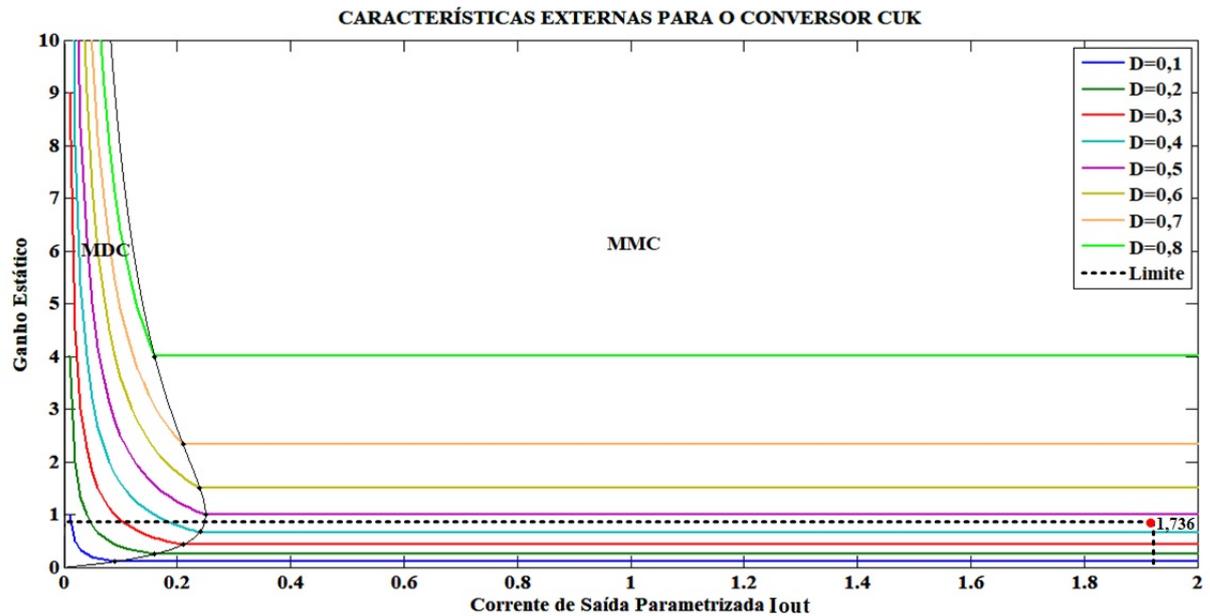
$$I_{out_{critico}} = \frac{150}{315} = 0,476 \text{ A} \quad (2.54)$$

$$\gamma = \frac{2 \cdot L_{eq} \cdot f_s \cdot I_{out_{critico}}}{V_{in}} \quad (2.55)$$

Segundo [32] deve-se garantir uma margem satisfatória, por isso utiliza-se 6 vezes a corrente como visto na equação 2.56 e na figura 2.10, que mostra o ponto de operação do conversor.

$$\gamma = \frac{2 \cdot 1,89 \cdot 10^{-3} \cdot 50000 \cdot 6 \cdot 0,476}{311} = 1,736 \quad (2.56)$$

Figura 2.10 – Ponto de Operação do Conversor Cuk.



Fonte: Adaptado pelo autor de [10]

2.4.1.3 Indutância Magnetizante

Define-se a indutância magnetizante para um valor próximo a indutância equivalente $L_{eq} = 1,89 \cdot 10^{-3} H$.

$$L_m = 1 \text{ mH} \quad (2.57)$$

2.4.2 Projeto do Indutor L_{in}

O dimensionamento do indutor de entrada L_{in} será baseado em [33] e ele possui as seguintes especificações, conforme visto no anexo B:

- MMTS26T7716;
- Núcleo de Sendust;
- $A_L = 37 \cdot 10^{-9} H/esp^2$;
- Diâmetro interno - $d = 0,032 \text{ m}$;
- Diâmetro externo - $D = 0,094 \text{ m}$;
- Altura - $H = 0,033 \text{ m}$;
- Volume - $45,3 \text{ cm}^3$

Utilizando a relação entre o número de espiras e a indutância (Al), como visto em 2.58:

$$Al = \frac{L}{N^2} \quad (2.58)$$

O número de espiras é calculado em função da indutância dimensionada:

$$N = \sqrt{\frac{L}{Al}} \quad (2.59)$$

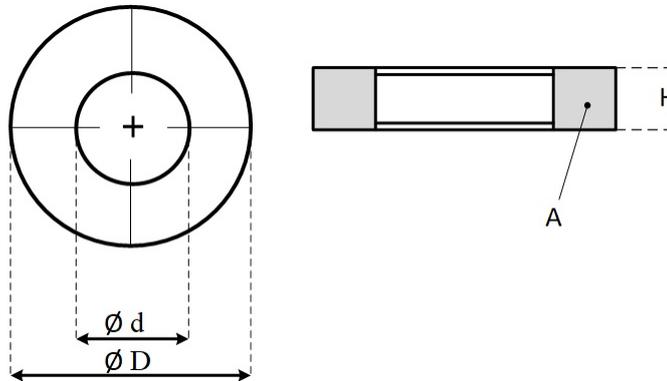
Substituindo L por L_{in} e N por N_1 :

$$N_1 = \sqrt{\frac{L_{in}}{Al}} = \sqrt{\frac{5 \cdot 10^{-3}}{37 \cdot 10^{-9}}} = 367,6 \text{ espiras} \quad (2.60)$$

Logo, o número de espiras $N_1 = 368 \text{ espiras}$.

Então, deve-se certificar que a área interna do núcleo é suficiente para acomodar o número de espiras determinado. Para isto utiliza-se as dimensões do núcleo como mostradas na figura 2.11 e determina-se o número de condutores.

Figura 2.11 – Dimensões de um Núcleo Toroidal.



Fonte: Petry, 2014.

A área do núcleo, em cm^2 , será dada pela equação 2.61:

$$A_{nucleo} = (R - r) \cdot H \cdot 2 \quad (2.61)$$

$$A_{nucleo} = \left(\frac{9,4}{2} - \frac{3,2}{2} \right) \cdot 3,3 \cdot 2 = (4,7 - 1,6) \cdot 3,3 \cdot 2 = 20,46 \text{ cm}^2 \quad (2.62)$$

Logo em seguida, deve-se definir o número de condutores, analisando o efeito *skin*, para baixa frequência: [34], [31] :

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{360}} = 0,395 \text{ cm} \quad (2.63)$$

O diâmetro máximo permitido para o condutor será:

$$d_{max} = 2 * \Delta = 2 \cdot 0,395 = 0,79 \text{ cm} \quad (2.64)$$

Logo deve-se escolher um valor abaixo do diâmetro máximo. Consultando-se a tabela de fios no anexo A, nota-se que o fio a ser utilizado é o 13 AWG:

- $d = 0,183 \text{ cm}$;
- $A = 0,02624 \text{ cm}^2$

Assim, o número de condutores de 13 AWG em paralelo para suportar os níveis de corrente estipulados:

$$A_{cobre} = \frac{I_{Lin}}{J} = \frac{5,24}{300} = 0,017 \text{ cm}^2 \quad (2.65)$$

$$N_{condutores} = \frac{A_{cobre}}{A_{skin}} = \frac{0,017}{0,02624} = 0,648 \text{ condutores} \quad (2.66)$$

Então, o indutor de entrada deve possuir $N_{condutores} = 1$.

A área ocupada pelas espiras, em cm^2 , será de acordo com 2.68, sabendo que $A_{fio_isol} = 0,029865$:

$$A_{enrolamento} = A_{fio_isol} \cdot N_1 \cdot N_{condutores} \quad (2.67)$$

$$A_{enrolamento} = 0,029865 \cdot 368 \cdot 1 = 10,99 \text{ cm}^2 \quad (2.68)$$

Logo, segundo [33], o fator de ocupação (F_o) será como visto em 2.70

$$F_o = \frac{A_{enrolamento}}{A_{núcleo}} \quad (2.69)$$

$$F_o = \frac{10,99}{20,46} = 0,537 = 53,7\% \quad (2.70)$$

Normalmente utiliza-se o fator de ocupação na ordem de 40%, uma vez que os condutores são cilíndricos e sua acomodação na parte interna do núcleo não é uniforme [33].

2.4.2.1 Perdas no Indutor L_{in}

As perdas nos dispositivos eletromagnéticos são relacionadas ao efeito Joule nos condutores e às perdas no núcleo. As perdas nos condutores decorrem de sua resistência elétrica e as perdas no núcleo são em virtude da energia exigida para a orientação dos domínios magnéticos, dependendo da curva de histerese de cada material [33].

2.4.2.1.1 Perdas Joule

Para calcular as perdas Joule é necessário determinar o comprimento do fio e sua resistência;

$$l_{fio} = n \cdot [2 \cdot (D - d) + 2 \cdot h] \quad (2.71)$$

$$l_{fio} = 368 \cdot [2 \cdot (0,094 - 0,032) + 2 \cdot 0,033] = 69,92 \text{ m} \quad (2.72)$$

Utilizando novamente a tabela de fios e cabos padrão (Anexo A), na qual para o fio 13 AWG, a resistividade do fio é $\rho = 0,000080 \Omega/m$, então a resistência será dada por 2.73:

$$R_{fio} = \rho \cdot l_{fio} \cdot 100 = 0,000080 \cdot 69,92 = 0,559 \Omega \quad (2.73)$$

E a potência dissipada, em W, no enrolamento será dada pela equação 2.74:

$$P_{fio} = P_{J_{Lin}} = R_{fio} \cdot I_{in}^2 = 0,559 \cdot 5,24^2 = 15,349 \text{ W} \quad (2.74)$$

2.4.2.1.2 Perdas Magnéticas

O conversor Cuk apresenta uma componente em baixa frequência de 360 Hz, tal como o conversor Sepic [10].

Em [35] encontra-se a expressão para cálculo das perdas magnéticas no núcleo de *Sendust*, como observado em (2.123) e no anexo ??.

$$P_{núcleo} = B^{2,048} \cdot (4,245 \cdot f + 0,0215 \cdot f^{1,980}) \cdot Vol_{núcleo} \quad (2.75)$$

Onde: f - kHz

$$P_{núcleo} = 1,05^{2,048} \cdot (4,245 \cdot 0,36 + 0,0215 \cdot 0,36^{1,980}) \cdot 45,3 = 0,0766 \text{ W} \quad (2.76)$$

Determinando as perdas magnéticas em relação à componente de alta frequência. Para isso calcula-se a variação da densidade de fluxo que essa componente proporciona, considerando uma taxa de ondulação de corrente de 20% da corrente de entrada, como visto na equação (2.99).

$$\Delta B = \frac{L_{in} \cdot \Delta I_{in}}{N_1 \cdot A_{núcleo}} \quad (2.77)$$

$$\Delta B = \frac{5 \cdot 10^{-3} \cdot (0,2 \cdot 5,24)}{368 \cdot 20,46} = 6,959 \cdot 10^{-7} T \quad (2.78)$$

A potência dissipada no núcleo devido a essa componente é mostrado em (2.101).

$$P_{nucleoalt} = (6,959 \cdot 10^{-7})^{2,048} \cdot (4,245 \cdot 50 + 0,0215 \cdot 50^{1,980}) \cdot 45,3 = 2,91 nW \quad (2.79)$$

2.4.2.1.3 Perdas Totais no Indutor L_{in}

A potência dissipada total do indutor de entrada pode ser vista em (2.80).

$$P_{Lin} = P_{fio} + P_{nucleo} + P_{nucleoalt} = 15,349 + 0,0766 + 2,91 \cdot 10^{-9} = 15,426 W \quad (2.80)$$

2.4.3 Projeto do Indutor L_{out}

O dimensionamento do indutor de saída L_{out} também será baseado em [33] e ele possui as mesmas especificações, como pode ser visto no anexo B:

- MMTS26T7716;
- Núcleo de Sendust;
- $A_L = 37 \cdot 10^{-9} H/esp^2$;
- Diâmetro interno - $d = 0,032 m$;
- Diâmetro externo - $D = 0,094 m$;
- Altura - $H = 0,033 m$;
- Volume - $45,3 cm^3$.

Logo, usando a relação entre o número de espiras e a indutância (Al), determina-se o número de espiras:

$$N = \sqrt{\frac{L}{Al}} \quad (2.81)$$

Substituindo L por L_{out} e N por N_2 :

$$N_2 = \sqrt{\frac{L_{out}}{Al}} = \sqrt{\frac{5 \cdot 10^{-3}}{37 \cdot 10^{-9}}} = 367,6 \text{ espiras} \quad (2.82)$$

Então, o número de espiras $N_2 = 368$ espiras.

Determinando a área do núcleo a fim de dimensionar o número de condutores:

$$A_{nucleos} = (R - r) \cdot H \cdot 2 \quad (2.83)$$

$$A_{nucleos} = \left(\frac{9,4}{2} - \frac{3,2}{2}\right) \cdot 3,3 \cdot 2 = (4,7 - 1,6) \cdot 3,3 \cdot 2 = 20,46 \text{ cm}^2 \quad (2.84)$$

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{360}} = 0,395 \text{ cm} \quad (2.85)$$

O diâmetro máximo permitido para o condutor será:

$$d_{max} = 2 * \Delta = 2 \cdot 0,395 = 0,79 \text{ cm} \quad (2.86)$$

Logo, selecionando o fio na tabela de fios no anexo A com um diâmetro abaixo de $0,79 \text{ cm}$, escolhe-se o fio 14 AWG:

- $d = 0,163 \text{ cm}$;
- $A = 0,023779 \text{ cm}^2$.

Assim, o número de condutores de 14 AWG em paralelo para suportar os níveis de corrente estipulados:

$$A_{cobre_s} = \frac{I_{out}}{J} = \frac{3,175}{300} = 0,011 \text{ cm}^2 \quad (2.87)$$

$$N_{condutores_s} = \frac{A_{cobre_s}}{A_{skin}} = \frac{0,011}{0,023779} = 0,463 \text{ condutores} \quad (2.88)$$

Então, o indutor de entrada deve possuir $N_{condutores_s} = 1$.

A área ocupada pelas espiras, em cm^2 , será de acordo com 2.68, sabendo que $A_{fio_isol} = 0,029865$:

$$A_{enrolamento_s} = A_{fio_isol} \cdot N_2 \cdot N_{condutores_s} \quad (2.89)$$

$$A_{enrolamento_s} = 0,023779 \cdot 368 \cdot 1 = 8,751 \text{ cm}^2 \quad (2.90)$$

Então, o fator de ocupação (F_o) será:

$$F_o = \frac{A_{enrolamento_s}}{A_{núcleo_s}} \quad (2.91)$$

$$F_o = \frac{8,751}{20,46} = 0,428 = 42,8\% \quad (2.92)$$

2.4.3.1 Perdas no Indutor L_{out}

As perdas no indutor de saída L_{out} são determinadas pelas perdas Joule e perdas magnéticas.

2.4.3.1.1 Perdas Joule

Como já mencionado, para definir as perdas Joule é preciso determinar o comprimento do fio e sua resistência;

$$l_{fio} = n \cdot [2 \cdot (D - d) + 2 \cdot h] \quad (2.93)$$

$$l_{fio} = 368 \cdot [2 \cdot (0,094 - 0,032) + 2 \cdot 0,033] = 69,92 \text{ m} \quad (2.94)$$

Utilizando a resistividade do fio 14 AWG da tabela de fios e cabos padrão (Anexo A), $\rho = 0,000111 \Omega/m$, para determinar sua resistência:

$$R_{fio} = \rho \cdot l_{fio} \cdot 100 = 0,000111 \cdot 69,92 = 0,776 \Omega \quad (2.95)$$

E a potência dissipada, em W, será:

$$P_{fios} = P_{J_{L_{out}}} = R_{fio} \cdot I_{out}^2 = 0,776 \cdot 3,175^2 = 7,823 \text{ W} \quad (2.96)$$

2.4.3.1.2 Perdas Magnéticas

Determinando as perdas para a componente em baixa frequência (360 Hz):

$$P_{núcleos} = B^{2,048} \cdot (4,245 \cdot f + 0,0215 \cdot f^{1,980}) \cdot Vol_{núcleo} \quad (2.97)$$

Onde: f - kHz

$$P_{núcleos} = 1,05^{2,048} \cdot (4,245 \cdot 0,36 + 0,0215 \cdot 0,36^{1,980}) \cdot 45,3 = 0,0766 \text{ W} \quad (2.98)$$

Calculando as perdas magnéticas em relação à componente de alta frequência (50 kHz)

$$\Delta B_s = \frac{L_{out} \cdot \Delta I_{out}}{N_1 \cdot A_{núcleos}} \quad (2.99)$$

$$\Delta B_s = \frac{5 \cdot 10^{-3} \cdot (0,2 \cdot 3,175)}{368 \cdot 20,46} = 4,217 \cdot 10^{-7} T \quad (2.100)$$

A potência dissipada no núcleo devido a essa componente é mostrado em (2.101).

$$P_{núcleoalt_s} = (4,217 \cdot 10^{-7})^{2,048} \cdot (4,245 \cdot 50 + 0,0215 \cdot 50^{1,980}) \cdot 45,3 = 1,043 \text{ nW} \quad (2.101)$$

2.4.3.1.3 Perdas Totais no Indutor L_{out}

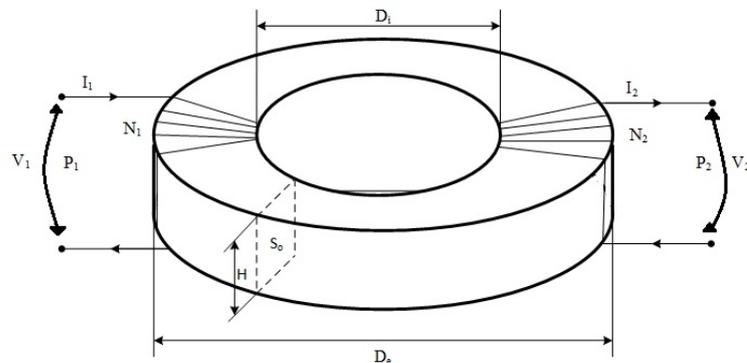
A potência dissipada total do indutor de saída será como em (2.102).

$$P_{Lout} = P_{fios} + P_{núcleo_s} + P_{núcleoalt_s} = 7,823 + 0,0766 + 1,043 \cdot 10^{-9} = 7,9 \text{ W} \quad (2.102)$$

2.4.4 Transformador

Um transformador com núcleo toroidal de ferrite é apresentado na figura 2.12.

Figura 2.12 – Transformador do Conversor Cuk.



Primeiramente será levantado as dimensões do transformador e análise de execução e em seguida, determina-se suas perdas.

2.4.4.1 Dimensionamento

Ele possui isolamento galvânico e as seguintes especificações, conforme observado no anexo C:

- MMT139T6325;
- Núcleo de Ferrite;

- densidade do ferrite - $d = 4,8 \cdot 10^3 \text{ Kg/m}^3$;
- densidade do fio de cobre - $d_{\text{cobre}} = 0,00889 \cdot 10^3 \text{ Kg/m}^3$;
- $A_L = 5300 \cdot 10^{-9} \text{ H/esp}^2$;
- Diâmetro interno - $D_i = 0,016 \text{ m}$;
- Diâmetro externo - $D_e = 0,085 \text{ m}$;
- Altura - $H = 0,047 \text{ m}$;
- Volume - $V_{ol} = 46,5 \text{ cm}^3$;
- Resistividade - $\mathfrak{R} = 8 \Omega \cdot \text{m}$.

Para o dimensionamento, baseado em [33] e [34], é preciso definir o número de espiras através das expressões 2.103 e 2.106. Assim:

$$N_p = \sqrt{\frac{L_m}{A_L}} \quad (2.103)$$

$$N_p = \sqrt{\frac{1 \cdot 10^{-3}}{5300 \cdot 10^{-9}}} = 13,736 \quad (2.104)$$

$$N_p \approx 13 \text{ espiras} \quad (2.105)$$

$$N_S = \frac{N_p}{n} \quad (2.106)$$

$$N_S = \frac{13}{0,78} = 16,667 \quad (2.107)$$

$$N_S \approx 17 \text{ espiras} \quad (2.108)$$

Em seguida, é necessário determinar o número de condutores, sabendo que o transformador opera em alta frequência (50kHz) [34], [31]:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{50000}} = 0,034 \text{ cm} \quad (2.109)$$

O diâmetro máximo permitido para o condutor será:

$$d_{max} = 2 \cdot \Delta = 2 \cdot 0,034 = 0,068 \text{ cm} \quad (2.110)$$

Logo deve-se escolher um valor abaixo do diâmetro máximo. Consultando-se a tabela de fios esmaltados (Anexo A), escolhe-se o fio a ser utilizado: 24 AWG.

- $d = 0,051 \text{ cm}$;
- $A = 0,002047 \text{ cm}^2$

A área do condutor necessária para conduzir a corrente eficaz no enrolamento, verificada por simulação pode ser calculada por:

$$S_{fio_{prim}} = \frac{I_{p_{prim}}}{J_{max}} = \frac{5,24}{300} = 0,017 \text{ cm}^2 \quad (2.111)$$

$$S_{fio_{sec}} = \frac{I_{p_{sec}}}{J_{max}} = \frac{0,78}{300} = 0,022 \text{ cm}^2$$

Assim, o número de condutores de 24 AWG em paralelo para suportar os níveis de corrente são:

$$N_{condutores_prim} = \frac{A_{cobre}}{A_{skin}} = \frac{S_{fio_{prim}}}{A_{skin}} = \frac{0,017}{0,002047} = 8 \text{ condutores} \quad (2.112)$$

$$N_{condutores_sec} = \frac{A_{cobre}}{A_{skin}} = \frac{S_{fio_{sec}}}{A_{skin}} = \frac{0,022}{0,002047} = 11 \text{ condutores}$$

Analisando o fator de ocupação, como visto em [33]:

$$F_o = \frac{A_{enrolamento_trafo}}{A_{nucleo_trafo}} \quad (2.113)$$

Então:

$$A_{enrolamento_trafo} = N_p \cdot N_{condutores_prim} \cdot S_{fio_{prim}} + N_{sp} \cdot N_{condutores_sec} \cdot S_{fio_{sec}} \quad (2.114)$$

$$A_{enrolamento_trafo} = 13 \cdot 8 \cdot 0,017 + 17 \cdot 11 \cdot 0,022 = 5,882 \text{ cm}^2 \quad (2.115)$$

E a área do núcleo, como em 2.117:

$$A_{nucleo_trafo} = (R - r) \cdot H \cdot 2 \quad (2.116)$$

$$A_{nucleo_trafo} = \left(\frac{8,5}{2} - \frac{1,6}{2} \right) \cdot 4,7 \cdot 2 = (4,25 - 0,8) \cdot 4,7 \cdot 2 = 32,43 \text{ cm}^2 \quad (2.117)$$

Logo o fator de ocupação será:

$$F_o = \frac{5,882}{32,43} = 0,181 = 18,1\% \quad (2.118)$$

Esse valor é menor que 40%, isso comprova sua execução.

Em seguida, serão apresentados os cálculos das perdas no transformador.

2.4.4.2 Perdas

As perdas no transformador se dividem em perdas no cobre e perdas magnéticas.

2.4.4.2.1 Perdas no Cobre

Para se determinar as perdas no cobre, utiliza-se a tabela de fios e cabos (Anexo A), a qual apresenta para o fio 24 AWG, a resistência equivalente de $0,000708 \Omega/m$, então para se determinar a resistência no cobre nos enrolamentos primário e secundário:

$$R_{cobre_{prim}} = \rho_{fio} \cdot l_{fio_p} \cdot 100 \quad (2.119)$$

$$R_{cobre_{sec}} = \rho_{fio} \cdot l_{fio_s} \cdot 100$$

Sabendo que da equação 2.71:

$$l_{fio} = n \cdot [2 \cdot (D - d) + 2 \cdot h]$$

Logo:

$$l_{fio_p} = 13 \cdot [2 \cdot (0,085 - 0,016) + 2 \cdot 0,047] = 3,016 \text{ m} \quad (2.120)$$

$$l_{fio_s} = 17 \cdot [2 \cdot (0,085 - 0,016) + 2 \cdot 0,047] = 3,944 \text{ m}$$

Então tem-se que:

$$R_{cobre_{prim}} = 0,000708 \cdot 3,016 \cdot 100 = 0,214 \Omega \quad (2.121)$$

$$R_{cobre_{sec}} = 0,000708 \cdot 3,944 \cdot 100 = 0,279 \Omega$$

Sabendo que a corrente de entrada é de 5,24 A e a corrente do secundário é $5,24 \cdot N = 5,24 \cdot 0,78 = 4,087 \text{ A}$, as perdas no cobre dos dois enrolamentos podem determinadas [34]:

$$P_{cobre_{prim}} = R_{cobre_{prim}} \cdot I_{in}^2 = 0,214 \cdot 5,24^2 = 5,876 \text{ W} \quad (2.122)$$

$$P_{cobre_{sec}} = R_{cobre_{sec}} \cdot (I_{sec} \cdot 0,78)^2 = 0,279 \cdot 4,087^2 = 4,66 \text{ W}$$

2.4.4.2 Perdas Magnéticas

A expressão (2.123) define as perdas magnéticas do transformador:

$$P_{núcleotrans} = \Delta B^{2,4} * (K_h * f + K_f * f^2) * V_{núcleo} \quad (2.123)$$

Onde:

Núcleo de ferrite;

$$\Delta B = 0,3T;$$

$K_h = 4.10^{-5}$ - coeficiente de perdas por histerese;

$K_f = 4.10^{-10}$ - coeficiente de perdas por corrente parasita;

$V_{núcleo} = 46,5 \text{ cm}^3$ - volume do núcleo.

Logo, as perdas magnéticas do transformador são:

$$P_{núcleotrans} = 0,3^{2,4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 50000 + 4.10^{-10} \cdot 50000^2) \cdot 46,5 = 7,756 \text{ W} \quad (2.124)$$

A potência dissipada total do transformador é vista na equação (2.125).

$$P_{transformador} = P_{cobre_{prim}} + P_{cobre_{sec}} + P_{núcleotrans} = 5,876 + 4,66 + 7,756 = 18,292 \text{ W} \quad (2.125)$$

2.4.5 Pontes Trifásicas

As pontes trifásicas utilizadas possuem as seguintes especificações

- SDK35/12;
- $R_f = 1 \Omega$;
- $V_{TO} = 0,85 \text{ V}$.

2.4.5.1 Perdas nas Pontes Trifásicas

A potência total em uma ponte de diodos é dada por [25]:

$$P_{Ponte} = 6 \cdot (R_f \cdot I_{ef}^2 + V_{TO} \cdot I_{med}) \quad (2.126)$$

De acordo com [36]:

$$I_{ef} = \frac{I_{in}}{\sqrt{3}} = \frac{5,24}{\sqrt{3}} = 3,025 \text{ A} \quad (2.127)$$

$$I_{med} = \frac{I_{in}}{3} = \frac{5,24}{3} = 1,747 \text{ A} \quad (2.128)$$

Logo:

$$P_{Ponte} = 6 \cdot (1 \cdot 3,025^2 + 0,85 \cdot 1,747) = 63,812 \text{ W} \quad (2.129)$$

2.4.6 Capacitores C_a e C_b

Como pode ser visto em [37], o capacitor C_a tem sua capacitância determinada pela expressão 2.130:

$$C_a = \frac{V_{out} \cdot n \cdot D_{nom}}{2 \cdot R_{out} \cdot f_s \cdot \Delta V_{C_a}} \quad (2.130)$$

Onde ΔV_{C_a} é dado pela variação mínima em C_a , considerando a tensão média como visto em [38] e verificado em 2.131:

$$\Delta V_{C_a} = 0,03 \cdot (V_{in} + V_{out}) = 0,03 \cdot (297,2 + 315) = 18,366 \text{ V} \quad (2.131)$$

Logo:

$$C_a = \frac{315 \cdot 0,78 \cdot 0,453}{2 \cdot 100 \cdot 50000 \cdot 18,366} = 6,06 \cdot 10^{-7} \text{ F} \quad (2.132)$$

Valor adotado: 564 nF. O capacitor C_b foi determinado com o mesmo valor.

2.4.7 Capacitor C_{out}

Na escolha do capacitor de saída deve-se atender ao critério de ondulação ΔV_{cpico} e a condição de valor eficaz da corrente que irá circular por ele [30]. Assim de acordo com [39] define-se a capacitância de C_{out} por 2.133 e a ondulação por 2.134, onde f_r é a frequência da rede:

$$C_{out} = \frac{P_{out}}{4 \cdot \pi \cdot f_r \cdot \Delta V_{cpico} \cdot V_{out}} \quad (2.133)$$

$$\Delta V_{cpico} = 0,03 \cdot V_{out} \quad (2.134)$$

$$C_{out} = \frac{2000}{4 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 0,03 \cdot 315 \cdot 315} = 8,911 \cdot 10^{-4} \text{ F} \quad (2.135)$$

Valor adotado: 900μF.

2.5 Transistor Utilizado

O transistor utilizado no projeto foi o MOSFET SCT20N120 observando sua capacidade de tensão, corrente e frequência de chaveamento elevadas. No projeto proposto, a chave deve suportar uma tensão de pico de 626 V para uma corrente média de 5,24 A e um chaveamento de 50kHz. De acordo com seu *datasheet*, o transistor em questão possui as especificações da tabela (2.3).

Tabela 2.3 – Especificações do Transistor Utilizado.

Parâmetro	Valor
Tensão Dreno - Source	1200V
Corrente Média	20A
Corrente Pulsante Máxima	45A
Resistência em Condução	189mΩ
Resistência do Terminal Gate	7Ω
Tempo de Subida (Condução)	16ns
Tempo de Descida (Abertura)	17ns

2.5.1 Perdas do Transistor

A expressão (2.142) determina as perdas totais no transistor [10]:

$$P_{transistor} = P_{erdastotais} = P_{chaveamento} + P_{on} + P_{off} \quad (2.136)$$

Onde:

$$P_{on} = \frac{I_D \cdot T_{DS(on)} \cdot T_{on}}{T} = \frac{5,24^2 \cdot 189 \cdot 10^{-3} \cdot 8,86 \cdot 10^{-6}}{20 \cdot 10^{-6}} = 2,299 \text{ W} \quad (2.137)$$

$$P_{off} = \frac{V_{DS} \cdot I_{DSS} \cdot T_{off}}{T} = \frac{626 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot 11,14 \cdot 10^{-6}}{20 \cdot 10^{-6}} = 0,035 \text{ W} \quad (2.138)$$

$$W_{on} = \frac{V_{DS} \cdot I_D \cdot T_{rise}}{6 \cdot T_s} = \frac{626 \cdot 5,24 \cdot 16 \cdot 10^{-9}}{6 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} = 0,437 \text{ W} \quad (2.139)$$

$$W_{off} = \frac{V_{DS} \cdot I_D \cdot T_{fall}}{6 \cdot T_s} = \frac{626 \cdot 5,24 \cdot 17 \cdot 10^{-9}}{6 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} = 0,465 \text{ W} \quad (2.140)$$

$$P_{chaveamento} = W_{on} + W_{off} = 0,437 + 0,465 = 0,902 \text{ W} \quad (2.141)$$

Logo:

$$P_{transistor} = P_{chaveamento} + P_{on} + P_{off} = 0,902 + 2,299 + 0,035 = 3,236 \text{ W} \quad (2.142)$$

2.6 Diodo Utilizado

O modelo escolhido foi RHRG30120, devido à potência nominal do protótipo e à tensão durante a abertura. Suas principais características são apresentadas na tabela (2.4).

Tabela 2.4 – Especificações do Diodo Utilizado.

Parâmetro	Valor
Tensão de Pico Reversa Repetitiva	1200V
Corrente Média	30A
Corrente Reversa Repetitiva	60A
Potência Dissipada Máxima	125W
Queda de Tensão Direta	3,2V
Tempo Máximo de Recuperação Reversa	65ns

Fonte: Neto, 2018.

2.6.1 Perdas no Diodo

As perdas durante a condução e a comutação constituem as perdas totais no diodo como visto na equação (2.143).

$$P_{diodo} = P_{erdastotais_D} = P_{condução} + P_{comutação} \quad (2.143)$$

As perdas por condução:

$$P_{condução} = V_{quedatensão} \cdot I_{d_{medio}} = 3,2 \cdot 1,59 = 5,088 \text{ W} \quad (2.144)$$

As perdas por comutação:

$$P_{comutação} = I_{de_{ficaz}} \cdot \frac{V_{d_{med}}}{2} \cdot t_{rr} \cdot f_s = 1,59 \cdot \frac{626}{2} \cdot 65 \cdot 10^{-9} \cdot 50000 = 2,848 \text{ W} \quad (2.145)$$

Assim:

$$P_{diodo} = P_{condução} + P_{comutação} = 5,088 + 1,617 = 6,705 \text{ W} \quad (2.146)$$

2.7 Análise das Perdas Totais

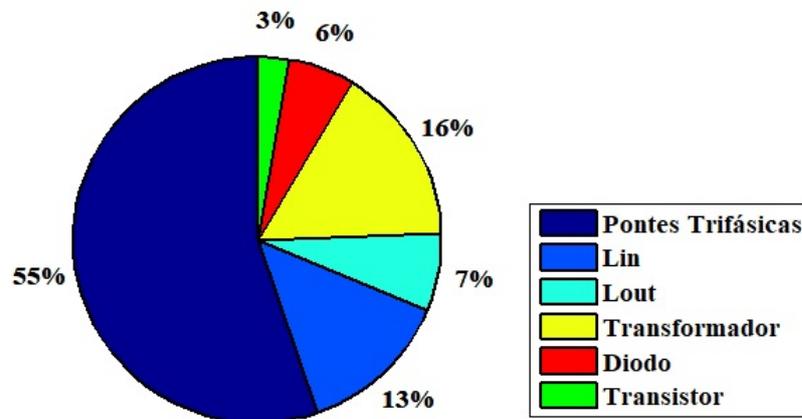
As perdas totais do conversor Cuk são obtidas através da soma dos componentes passivos e dos semicondutores do conversor proposto [10], conforme visto na expressão (2.148).

$$P_{total} = P_{Ponte} + P_{Lin} + P_{Lout} + P_{transformador} + P_{transistor} + P_{diodo} \quad (2.147)$$

$$P_{total} = 115,371 + 15,426 + 7,9 + 18,292 + 3,236 + 6,705 = 51,559 \text{ W} \quad (2.148)$$

A figura (2.13) apresenta o gráfico, no qual se nota que o transformador é o componente que mais influencia na perda, seguido pelo indutor de entrada.

Figura 2.13 – Perdas de Cada Componente do Conversor Cuk Isolado.



Determinando a eficiência de um conversor Cuk:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{total}} = \frac{1000}{1000 + 115,371} = 0,897 = 89,7 \% \quad (2.149)$$

Realizados todos os cálculos para a especificação dos componentes tem-se que:

Tabela 2.5 – Especificações do Projeto.

Componentes	Valores
Indutor de Entrada (L_{in})	5 mH
Indutor de Saída (L_{out})	5 mH
Indutância Magnetizante (L_m)	1 mH
Interruptor S_1	20A/1200V(SCT20N120)
Capacitor (C_a e C_b)	564 nF
Capacitor de Saída (C_{out})	900 μ F
Diodo	5A/1200V(RHRG30120)

2.8 Conclusão

Este capítulo descreveu o autotransformador utilizado e o projeto e dimensionamento dos conversores Cuk.

O autotransformador foi utilizado por se tratar de uma estrutura compacta, reduzindo o peso, volume e custos.

Os conversores Cuk no estágio intermediário foram projetados considerando que operavam no modo de condução contínua a fim de melhorar o desempenho do retificador.

3 Modelagem Dinâmica do Conversor Cuk

Este capítulo abordará a modelagem matemática do conversor Cuk, realizada pelo método de espaço de estados médio, para a obtenção das funções transferências empregadas na estratégia de controle implementada e descrita no capítulo 4.

De acordo com o conceito apresentado em [40], *na engenharia de controle, uma representação em espaço de estados é um modelo matemático de um sistema físico composto de um conjunto de variáveis de entrada, de saída e de estado relacionadas entre si por meio de equações diferenciais de primeira ordem. Para representação do número de entradas, saídas e estados, as variáveis são expressas em vetores e as equações diferenciais e algébricas são escritas na forma matricial.* Nesse sentido, o retificador trifásico apresentado na figura 3.1 pode ser caracterizado no espaço de estados médios pelas equações diferenciais a seguir [10]:

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \quad (3.1)$$

$$y = C \cdot x + D \cdot u \quad (3.2)$$

Onde:

x – vetor de estado;

$\dot{x} = \frac{dx}{dt}$ – derivada do vetor de estado em relação ao tempo;

y – vetor resposta;

u – vetor de entrada ou controle;

A – matriz de sistema;

B – matriz de entrada;

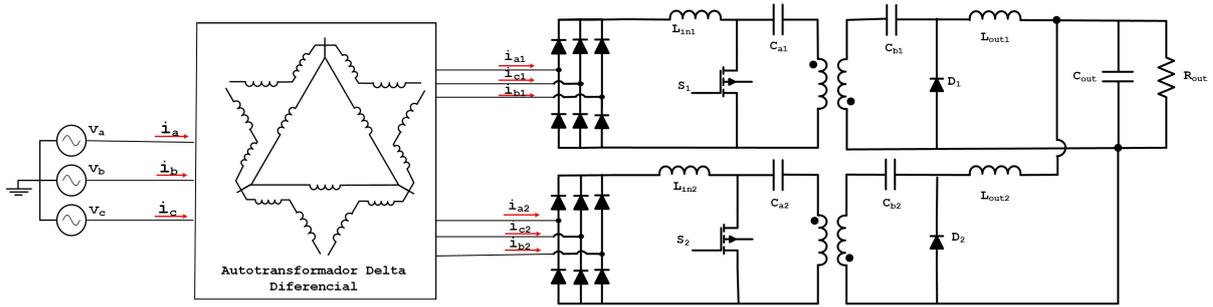
C – matriz de saída;

D – matriz de ação avante.

Conforme observado na figura 3.1, de acordo com [10], o circuito apresenta duas chaves (S_1 e S_2) revezando entre duas possibilidades. Assim, é preciso analisar cada circuito de forma separada, escrevendo as equações características, calculando as matrizes de sistema (A) e de entrada (B) para os dois casos das chaves, ou seja, aberta ou fechada.

Como o conversor possui transferência de energia capacitiva, a indutância magnetizante do transformador não será declarada, sendo preciso somente considerar a relação entre os enrolamentos primário e o secundário.

Figura 3.1 – Circuito do retificador.



Fonte: Adaptado pelo autor de [10].

As variáveis de estado são as correntes nos indutores de entrada e saída e as tensões sobre os capacitores. Sendo assim, o vetor de estado e a derivada do vetor de estado podem ser escritos como [10]:

$$x(t) = \begin{bmatrix} iL_{in}(t) \\ iL_{out}(t) \\ Vc_a(t) \\ Vc_b(t) \\ Vc_{out}(t) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

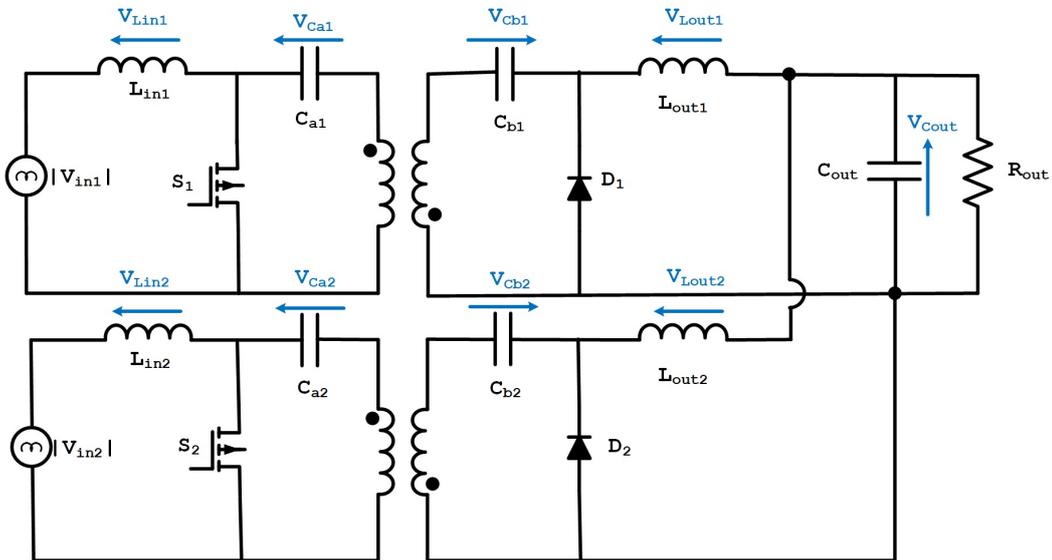
$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \frac{diL_{in}(t)}{dt} \\ \frac{diL_{out}(t)}{dt} \\ \frac{Vc_a(t)}{dt} \\ \frac{Vc_b(t)}{dt} \\ \frac{Vc_{out}(t)}{dt} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Segundo [10], após determinar o vetor de estado (x) e a derivada do vetor de estado (\dot{x}), é preciso estabelecer os equacionamentos para cada uma das configurações da chave e obter as matrizes de sistema (A) e de entrada (B) necessárias para a solução do modelo matemático.

No circuito simplificado ilustrado na figura 3.2 foram retirados os diodos dos retificadores trifásicos e foram substituídas por fonte de tensão $|V_{in}|$ e reduzindo a análise

e obtenção das funções transferências [10].

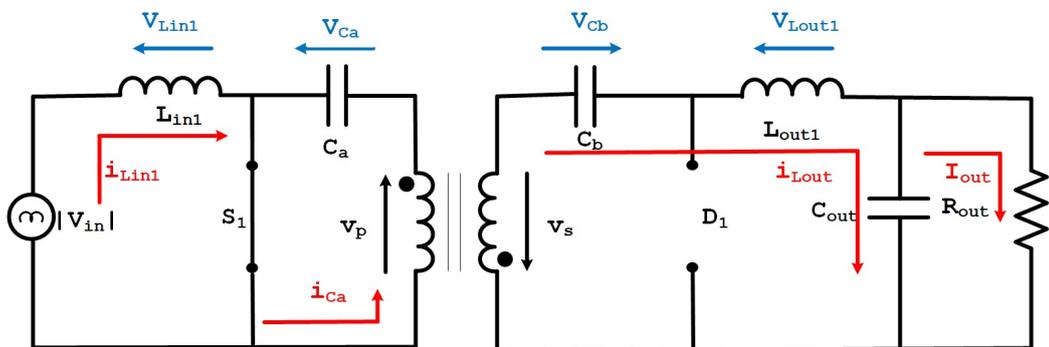
Figura 3.2 – Circuito Simplificado do Retificador.



3.1 Circuito Equivalente para Chave Fechada

O capacitor C_a acumula a energia da fonte e quando a chave S_1 liga, esta energia é transportada através do transformador formando uma corrente negativa (saindo pelo ponto) no enrolamento primário deste. Formando, assim, uma corrente positiva (entrando pelo ponto) no enrolamento secundário do transformador. Essa corrente passa pelo capacitor C_b e descarrega no indutor L_{out} , no capacitor C_{out} e na carga R_{out} . Esta possibilidade para a chave apresenta o circuito equivalente da figura 3.3.

Figura 3.3 – Circuito Equivalente com a Chave S_1 Fechada.



Este circuito, para a chave S_1 fechada, se encontra representado pelas equações (3.5) a (3.9):

$$\frac{di_{L_{in}}(t)}{dt} = \frac{|V_{in}(t)|}{L_{in}} \quad (3.5)$$

$$\frac{di_{L_{out}}(t)}{dt} = \frac{V_{C_a}(t) \cdot N}{L_{out}} + \frac{V_{C_b}(t)}{L_{out}} - \frac{V_{C_{out}}(t)}{L_{out}} \quad (3.6)$$

$$\frac{dv_{C_a}(t)}{dt} = -\frac{i_{L_{out}}(t) \cdot N}{C_a} \quad (3.7)$$

$$\frac{dv_{C_b}(t)}{dt} = \frac{i_{L_{out}}(t)}{C_b} \quad (3.8)$$

$$\frac{dv_{C_{out}}(t)}{dt} = \frac{i_{L_{out}}(t)}{C_{out}} - \frac{I_{out}(t)}{R_{out} \cdot C_{out}} \quad (3.9)$$

Como visto em [10], substituindo as Eq. (3.5) a (3.9) na forma da Eq. (3.1) obtêm-se a matriz de sistema A_1 e a matriz de entrada B_1 para o interruptor S_1 na condição fechada.

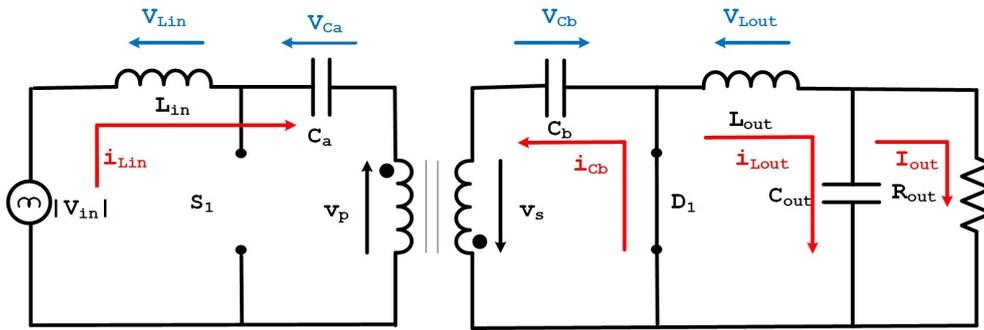
$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{N}{L_{out}} & \frac{1}{L_{out}} & -\frac{1}{L_{out}} \\ 0 & -\frac{N}{C_a} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_b} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{out}} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_{out} \cdot C_{out}} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

3.2 Circuito Equivalente para Chave Aberta

Quando a chave S_1 é desligada, a fonte e a energia armazenada no indutor L_{in} transferem sua energia através do capacitor C_a criando uma corrente positiva no enrolamento primário do transformador e, dessa forma, uma corrente negativa no enrolamento secundário, polarizando o diodo D_1 e descarregando no indutor L_{out} , no capacitor C_{out} e na carga R_{out} . A figura 3.4 mostra o circuito equivalente para a chave S_1 aberta.

Figura 3.4 – Circuito Equivalente com a chave S_1 Aberta.



As Equações (3.12) a (3.16) representam o circuito quando a chave S_1 está aberta:

$$\frac{di_{L_{in}}(t)}{dt} = \frac{|V_{in}(t)|}{L_{in}} - \frac{V_{C_a}(t)}{L_{in}} - \frac{V_{C_b}(t)}{L_{in} \cdot N} \quad (3.12)$$

$$\frac{di_{L_{out}}(t)}{dt} = -\frac{V_{C_{out}}(t)}{L_{out}} \quad (3.13)$$

$$\frac{dv_{C_a}(t)}{dt} = \frac{i_{L_{in}}(t)}{C_a} \quad (3.14)$$

$$\frac{dv_{C_b}(t)}{dt} = -\frac{i_{L_{in}}(t)}{C_b \cdot N} \quad (3.15)$$

$$\frac{dv_{C_{out}}(t)}{dt} = \frac{i_{L_{out}}(t)}{C_{out}} - \frac{I_{out}(t)}{R_{out} \cdot C_{out}} \quad (3.16)$$

Isolando o vetor de derivada das variáveis de estados obtêm-se as matrizes A_2 e

B_2 para esta situação:

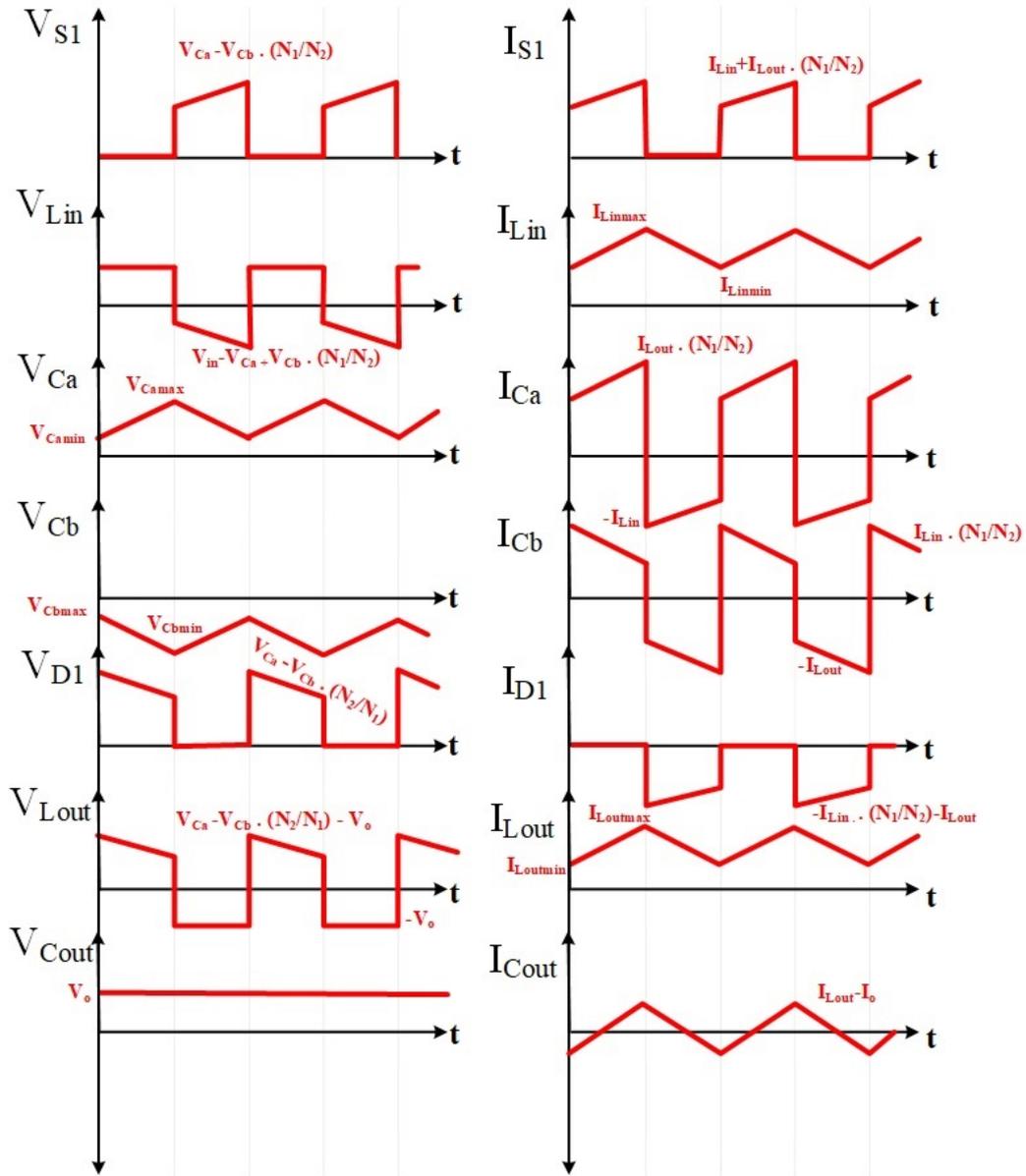
$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_{in}} & \frac{1}{L_{in} \cdot N} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{out}} \\ \frac{1}{C_a} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_b \cdot N} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{out}} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_{out} \cdot C_{out}} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

3.2.1 Formas de Onda do Conversor Cuk

A seguir serão apresentadas as formas de onda das tensões e das correntes do conversor Cuk para as duas etapas de operação.

Figura 3.5 – Formas de Onda dos Componentes do Conversor Cuk.



3.3 Matrizes

Após se determinar as matrizes de sistema e entrada para cada condição da chave S_1 , obtém-se as matrizes médias do sistema A_{med} e de entrada B_{med} :

$$A_{med} = A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D) \quad (3.19)$$

$$A_{med} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D-1}{L_{in}} & \frac{D-1}{L_{in} \cdot N} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D \cdot N}{L_{out}} & \frac{D}{L_{out}} & -\frac{1}{L_{out}} \\ -\frac{D-1}{C_a} & -\frac{D \cdot N}{C_a} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{D-1}{C_b \cdot N} & \frac{D}{C_b} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{out}} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_{out} \cdot C_{out}} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{diL_{in}(t)}{dt} \\ \frac{diL_{out}(t)}{dt} \\ \frac{V_{c_a}(t)}{dt} \\ \frac{V_{c_b}(t)}{dt} \\ \frac{V_{c_{out}}(t)}{dt} \end{bmatrix} = A_{med} \cdot \begin{bmatrix} iL_{in}(t) \\ iL_{out}(t) \\ V_{c_a}(t) \\ V_{c_b}(t) \\ V_{c_{out}}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_{in}] \quad (3.21)$$

$$B_{med} = B_1 \cdot D + B_2 \cdot (D - 1) \quad (3.22)$$

$$B_{med} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

$$U = |V_{in}| \quad (3.24)$$

O sistema de equações de espaço de estados deve ser linearizado ao redor de um ponto de operação e analisado em regime permanente. Para isso, deve-se obter os valores

médios das variáveis de estados, zerando a derivada da matriz de estado.

$$\frac{dx(t)}{dt} = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \quad (3.25)$$

$$0 = A_{med} \cdot X + B_{med} \cdot U \quad (3.26)$$

$$X = -A_{med}^{-1} \cdot B_{med} \cdot U \quad (3.27)$$

Substituindo (3.20), (3.23) e (3.24) na equação (3.27):

$$X_{med} = - \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D-1}{L_{in}} & \frac{D-1}{L_{in} \cdot N} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D \cdot N}{L_{out}} & \frac{D}{L_{out}} & -\frac{1}{L_{out}} \\ -\frac{D-1}{C_a} & -\frac{D \cdot N}{C_a} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{D-1}{C_b \cdot N} & \frac{D}{C_b} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{out}} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_{out} \cdot C_{out}} \end{bmatrix}^{-1} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_{in}] \quad (3.28)$$

$$X_{med} = \begin{bmatrix} \frac{D^2 \cdot N^2 \cdot V_{in}}{R_{out} \cdot (D-1)^2} \\ -\frac{D \cdot N \cdot V_{in}}{R_{out} \cdot (D-1)} \\ 0 \\ -\frac{N \cdot V_{in}}{D-1} \\ -\frac{D \cdot N \cdot V_{in}}{D-1} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

O próximo passo é determinar o modelo de pequenos sinais, perturbando as variáveis de estado no ponto de operação da estrutura. Para isso, conjectura-se que o valor total das variáveis de estado é constituído pelo seu valor médio e pelas pequenas alterações praticada ao redor do ponto de operação.

As equações que caracterizam as perturbações em relação à razão cíclica são necessárias na estratégia de controle adotada.

$$\begin{aligned}x(t) &= X + \hat{x}(t) \\u(t) &= U + \hat{u}(t) \\d(t) &= D + \hat{d}(t) \\d'(t) &= 1 - d(t) = D' - \hat{d}(t)\end{aligned}\tag{3.30}$$

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_{med} \cdot X + B_{med} \cdot U\tag{3.31}$$

$$\frac{dx(t)}{dt} = [A_1 \cdot d(t) + A_2 \cdot d'(t)] \cdot x(t) + [B_1 \cdot d(t) + B_2 \cdot d'(t)] \cdot u(t)\tag{3.32}$$

Substituindo (3.30) na equação (3.32):

$$\frac{d(X + \hat{x})}{dt} = \{A_1 \cdot [D + \hat{d}(t)] + A_2 \cdot [D' - \hat{d}(t)]\} \cdot [X + \hat{x}(t)] + \{B_1 \cdot [D + \hat{d}(t)] + B_2 \cdot [D' - \hat{d}(t)]\} \cdot [U + \hat{u}(t)]\tag{3.33}$$

$$\begin{aligned}\frac{d(X + \hat{x})}{dt} &= \{A_1 \cdot [D + \hat{d}(t)] + A_2 \cdot [D' - \hat{d}(t)]\} \cdot X + \{A_1 \cdot [D + \hat{d}(t)] + A_2 \cdot [D' - \hat{d}(t)]\} \cdot \hat{x}(t) + \\&\{B_1 \cdot [D + \hat{d}(t)] + B_2 \cdot [D' - \hat{d}(t)]\} \cdot U + \{B_1 \cdot [D + \hat{d}(t)] + B_2 \cdot [D' - \hat{d}(t)]\} \cdot \hat{u}(t)\end{aligned}\tag{3.34}$$

Um valor muito pequeno é gerado na multiplicação de duas perturbações ($\hat{d}(t) \cdot \hat{x}(t)$ ou $\hat{d}(t) \cdot \hat{u}(t)$), podendo desconsiderar o 4º e 8º termos da equação (3.34). Logo a equação (3.34) pode ser reescrita como em (3.35):

$$\begin{aligned}\frac{d(X + \hat{x})}{dt} &= [A_1 \cdot D + A_2 \cdot D'] \cdot X + [A_1 \cdot \hat{d}(t) + A_2 \cdot \hat{d}(t)] \cdot X + [A_1 \cdot D + A_2 \cdot D'] \cdot \hat{x}(t) + [A_1 \cdot \\&\hat{d}(t) + A_2 \cdot \hat{d}(t)] \cdot \hat{x}(t) + [B_1 \cdot D + B_2 \cdot D'] \cdot U + [B_1 \cdot \hat{d}(t) + B_2 \cdot \hat{d}(t)] \cdot U + [B_1 \cdot D + B_2 \cdot D'] \cdot \hat{u}(t) \\&+ [B_1 \cdot \hat{d}(t) + B_2 \cdot \hat{d}(t)] \cdot \hat{u}(t)\end{aligned}\tag{3.35}$$

Separando os termos CC na equação (3.35):

$$\frac{dX}{dt} = A_{med} \cdot X + B_{med} \cdot U\tag{3.36}$$

Logo os termos CA de primeira ordem da equação 3.35 são obtidos:

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = \frac{d[X + \hat{x}(t)]}{dt} - \frac{dX}{dt} \quad (3.37)$$

Os termos CC da equação são zerados. Logo, substituindo (3.35) e (3.36) na equação (3.37):

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A_{med} \cdot X + [A_1 - A_2]\hat{d}(t) + A_{med} \cdot \hat{x}(t) + B_{med} \cdot U + [B_1 - B_2]\hat{d}(t) \cdot U + B_{med} \cdot \hat{u}(t) - \\ [A_{med} \cdot X + B_{med} \cdot U] \end{aligned} \quad (3.38)$$

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = [A_1 - A_2]\hat{d}(t) \cdot X + A_{med} \cdot \hat{x}(t) + [B_1 - B_2]\hat{d}(t) \cdot U + B_{med} \cdot \hat{u}(t) \quad (3.39)$$

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A_{med} \cdot \hat{x}(t) + B_{med} \cdot \hat{u}(t) + \{[A_1 - A_2] \cdot X + [B_1 - B_2] \cdot U\} \cdot \hat{d}(t) \quad (3.40)$$

Sendo que:

$$B_d = [A_1 - A_2] \cdot X + [B_1 - B_2] \cdot U \quad (3.41)$$

Substituindo (3.24), (3.10 e 3.11), (3.17 e 3.18) e (3.29) em (3.41) e desenvolvendo a mesma:

$$B_d = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_{in}} & \frac{1}{L_{in} \cdot N} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{N}{L_{out}} & \frac{1}{L_{out}} & 0 \\ -\frac{1}{C_a} & -\frac{N}{C_a} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_b \cdot N} & \frac{1}{C_b} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{D^2 \cdot N^2 \cdot V_{in}}{R_{out} \cdot (D-1)^2} \\ -\frac{D \cdot N \cdot V_{in}}{R_{out} \cdot (D-1)} \\ 0 \\ -\frac{N \cdot V_{in}}{D-1} \\ -\frac{D \cdot N \cdot V_{in}}{D-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_{in}] \quad (3.42)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} -\frac{V_{in}}{L_{in} \cdot (D-1)} \\ -\frac{N \cdot V_{in}}{D-1} \\ -\frac{D \cdot N^2 \cdot V_{in}}{C_a \cdot R_{out} \cdot (D-1)} \\ \frac{D \cdot N \cdot V_{in}}{C_b \cdot R_{out} \cdot (D-1)^2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (3.40):

$$\hat{X}(s) = (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot [B_{med} \cdot \hat{U}(s) + B_d \cdot \hat{D}(s)] \quad (3.44)$$

Obtém-se as funções transferências ao aplicar o princípio da superposição em (3.44). Considera a perturbação na razão cíclica nula ($\hat{D}(s) = 0$), determinando as funções de transferências das variáveis de estado em relação à matriz de entrada:

$$\hat{X}(s) = (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_{med} \cdot \hat{U}(s) \quad (3.45)$$

$$\hat{G}_{xu}(s) = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{U}(s)} = (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_{med} \quad (3.46)$$

$$\hat{G}_{xu}(s) = \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D-1}{L_{in}} & \frac{D-1}{L_{in} \cdot N} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D \cdot N}{L_{out}} & \frac{D}{L_{out}} & -\frac{1}{L_{out}} \\ -\frac{D-1}{C_a} & -\frac{D \cdot N}{C_a} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{D-1}{C_b \cdot N} & \frac{D}{C_b} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{out}} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_{out} \cdot C_{out}} \end{bmatrix} \right\}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

$$\hat{G}_{xu}(s) = \begin{bmatrix} G^i_{L_{in}V_{in}} \\ G^i_{L_{out}V_{in}} \\ Gv_{C_aV_{in}} \\ Gv_{C_bV_{in}} \\ Gv_{C_{out}V_{in}} \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

$$\frac{\hat{X}(s)}{\hat{U}(s)} = \begin{bmatrix} \frac{C_b D^2 N^4 - C_a D^2 N^2 + C_b C_{out} D^2 N^4 R_{out} + b_{11} \cdot s + b_{12} \cdot s^2 + b_{13} \cdot s^3}{a_1 + a_2 \cdot s + a_3 \cdot s^2 + a_4 \cdot s^3 + a_5 \cdot s^4} \\ \frac{DN(D-1)(C_{out}R_{out} \cdot s + 1)(C_a - C_b N^2)}{a_1 + a_2 \cdot s + a_3 \cdot s^2 + a_4 \cdot s^3 + a_5 \cdot s^4} \\ \frac{N^2(C_b R_{out} - C_b R_{out} \cdot s - C_b L_{out} \cdot s - C_b D L_{out} \cdot s + C_b C_{out} L_{out} R_{out} \cdot s^2 + C_b C_{out} D L_{out} R_{out} \cdot s^2)}{a_1 + a_2 \cdot s + a_3 \cdot s^2 + a_4 \cdot s^3 + a_5 \cdot s^4} \\ \frac{C_a N(D-1)(C_{out} L_{out} R_{out} \cdot s^2 + L_{out} \cdot s + R_{out})}{a_1 + a_2 \cdot s + a_3 \cdot s^2 + a_4 \cdot s^3 + a_5 \cdot s^4} \\ \frac{DN R_{out}(D-1)(C_a - C_b N^2)}{a_1 + a_2 \cdot s + a_3 \cdot s^2 + a_4 \cdot s^3 + a_5 \cdot s^4} \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

Onde:

$$\begin{aligned} a_1 &= C_b N^2 R_{out} - C_a D^2 R_{out} - C_a R_{out} + 2C_a D R_{out} + C_b D^2 N^2 R_{out} - 2C_b D N^2 R_{out} \\ a_2 &= -C_a L_{out} + 2C_a D L_{out} - C_a D^2 L_{out} + C_b L_{out} N^2 - C_a D^2 L_{in} N^2 + C_b L_{out} N^2 - \\ &C_a D^2 L_{in} N^2 + C_b D^2 L_{out} N^2 + C_b D^2 L_{in} N^4 - 2C_b N L_{out} N^2 \\ a_3 &= -C_a C_{out} L_{out} R_{out} + 2C_a C_{out} D L_{out} R_{out} - C_a C_{out} D^2 L_{out} R_{out} + C_a C_b L_{in} N^2 R_{out} + \\ &C_b C_{out} L_{out} N^2 R_{out} - 2C_b C_{out} D L_{out} N^2 R_{out} - C_a C_{out} D^2 L_{in} N^2 R_{out} + C_b C_{out} D^2 L_{out} N^2 R_{out} + \\ &C_b C_{out} D^2 L_{in} N^4 R_{out} \\ a_4 &= C_a C_b L_{in} L_{out} N^2 \\ a_5 &= C_a C_b C_{out} L_{in} L_{out} N^2 R_{out} \\ b_{11} &= C_b C_{out} D^2 N^4 R_{out} - C_a C_{out} D^2 N^2 R_{out} + C_a C_b N^2 R_{out} \\ b_{12} &= C_a C_b L_{out} N^2 \\ b_{13} &= C_a C_b C_{out} L_{out} N^2 R_{out} \end{aligned}$$

Como pode ser observado 3.48 e 3.49, a primeira linha e primeira coluna, representa a função de transferência da corrente no indutor de entrada ($G^i_{L_{in}V_{in}}$). A função encontrada na segunda linha, representa a função de transferência do indutor de saída ($G^i_{L_{out}V_{in}}$). Na terceira linha, a função encontrada é a tensão do capacitor C_a . A quarta linha, a função é a tensão no capacitor C_b . E a última linha a função da tensão do capacitor de saída. Todos em relação à tensão de entrada V_{in} .

A estratégia de controle regula a tensão de saída através da variação de carga e impõe correntes na entrada, controlando, dessa forma, o processamento de cada conversor

Cuk.

A função de transferência da planta (G_{voil}) é obtida através da divisão entre as funções da quinta e primeira linha da equação.

$$G_{voil} = \frac{Gv_{Cout}V_{in}}{Gi_{Lin}V_{in}} \quad (3.50)$$

$$G_{voil} = \frac{C_a R_{out} D^2 - C_b R_{out} D^2 N^2 + C_b R_{out} D N^2 - C_a R_{out}}{N(b1 + b2 \cdot s + b3 \cdot s^2 + b4 \cdot s^3)} \quad (3.51)$$

Onde:

$$b1 = C_b D^2 N^2 - C_a D^2$$

$$b2 = C_b C_{out} R_{out} D^2 N^2 - C_a C_{out} R_{out} D^2 + C_a C_b R_{out}$$

$$b3 = C_a C_b L_{out}$$

$$b4 = C_a C_b C_{out} L_{out} R_{out}$$

Obtém-se ainda as funções de transferência das variáveis de estado em relação às perturbações da razão cíclica, considerando a perturbação em relação a tensão de entrada nula ($\hat{U}(s)$):

$$\hat{X}(s) = (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_d \cdot \hat{D}(s) \quad (3.52)$$

$$\hat{G}_{xd} = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{D}(s)} = (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_d \quad (3.53)$$

$$\hat{G}_{xu}(s) = \left\{ \begin{array}{c} \left[\begin{array}{ccccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right] - \left[\begin{array}{ccccc} 0 & 0 & \frac{D-1}{L_{in}} & \frac{D-1}{L_{in} \cdot N} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D \cdot N}{L_{out}} & \frac{D}{L_{out}} & -\frac{1}{L_{out}} \\ -\frac{D-1}{C_a} & -\frac{D \cdot N}{C_a} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{D-1}{C_b \cdot N} & \frac{D}{C_b} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{out}} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_{out} \cdot C_{out}} \end{array} \right]^{-1} \end{array} \right\} \cdot B_d \quad (3.54)$$

$$\hat{G}_{xd}(s) = \begin{bmatrix} Gi_{Lind} \\ Gi_{Loutd} \\ Gv_{C_{ad}} \\ Gv_{C_{bd}} \\ Gv_{C_{outd}} \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

$$\frac{\hat{X}(s)}{\hat{D}(s)} = \begin{bmatrix} -\frac{N^2 V_{in}(b_{21} - b_{22} \cdot s + b_{23} \cdot s^2 + b_{24} \cdot s^3)}{a_1 + a_2 \cdot s + a_3 \cdot s^2 + a_4 \cdot s^3 + a_5 \cdot s^4} \\ -\frac{N V_{in}(C_{out} R_{out} \cdot s + 1)(b_{31} + b_{32} \cdot s + b_{33} \cdot s^2)}{a_1 + a_2 \cdot s + a_3 \cdot s^2 + a_4 \cdot s^3 + a_5 \cdot s^4} \\ -\frac{C_a N V_{in}(C_{out} R_{out} \cdot s + 1)(b_{31} + b_{32} \cdot s + b_{33} \cdot s^2)}{a_1 + a_2 \cdot s + a_3 \cdot s^2 + a_4 \cdot s^3 + a_5 \cdot s^4} \\ -\frac{C_a N V_{in}(b_{41} + b_{42} \cdot s + b_{43} \cdot s^2 + b_{44} \cdot s^3)}{a_1 + a_2 \cdot s + a_3 \cdot s^2 + a_4 \cdot s^3 + a_5 \cdot s^4} \\ -\frac{N V_{in}(b_{51} + b_{52} \cdot s + b_{53} \cdot s^2)}{R_{out}(D - 1)^2} \\ -\frac{R_{out}(D - 1)^2}{a_1 + a_2 \cdot s + a_3 \cdot s^2 + a_4 \cdot s^3 + a_5 \cdot s^4} \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

Onde:

$$\begin{aligned} a_1 &= C_b N^2 R_{out} - C_a D^2 R_{out} - C_a R_{out} + 2C_a D R_{out} + C_b D^2 N^2 R_{out} - 2C_b D N^2 R_{out} \\ a_2 &= -C_a L_{out} + 2C_a D L_{out} - C_a D^2 L_{out} + C_b L_{out} N^2 - C_a D^2 L_{in} N^2 + C_b L_{out} N^2 - \\ &C_a D^2 L_{in} N^2 + C_b D^2 L_{out} N^2 + C_b D^2 L_{in} N^4 - 2C_b N L_{out} N^2 \\ a_3 &= -C_a C_{out} L_{out} R_{out} + 2C_a C_{out} D L_{out} R_{out} - C_a C_{out} D^2 L_{out} R_{out} + C_a C_b L_{in} N^2 R_{out} + \\ &C_b C_{out} L_{out} N^2 R_{out} - 2C_b C_{out} D L_{out} N^2 R_{out} - C_a C_{out} D^2 L_{in} N^2 R_{out} + C_b C_{out} D^2 L_{out} N^2 R_{out} + \\ &C_b C_{out} D^2 L_{in} N^4 R_{out} \\ a_4 &= C_a C_b L_{in} L_{out} N^2 \\ a_5 &= C_a C_b C_{out} L_{in} L_{out} N^2 R_{out} \\ b_{21} &= C_b D N^2 R_{out} - 2C_a D R_{out} \\ b_{22} &= -C_a D L_{out} + C_a C_b R_{out}^2 - C_a C_{out} D R_{out}^2 + C_b D L_{out} N^2 + C_b C_{out} D N^2 R_{out}^2 \\ b_{23} &= C_a C_b L_{out} R_{out} - C_a C_{out} D^2 L_{out} R_{out} + C_b C_{out} D L_{out} N^2 R_{out} \\ b_{24} &= C_a C_b C_{out} D L_{out} R_{out}^2 \\ b_{31} &= -C_b N^2 D^2 R_{out} + C_a D^2 R_{out} + 2C_b N^2 D R_{out} - 2C_a D R_{out} - C_b N^2 R_{out} + C_a R_{out} \\ b_{32} &= C_b D^2 L_{in} N^4 - C_a D^2 L_{in} N^2 \\ b_{33} &= C_a C_b D L_{in} N^2 R_{out} - C_a C_b L_{in} N^2 R_{out} \\ b_{41} &= D^2 R_{out}^2 - 2D R_{out}^2 + R_{out}^2 \\ b_{42} &= D^2 L_{in} N^2 R_{out} + D^2 L_{out} R_{out} - 2D L_{in} N^2 R_{out} - 2D L_{out} R_{out} + L_{out} R_{out} \\ b_{43} &= C_{out} D^2 L_{in} N^2 R_{out}^2 + C_{out} D^2 L_{out} R_{out}^2 - C_{out} D L_{in} N^2 R_{out}^2 - D L_{in} L_{out} N^2 - \end{aligned}$$

$$2C_{out}DL_{out}R_{out}^2 + C_{out}L_{out}R_{out}^2$$

$$b44 = -C_{out}DL_{in}L_{out}N^2R_{out}$$

$$b51 = -C_bD^2N^2R_{out} + C_aD^2R_{out} + 2C_bDN^2R_{out} - 2C_aDR_{out} - C_bN^2R_{out} + C_aR_{out}$$

$$b52 = C_bD^2L_{in}N^4 - C_aD^2L_{in}N^2$$

$$b53 = C_aC_bDL_{in}N^2R_{out} - C_aC_bL_{in}N^2R_{out}$$

3.4 Verificação da Modelagem

Uma forma de comprovar a modelagem do conversor Cuk é através de simulação aplicar um degrau de razão cíclica no conversor e um degrau de mesma razão cíclica na função transferência da planta obtida na modelagem por espaço de estados médios, como apresentado no circuito da figura 3.6. Se o *overshoot* gerado tiver um subamortecimento de mesma amplitude e mesmo tempo de assentamento, comprova a precisão do modelo. Isto pode ser observado na figura 3.7.

Figura 3.6 – Circuito para Verificação da Modelagem do Conversor Cuk.

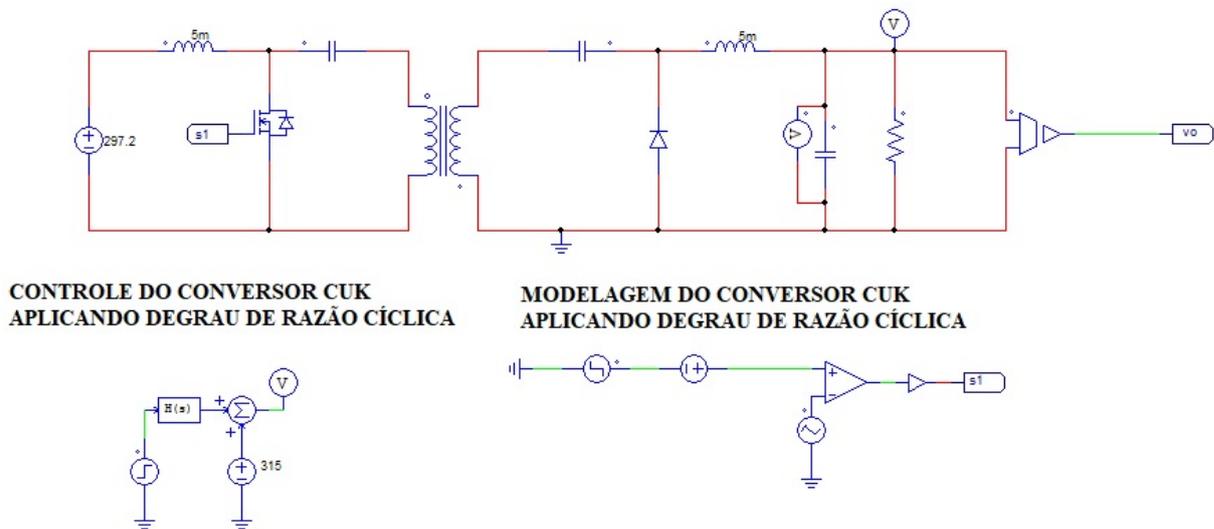
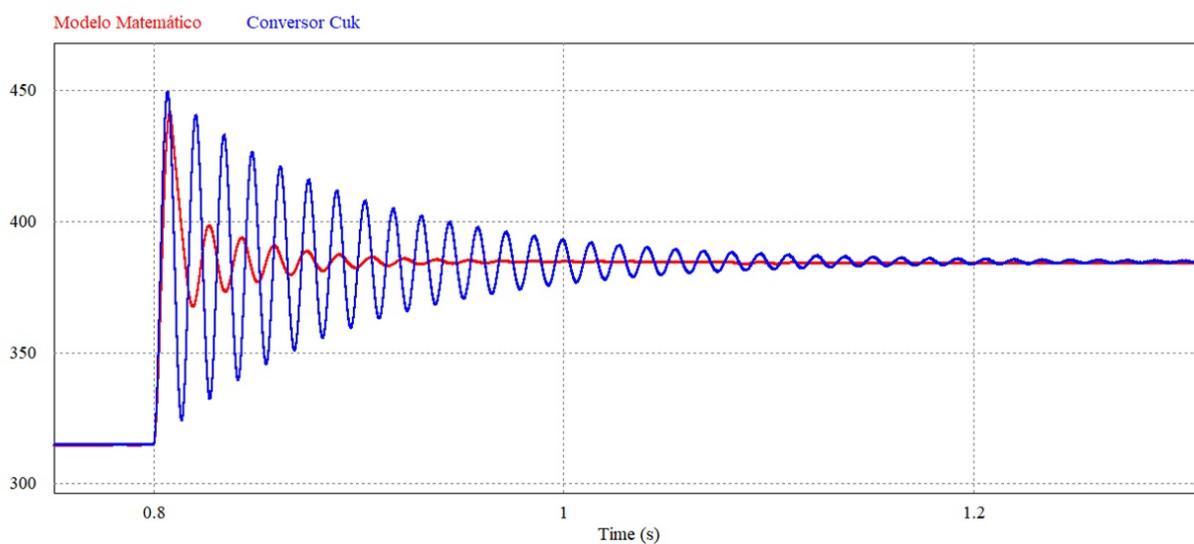


Figura 3.7 – Comparação do Modelo Matemático e o Conversor Cuk.



3.5 Conclusão

Este capítulo detalhou a modelagem matemática do conversor Cuk.

Ele apresentou a metodologia aplicada para a determinação das matrizes, através da modelagem por espaço de estados médios, definindo as funções de transferência com perturbação na razão cíclica e na tensão de entrada.

4 Estratégia de Controle

Este capítulo apresenta a estratégia de controle aplicada. Ela tem a função de regular a tensão de saída e controlar a potência processada em cada conversor Cuk, garantindo que cada retificador opere com 50% da potência de saída.

A técnica de controle utilizada é a modulação por histerese digital.

Aqui há o projeto do compensador proporcional integral. Para se fazer este projeto é preciso modelar o conversor, obtendo as características dinâmicas, como visto no capítulo 3, encontrando a função de transferência da planta que simula essas respostas. Utilizando a ferramenta *Sisotool* do software *Matlab*[®] é possível calcular a melhor posição das constantes do controlador, fazendo com a técnica utilizada opere sempre na estabilidade.

Em seguida, utiliza-se o controle digital baseado em DSP, controlando as chaves dos conversores Cuk.

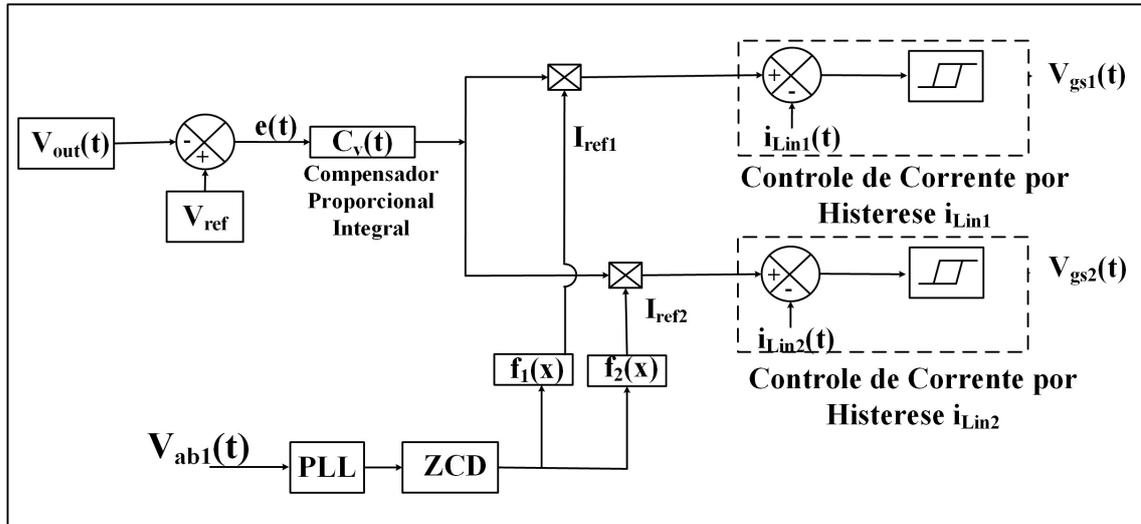
4.1 Controle por Histerese Digital

O controle por histerese digital regula a tensão de saída do barramento da estrutura por meio da comparação entre o sinal de saída do compensador de tensão e a tensão de referência.

Esta estratégia de controle utiliza uma malha de controle por tensão e a modulação caracterizada por histerese [10], [41]. O diagrama de blocos do controle proposto é mostrado na figura (4.1).

A técnica de controle utiliza um PLL (*Phase Locked Loop*) para garantir a sincronia de fase e frequência da tensão de linha do secundário do autotransformador com a tensão de referência utilizada no detector de passagem por zero (ZCD), definindo o ponto de geração da referência triangular ($f1(x)$ e $f2(x)$) que é imposta no indutor de entrada de cada conversor Cuk. Os blocos $f1(x)$ e $f2(x)$ também são responsáveis por gerar o defasamento de 180 graus entre cada referência triangular dos retificadores (I_{ref1} e I_{ref2}). Isto é uma característica necessária para a correta imposição das correntes de entrada.

Figura 4.1 – Diagrama de Blocos do Controle por Histerese.



Onde:

$C_v(t)$: Função de transferência do compensador de tensão;

$e(t)$: Função de erro;

V_{ref} : Tensão de referência;

I_{ref1} e I_{ref2} : Corrente de referência para cada Conversor Cuk;

O sinal de tensão de saída ($V_{out}(t)$) é comparado a um sinal de referência de tensão desejado (V_{ref}), gerando um erro $e(t)$. Este erro é enviado a um comparador proporcional integral ($C_v(t)$) com um filtro de atenuação de frequência de 360 Hz . $C_v(t)$ processa este sinal. O sinal $f_1(x)$ e $f_2(x)$ é multiplicado pela tensão de controle proveniente do controlador PI de tensão, criando o sinal de referência de corrente (I_{ref1} e I_{ref2}) com magnitude e forma das ondas desejadas.

A corrente imposta aos indutores de cada conversor Cuk seguirá o sinal de referência de corrente atual (I_{ref1} e I_{ref2}) utilizando um controlador por histerese.

A seguir encontra-se o projeto do compensador utilizado.

4.1.1 Projeto do Compensador

Para se obter uma resposta dinâmica estável com baixo tempo de assentamento e *overshoot* abaixo de 10% da tensão média do barramento, projeta-se a compensador da equação 4.1, utilizando a função transferência G_{voiL} obtida no capítulo 3.

$$C_v(s) = 0,05 \cdot \frac{0,03 \cdot s + 1}{0,03 \cdot s \cdot (s \cdot 0,00044 + 1)} \quad (4.1)$$

Utilizando a ferramenta *sisotool* do software *Matlab*[®] encontra-se o lugar das raízes e a resposta em degrau do controle, conforme observado nas figuras 4.2 e 4.3.

Figura 4.2 – Lugar das Raízes e Diagrama de Bode para o Conversor Cuk.

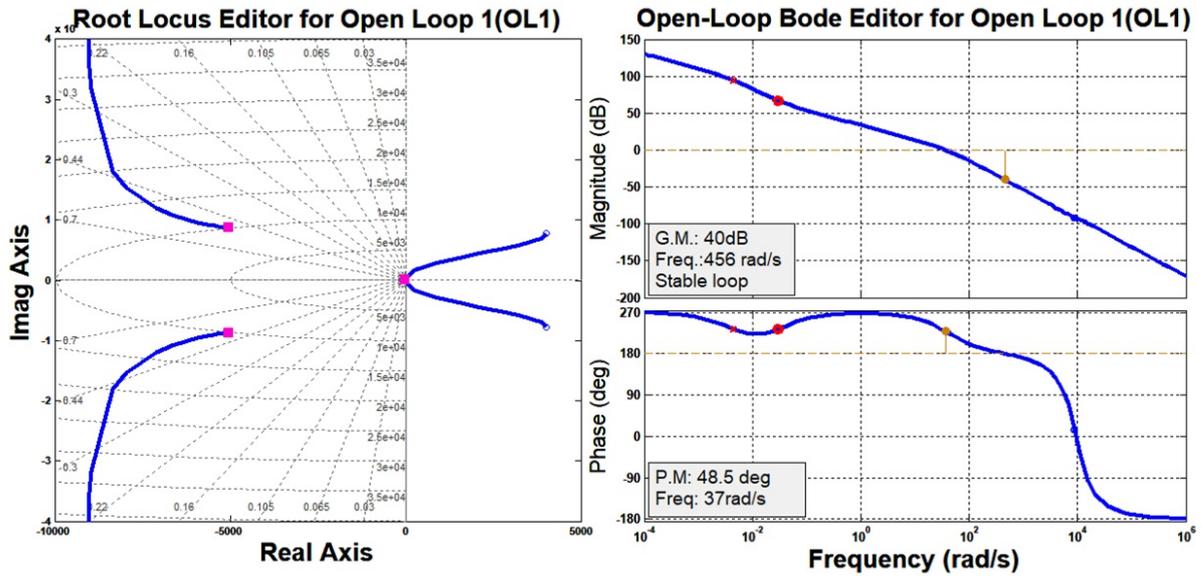
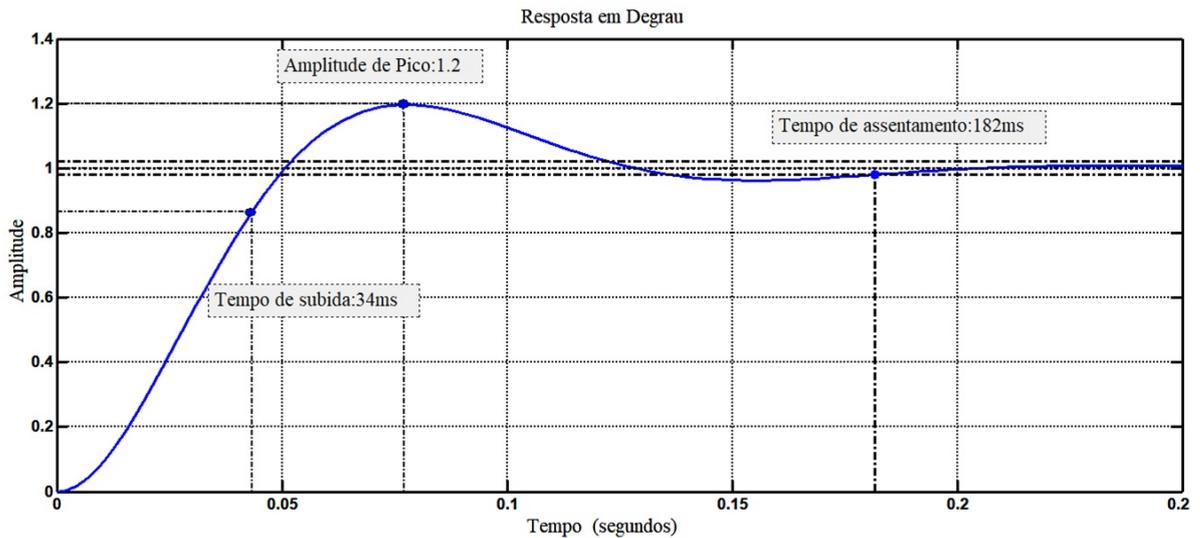


Figura 4.3 – Resposta em Degrau da Planta.



De acordo com a figura 4.2 e 4.3, o sistema em malha fechada apresenta a resposta em degrau excedendo em torno de 20% e entra em estado estacionário em cerca de 189ms. Isto mostra que o compensador de tensão possui uma resposta rápida o suficiente para controlar a tensão de saída.

Este compensador foi projetado com o objetivo de reduzir a oscilação da tensão de saída, possuindo um polo adicional a 360 Hz e uma frequência de amostragem de 100 kHz. A estabilidade do sistema pode ser comprovada pela figura 4.3 que apresenta o lugar das raízes com a inserção do controlador de tensão PI. Este possui margem de ganho de 40 dB e de fase 48,6°.

4.2 Conclusão

Neste capítulo apresentou-se a estratégia de controle, bem como o projeto e análise do compensador proporcional integral. Assim, demonstrou-se por meio dos diagramas de bode da planta e pela resposta em degrau que a estratégia de controle é aplicável no controle do conversor Cuk, oferecendo uma resposta rápida e precisa no que se refere a imposição de corrente para os indutores de entrada.

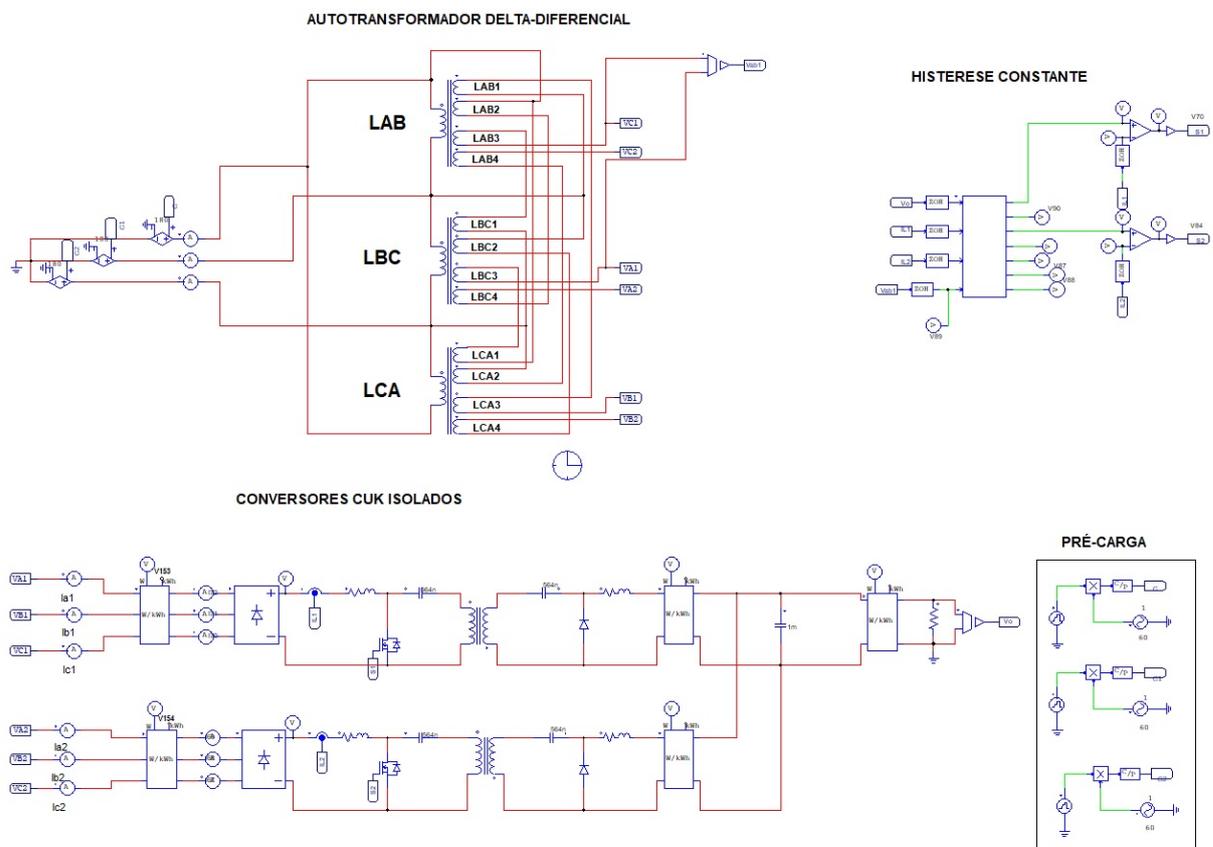
5 Resultados de Simulação e Experimentais

O presente capítulo apresenta os resultados computacionais utilizando o *software* de simulação de circuitos elétricos *PSIM*[®]. Para validação da estratégia de controle proposta, foi desenvolvido um protótipo de 1kW cada conversor Cuk (totalizando uma estrutura de 2kW de potência nominal), analisando as principais formas de onda.

5.1 Resultados de Simulação

Inicialmente, projetou-se a estrutura no *software PSIM*[®], que possui uma grande quantidade de ferramentas e elementos para a realização de simulações dentro da eletrônica de potência. A figura (5.1) ilustra o diagrama esquemático de construção do protótipo. Em seguida serão apresentados resultados de simulação a fim de validar a estratégia de controle usada.

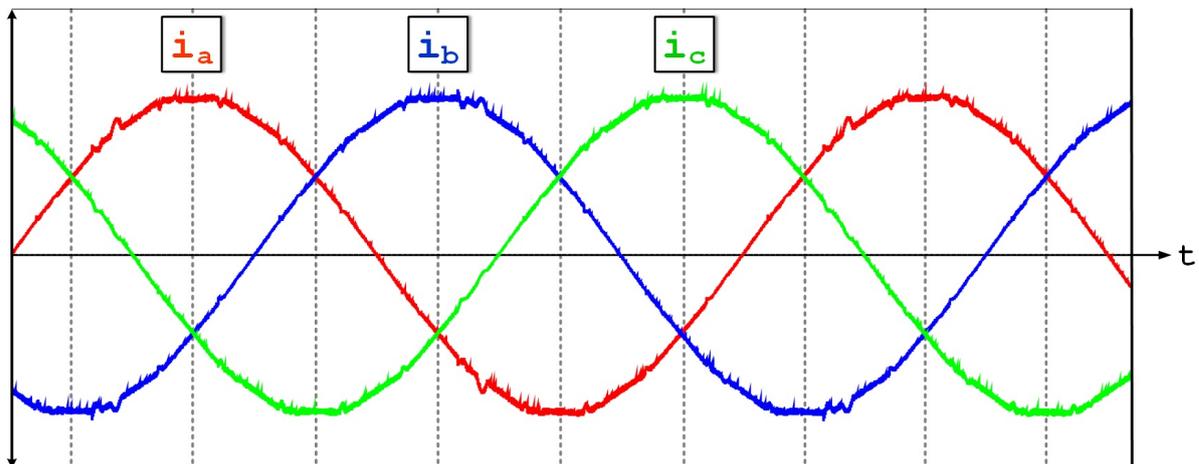
Figura 5.1 – Simulação no *PSIM*[®].



5.1.1 Simulação da Estrutura Utilizando Controle por Histerese Digital

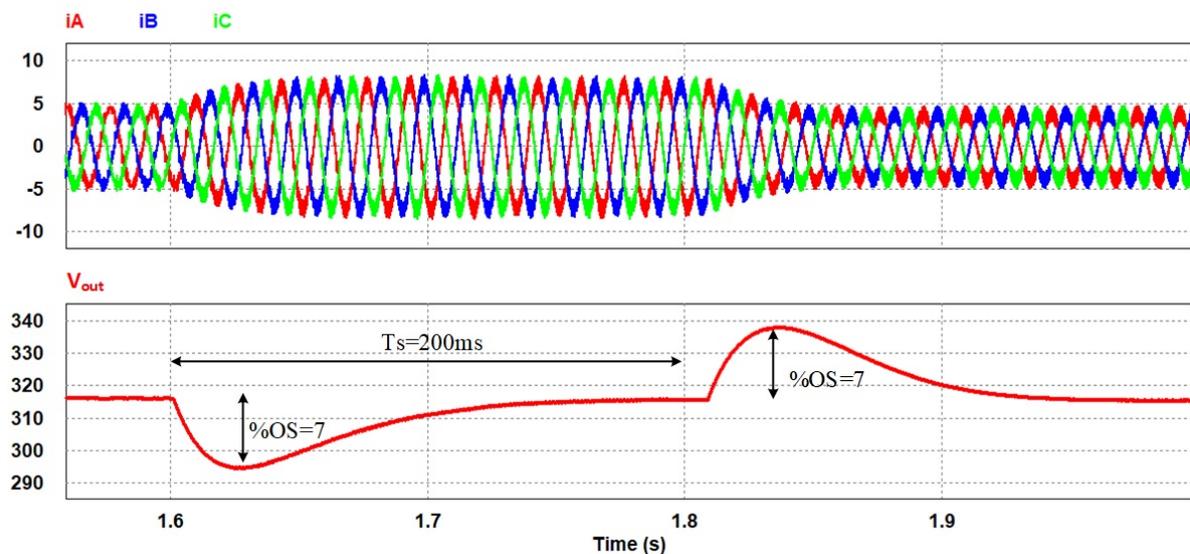
A figura 5.2 apresenta a forma de onda das correntes de linha da entrada do autotransformador, mostrando que com o controle utilizado estas correntes são praticamente senoidais.

Figura 5.2 – Correntes de Linha da Entrada do Autotransformador.



A resposta do controlador de tensão de saída quando submetido a um degrau de descida e de subida de $\pm 50\%$ (de potência nominal 2kW para 1kW no caso da descida e de 1kW para 2kW na subida), pode ser observada na figura 5.3, demonstrando um comportamento satisfatório da estrutura, uma vez que o seu tempo de acomodação é de aproximadamente 200 ms.

Figura 5.3 – Resposta em Degrau de Descida e Subida do Conversor Cuk.



5.2 Resultados Experimentais

Um protótipo de 2 kW, sendo 1 kW cada conversor Cuk, foi projetado e construído a fim de comprovar os resultados computacionais. A seguir serão apresentadas as especificações do retificador.

5.2.1 Especificações do Projeto e Construção do Protótipo

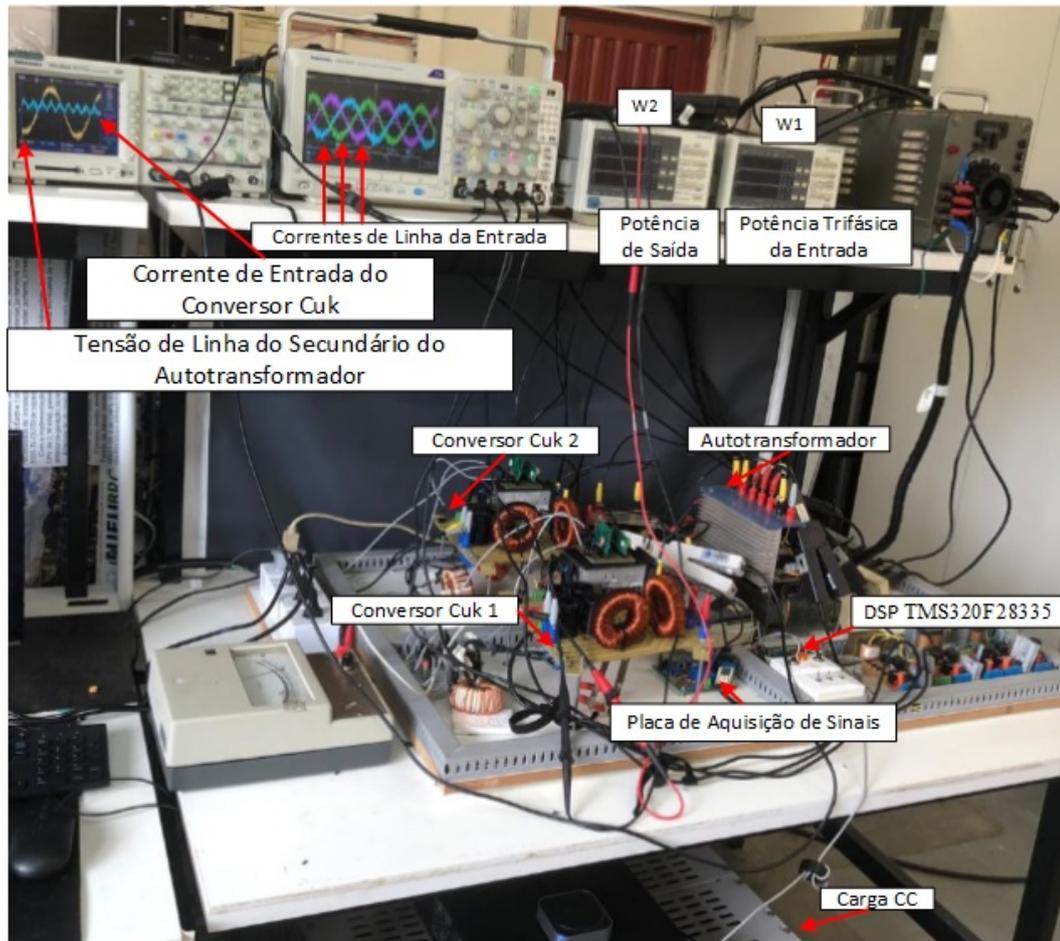
Na tabela (5.1) encontram-se as especificações de projeto da estrutura.

Tabela 5.1 – Parâmetros do Protótipo.

Especificações de Projeto
AUTOTRANSFORMADOR
Tipo do Núcleo: E-IM25-7GO
Máxima Densidade de Fluxo Magnético: 0,94 T
Espessura da Lâmina: 0,27 mm
Área do Núcleo: 202,5 cm ²
Área da Janela: 22,5 cm ²
Empilhamento: 3 cm
Perna Central: 3 cm
Pontes Retificadoras: SKD35/12
CUK
Tensão Média de Saída: $V_{out}(med) = 315$ V
Potência Total de Saída: $P_{out} = 2$ kW
Tensão de Entrada, $V_{in}(rms) = 220$ V
Capacitores de Saída: $C_{out} = 900 \mu F$ 400V, eletrolítico
Capacitores: $C_a = C_b = C_{a1} = C_{b1} = 564 \mu F$ 400V, poliéster
Indutores: $L_{in} = L_{out} = L_{in1} = L_{out1} = 5$ mH
Transformador: $L_m = 1$ mH
Máxima frequência de chaveamento, $f = 50$ kHz
Interruptores Mosfet S1, S2: SCT20N120, 1200V, 20A
Diodos D1, D2: RHRG30120, 1200V, 30A
Pontes Retificadoras: SKD 25/12
Microprocessador DSP TMS320F28335

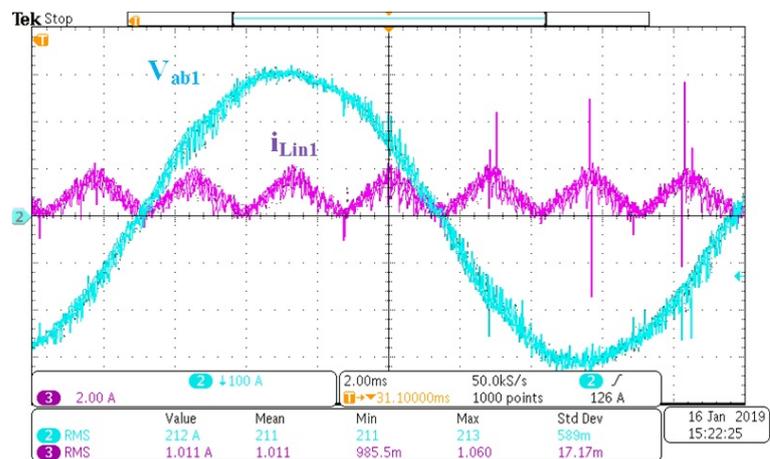
Este protótipo foi montado a fim de obter os resultados experimentais nas instalações do Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Uberlândia (NUPEP-UFU). Neste local, todos os equipamentos de medição e captação das formas de onda foram disponibilizados, como pode ser visto na figura 5.4.

Figura 5.4 – Protótipo do Retificador.



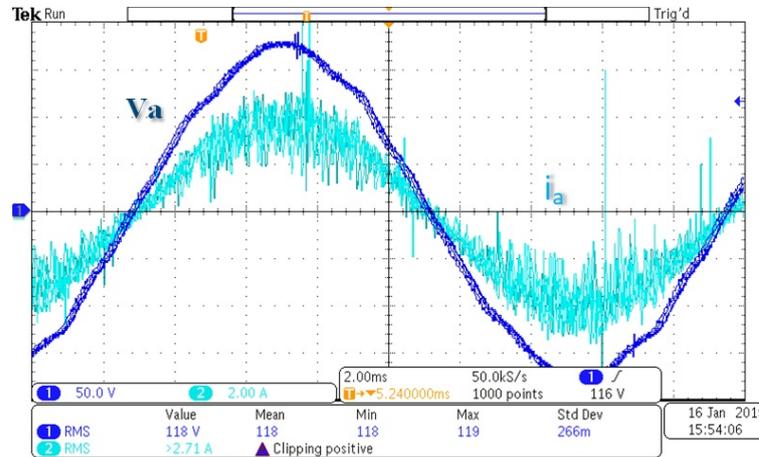
A figura 5.5 comprova a técnica de controle por imposição de correntes triangulares com frequência em torno de 360 Hz no indutor de entrada do conversor Cuk. Pode ser observado que a corrente i_{Lin1} se encontra em fase com a tensão de linha do secundário do autotransformador V_{ab1} .

Figura 5.5 – Sincronia de uma das Correntes Triangulares com a Tensão de Linha do Secundário do Autotransformador.



O fator de potência máximo da estrutura foi de 0,984, comprovando que a tensão de entrada está em fase com a corrente, como visto na figura 5.6:

Figura 5.6 – Tensão em fase com a Corrente.

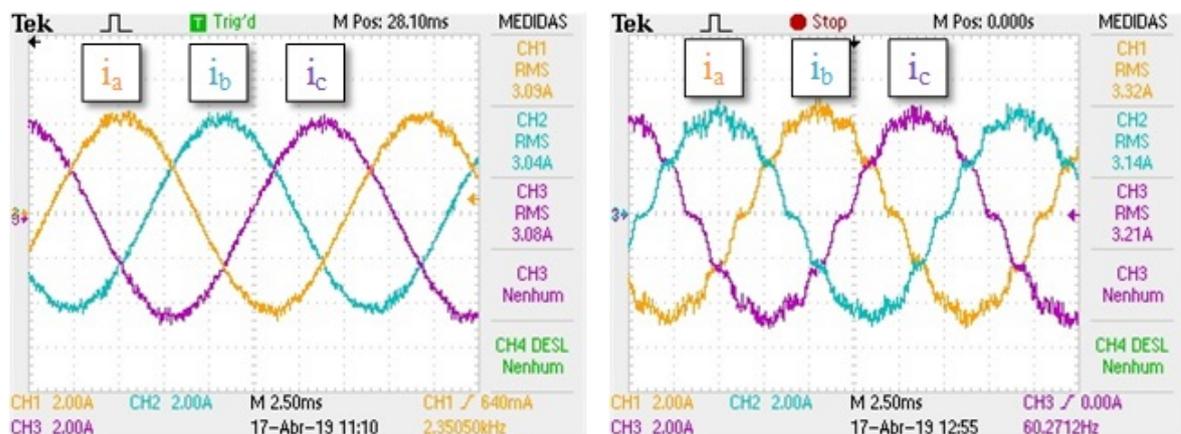


5.2.2 Análise dos Resultados Práticos

Foram feitos ensaios empregando o retificador de 12 pulsos e com conversores Cuk isolados, analisando a distorção harmônica das correntes de entrada e o comportamento dinâmico da estrutura em caso de variação de carga. Estes dados são apresentados nos gráficos que apresentam as curvas de rendimento, fator de potência e DHT da estrutura.

Independentemente do controle por histerese digital ser caracterizado pela frequência de chaveamento variável, ele regula a tensão de saída da estrutura e equilibra as correntes de entrada dos conversores Cuk, como pode ser visto na figura 5.7 que mostra as correntes de entrada dos conversores Cuk com e sem o controle ativo.

Figura 5.7 – Correntes de Entrada do Retificador de 12 Pulsos com Conversores Cuk Isolados..

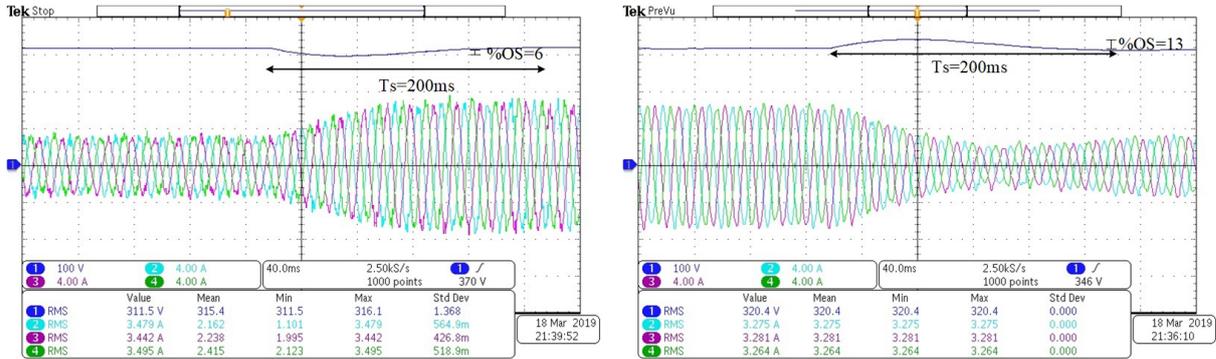


a) Com Controle

b) Sem Controle

Este controle, implementado no DSP, apresenta uma resposta dinâmica rápida (200ms) e uma alteração de 12 % na subida e 6 % na descida (cuja potência de saída foi para 1 kW para 2kW (nominal) no degrau de carga de subida e de 2 kW (nominal) para 1 kW na descida), como observado na figura 5.8.

Figura 5.8 – Resposta Dinâmica ao Degrau.



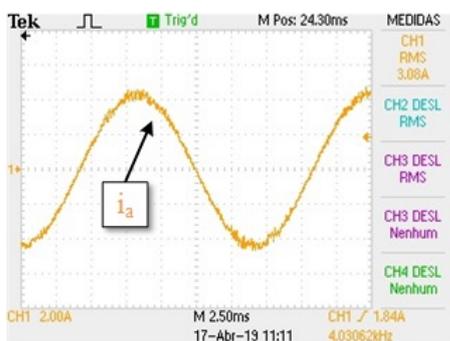
a) Subida

b) Descida

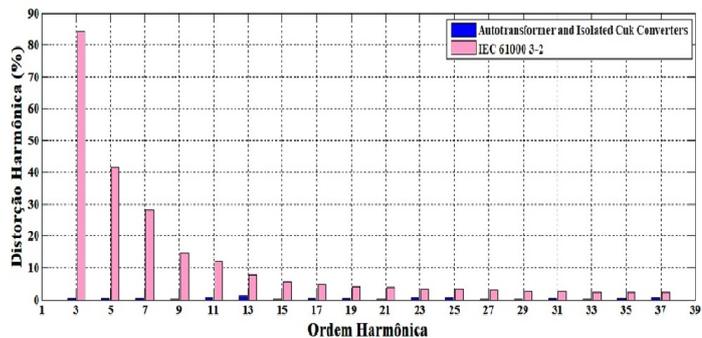
Fonte: Elaborada pelo autor.

De acordo com [4], [10] e [23], o correto equilíbrio e a rápida resposta do controle de corrente, ao se retirar a ondulação de 360Hz entre as correntes de entrada dos conversores auxilia na mitigação das ordens harmônicas de menor grau. Nas figuras de 5.9 a 5.11 são mostradas as formas de ondas das correntes de entrada em cada fase e o espectro harmônico comparando as ordens harmônicas individuais com os limites da norma internacional IEC – 61000 – 3 – 2, no qual os harmônicos que permanecem são os característicos da expressão $12 \cdot k \pm 1$. Como observado as correntes em cada fase são praticamente senoidais, apresentando um THD de 3,8%, 3,9% e 3,44% nas respectivas fases A, B e C.

Figura 5.9 – Corrente de entrada i_a .



a) Corrente de entrada.



b) Espectro Harmônico em comparação com as restrições impostas pela IEC61000 – 3 – 2.

As restrições impostas pela IEC61000 – 3 – 2.

Figura 5.12 – Valores de THD em Função da Potência Total de Saída.

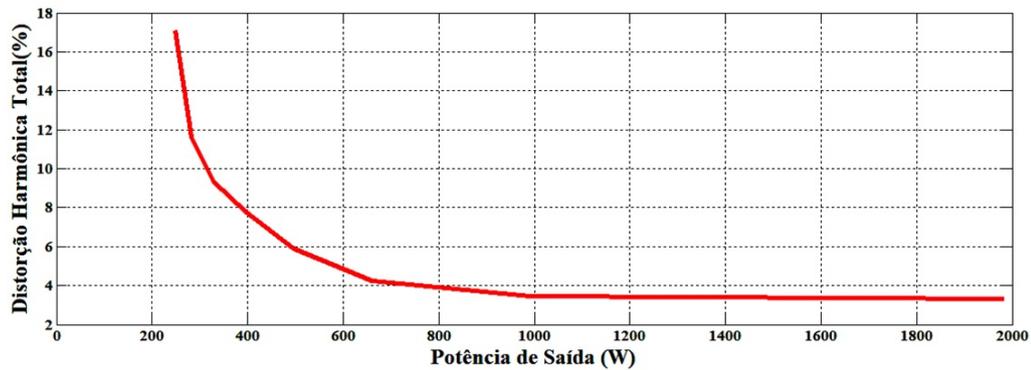


Figura 5.13 – Valores do Fator de Potência em Função da Potência Total de Saída.

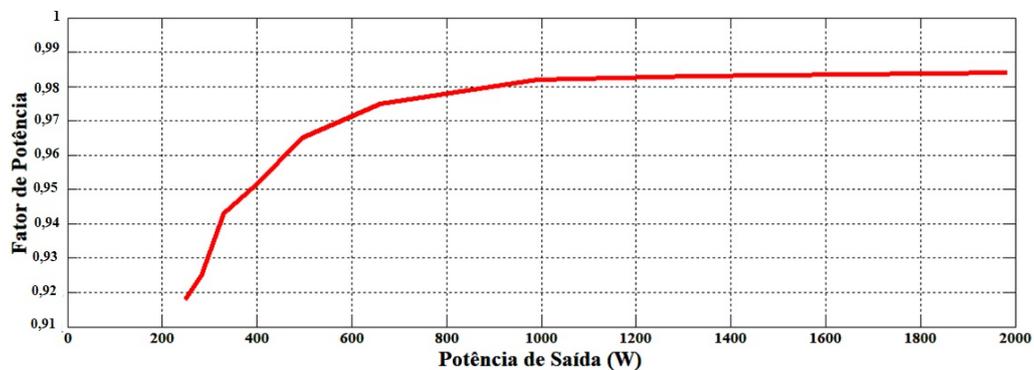
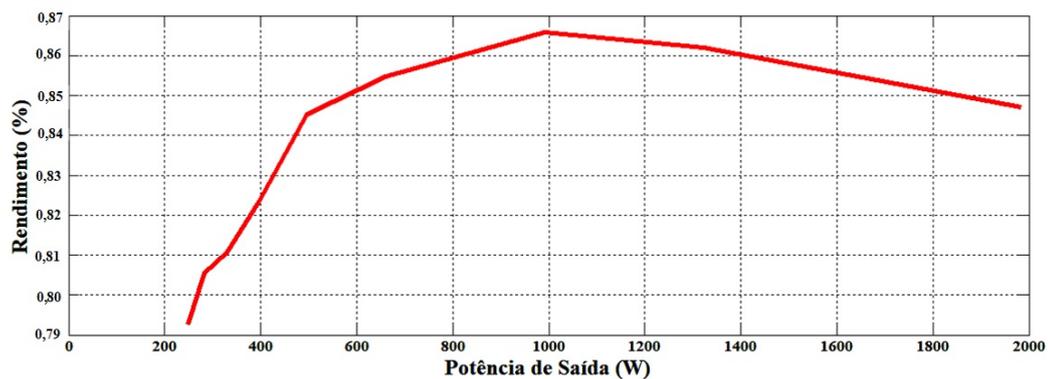
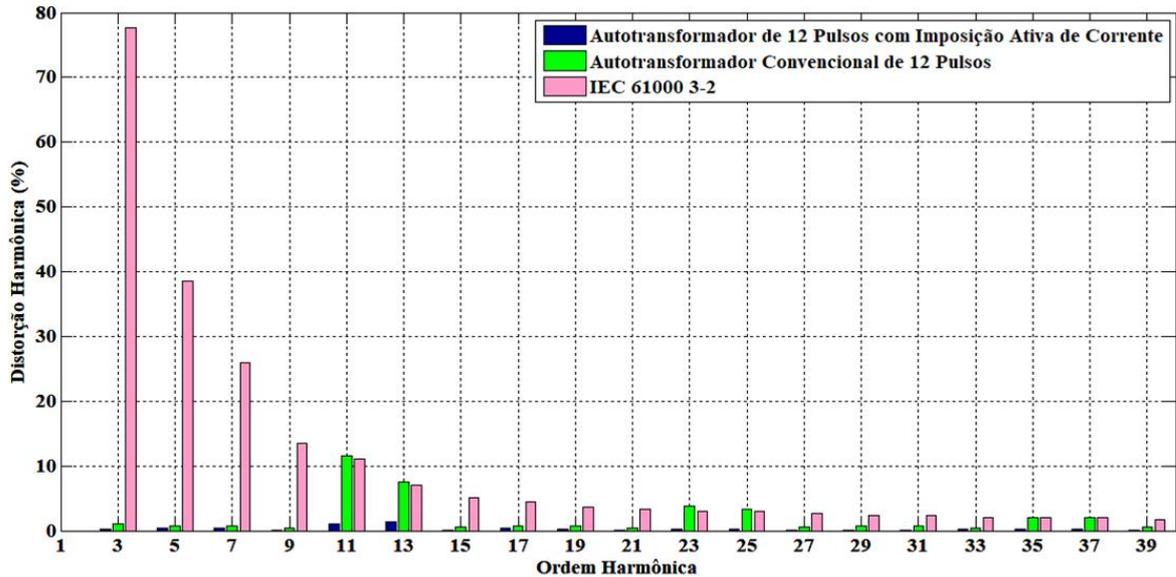


Figura 5.14 – Valores da Eficiência em Função da Potência Total de Saída.



A figura 5.15 apresenta uma comparação do espectro harmônico da topologia proposta, um retificador convencional de 12 pulsos isolado e a norma IEC 61000–3–2. O autotransformador convencional de 12 pulsos excede à norma nos harmônicos individuais característicos da expressão $12 \cdot k \pm 1$, enquanto que a estrutura proposta não, devido à imposição feita nas correntes dos indutores de entrada de cada Cuk.

Figura 5.15 – Espectro Harmônico da Topologia Proposta Comparada a um Autotransformador de 12 Pulsos Convencional Isolado e a Norma IEC 61000-3-2.



5.3 Conclusão

De acordo com os resultados computacionais e experimentais apresentados conclui-se que a estrutura apresenta um baixo THD, um fator de potência elevado, mas apresenta um rendimento baixo devido ao número de elementos magnéticos, que impactam no aumento das perdas.

Além disso, verificou-se que o controle por histerese constante apresentou boa resposta, sendo um controle rápido, evitando que o conversor opere na descontinuidade.

E no que se refere aos limites aos limites impostos pela norma *IEC* 61000 – 3 – 2 [1], o circuito proposto funcionou como uma estrutura de 12 pulsos, ou seja com uma grande melhoria na distorção harmônica total de corrente.

6 Considerações Finais

No início do trabalho foi exposta uma discussão sucinta a respeito dos problemas propiciados pela adição de componentes harmônicas na rede de alimentação CA, provenientes das cargas não lineares e a utilização de retificadores multipulsos como solução para resolver este impasse. Bem como apresentou trabalhos relacionados ao tema sobre correção passiva do fator de potência, enfatizando trabalhos sobre retificadores de 12 e 18 pulsos com transformadores especiais e conversores estáticos. Expos-se ainda um trabalho com o retificador Vienna, o qual apresentava um bom THD, mas que possuía algumas desvantagens em relação aos demais.

No Capítulo 2 foram expostas as principais características do autotransformador utilizado e o projeto e dimensionamento dos conversores Cuk isolados.

No Capítulo 3 foi desenvolvida a modelagem matemática do conversor CUK isolado utilizando o método de espaço de estados. Foram descritos detalhadamente os métodos utilizados para determinação das matrizes características e para a solução do modelo através de métodos numéricos, obtendo-se, dessa maneira, as funções de transferência necessárias para o projeto dos compensadores.

No Capítulo 4 foi explicada a estratégia de controle empregada para a imposição das correntes de entrada e a regulação da tensão de saída, evidenciando o projeto do compensador de tensão.

Após todo o levantamento realizado, construiu-se o protótipo de 2 kW de potência nominal, sendo que cada grupo retificador processava 1 kW e foram conectados em paralelo. Realizou-se vários ensaios deste no Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência na Universidade Federal de Uberlândia (NUPEP-UFU) apresentou-se seus resultados no Capítulo 5.

Foi comprovada que a estratégia de controle concomitantemente com a operação do autotransformador de 12 pulsos, auxiliam na redução da distorção harmônica.

Observou-se ainda que o controle por histerese apresentou um ótimo desempenho para ampla faixa de variação de carga e assim como em condições transitórias, apesar de possuir frequência de chaveamento variável. Assim o retificador proposto obteve bons resultados de fator de potência e THD, que foram de 0,984 e 3,3%, respectivamente. Entretanto teve um rendimento baixo devido à circulação de reativos no conversor.

6.1 Trabalhos Futuros

Para a proposta de trabalhos futuros vale destacar:

- Analisar a estrutura para ser utilizada em MEA (*More Electrical Aircraft*);
- Buscar meios de se melhorar o rendimento, matendo um bom THD e alto fator de potência.
- Incorporar os conversores CC-CC Bridgeless, para operação em estágio único, aumentando a eficiência global da estrutura.

Nos Anexos encontram-se o código dos limites de condução do conversor Cuk.

6.2 Publicações e Trabalhos Desenvolvidos Durante o Mestrado

1. COSTA NETO, A. O.; SOARES, A. L.; LIMA, G. B.; RODRIGUES, D. B.; COELHO, E. A. A.; FREITAS, L. C. G.; “Optimized 12-Pulse Rectifier with Generalized Delta Connection Autotransformer and Isolated Sepic Converters for Sinusoidal Input Line Current Imposition”. In: Transactions on Power Electronics v. 34, n. 4, p. 3204-3213, 2019.

TRABALHOS ACEITOS PARA PUBLICAÇÃO:

1. SOARES, A. L.; COSTA NETO, A. O.; LIMA, G. B.; COELHO, E. A. A.; FREITAS, L. C. G.; “Retificador Trifásico de 12 Pulsos com Autotransformador e Conversores Cuk Isolados”. CEEL, 2019.

2. SOARES, A. L.; COSTA NETO, A. O.; LIMA, G. B.; COELHO, E. A. A.; FREITAS, L. C. G.; “Design and Performance Analysis of Isolated Cuk Converter Employed in Multipulse Rectifier Systems”. COBEP-SPEC, 2019.

Referências

- 1 COMMISSION, I. E. et al. *Electromagnetic Compatibility (EMC). Part 3: Limits—Section 6: Assessment of Emission Limits for Distorting Loads in MV and HV Power Systems*. [S.l.], 1996.
- 2 LANGELLA, R.; TESTA, A.; ALII, E. Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems. IEEE, 2014.
- 3 OLIVEIRA, A. H. *Retificador Trifásico com Elevado Fator de Potência Utilizando o Conversor CC-CC Sepic no Modo de Condução Contínua*. Dissertação (Mestrado) — INEP/EEL/UFSC, Florianópolis-SC-Brasil, 1996.
- 4 LOURENÇO, A. C. *Retificador Multipulso com Baixa Distorção de Corrente na Rede e Isolamento em Alta Frequência Através de Estágio SEPIC*. Tese (Doutorado), 2016.
- 5 SHEELVANT, V. et al. Improvement in harmonic reduction of a zigzag autoconnected transformer based 12-pulse diode bridge rectifier by current injection at dc side. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 53, n. 6, p. 5634–5644, 2017. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIA.2017.2734892>>.
- 6 OLIVEIRA, P. d. S. *Classificação, Metodologia de Projeto e Aplicação de Retificadores Multipulsos com Conexão Diferencial de Transformador*. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual Paulista (UNESP), 2011.
- 7 SEIXAS, F. J. M. d. *Conversores ca-cc de 12 kw com elevado fator de potência utilizando autotransformador com conexão diferencial de múltiplos pulsos*. Florianópolis, SC, 2001.
- 8 FERNANDES, R. C. *Retificador Trifásico de 18 Pulsos com Estágio CC Controlado por Histerese Constante*. Dissertação (Mestrado), 2010.
- 9 CHOI, S. et al. A new active interphase reactor for 12-pulse rectifiers provides clean power utility interface. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 32, n. 6, p. 1304–1311, 1996.
- 10 NETO, A. d. O. C. *Análise e Desenvolvimento de um Retificador Trifásico de 12 Pulsos com Autotransformador e Conversores SEPIC Isolados*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Uberlândia (UFU), 2018.
- 11 PAICE, D. A. *Power Electronic Converter Harmonics: Multipulse Methods for Clean Power*. [S.l.]: IEEE press, 1996.
- 12 MENG, F.; XU, X.; GAO, L. A simple harmonic reduction method in multipulse rectifier using passive devices. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, IEEE, v. 13, n. 5, p. 2680–2692, 2017.
- 13 MENG, F. et al. Effect of single-phasing on multipulse rectifier with active interphase reactor. *IEEE, IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 5, p. 2549–2555, 2015. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2345584>>.

- 14 CHOI, S.; ENJETI, P. N.; PITEL, I. J. Polyphase transformer arrangements with reduced kva capacities for harmonic current reduction in rectifier-type utility interface. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 11, n. 5, p. 680–690, 1996. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/63.535400>>.
- 15 ANANDPARA, M.; PANCHAL, T.; PATEL, V. An active interphase transformer for 12-pulse rectifier system to get the performance like 24-pulse rectifier system. In: IEEE. *Power Systems Conference (NPSC), 2014 Eighteenth National*. [S.l.], 2014. p. 1–6.
- 16 KALPANA, R. et al. Power quality enhancement using current injection technique in a zigzag configured autotransformer-based 12-pulse rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 54, n. 5, p. 5267–5277, 2018. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIA.2018.2851566>>.
- 17 SEIXAS, F. J. M. D.; BARBI, I. A new 12 kw three-phase impulse high power factor ac-dc converter with regulated output voltage for rectifier units. In: IEEE. *21st International Telecommunications Energy Conference. INTELEC'99 (Cat. No. 99CH37007)*. [S.l.], 1999. p. 295.
- 18 SEIXAS, F. J. M. de; BARBI, I. A 12 kw three-phase low thd rectifier with high-frequency isolation and regulated dc output. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 19, n. 2, p. 371–377, 2004. Disponível em: <<https://doi.org/10.1093/humrep/deh048>>.
- 19 SINGH, B.; BHUVANESWARI, G.; KALPANA, R. Autoconnected transformer-based 18-pulse ac-dc converter for power quality improvement in switched mode power supplies. *IET Power Electronics*, IEEE, v. 3, n. 4, p. 525–541, 2010. Disponível em: <<https://doi.org/10.1049/iet-pel.2009.0158>>.
- 20 SWAMY, M. M. An electronically isolated 12-pulse autotransformer rectification scheme to improve input power factor and lower harmonic distortion in variable-frequency drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 51, n. 5, p. 3986–3994, 2015.
- 21 CHOI, S. A three-phase unity-power-factor diode rectifier with active input current shaping. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 52, n. 6, p. 1711–1714, 2005.
- 22 CHOI, S.; BAE, Y. A new unity power factor telecom rectifier system by an active waveshaping technique. In: IEEE. *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*. [S.l.], 2005. v. 2, p. 917–922.
- 23 NETO, A. d. O. C. et al. Optimized 12-pulse rectifier with generalized delta connection autotransformer and isolated sepic converters for sinusoidal input line current imposition. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 34, n. 4, p. 3204–3213, 2018.
- 24 IZADINIA, A. R.; KARSHENAS, H. R. Current shaping in a hybrid 12-pulse rectifier using a vienna rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 33, n. 2, p. 1135–1142, 2017.

- 25 GUARIZZO, E.; SEIXAS, F.; OLIVEIRA, P. Análise do retificador de 12 pulsos utilizando a conexão polígono de transformadores. *SIMPÓSIO INTERNACIONAL DE INICIAÇÃO CIENTÍFICA DA UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO*, v. 14, p. 1–7, 2006.
- 26 BARBI, I. et al. *Retificadores Multipulsos a Diodo*. [S.l.]: Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, 1998.
- 27 MCLYMAN, C. W. T. *High Reliability Magnetic Devices: Design & Fabrication*. [S.l.]: CRC Press, 2002. v. 115.
- 28 AHMED, A. *Eletrônica de Potência*. [S.l.]: Pearson Education do Brasil, 2008.
- 29 GONÇALVES, V. A. *Redução de Harmônicos de Corrente em Retificadores de Múltiplos Pulsos: Generalização das Conexões Diferenciais*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual Paulista (UNESP), 2006.
- 30 TIBOLA, G. *Conversor CA-CC Trifásico Único com Isolamento em Alta Frequência Baseado no Conversor CC-CC Sepic Operando no Modo de Condução Descontínuo*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), 2013.
- 31 BORGES, F. A. et al. *Análise, projeto e implementação de um retificador Boost monofásico com alto fator de potência e comutação ZCS das chaves*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Uberlândia, 2013.
- 32 MARTINS, D. C.; OLIVERIA, A. H. de; BARBI, I. Three-phase rectifier using a sepic dc-dc converter in continuous conduction mode for power factor correction. In: IEEE. *Telecommunications Energy Conference, 1998. INTELEC. Twentieth International*. [S.l.], 1998. p. 491–497.
- 33 PETRY, C. A. Eletrônica de potência. URL http://www.professorpetry.com.br/Eletronica_Potencia/Capitulo_15.pdf, 2014.
- 34 BARBI, C. H. I. I.; ALVES, R. L. Projeto físico de transformadores. *Edição do Autor*. Florianópolis, 2002.
- 35 CORPORATION, C. S. Magnetic powder cores. URL http://www.mhw-intl.com/assets/CSC/CSC_Catalog.pdf.
- 36 RASHID, M. H. *Eletrônica de Potência-Dispositivos, circuitos e aplicações*. [S.l.: s.n.], 2014.
- 37 JIA, L. Design of isolated cuk converter based on closed-loop control. *a a*, v. 1, p. 2, 2008.
- 38 HART, D. W. *Eletrônica de Potência: Análise e Projetos de Circuitos*. [S.l.]: McGraw Hill Brasil, 2016.
- 39 PATIL, D.; SINHA, M.; AGARWAL, V. A cuk converter based bridgeless topology for high power factor fast battery charger for electric vehicle application. *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, IEEE, p. 1–6, 2012.
- 40 NISE, N. S.; SILVA, F. R. da. *Engenharia de Sistemas de Controle*. [S.l.]: LTC, 2002. v. 3.

41 JUNIOR, E. T. d. S. et al. Análise e projeto de compensadores para o conversor boost. 1994.

A Limites dos Modos de Condução no Matlab

```

% Limites dos Modos de Condução
clc
clear all
close all

N=8;
h=ones(1,N);
gama8=0;
a8=0;
b8=0;;
x=0:0.01:10; % cria x
y=x./(1+x).^2; % cria y

for u=1:N
    zn(u,:)=(0.1*u)^2*(x).^(-1);
    wn(u,:)=(0.1*u)/(1-(0.1*u))*ones(1, length(x));

    for v=1:length(y)

        if(abs(zn(u,v)-y(v))<h(u))
            p(u)=y(v);
            q(u)=x(v);
            h(u)=abs(zn(u,v)-y(v));
        end
    end
end

zn=zn';
wn=wn';

for u=1:N

    for v=1:length(y)

        if(x(v)> p(u))
            zn(v,u)=wn(v,u);
        end
    end
end

zn=zn';
wn=wn';

gnom=0.79;
k=0:0.12:1.736;
plot(x,zn,y,x,p,q,'.')
axis([0 3 0 10])
hold on
plot(k,gnom,'.')
legend('D=0,1', 'D=0,2', 'D=0,3', 'D=0,4', 'D=0,5', 'D=0,6', 'D=0,7',
'D=0,8', 'Limite')
title('CARACTERÍSTICAS EXTERNAS PARA O CONVERSOR CUK')
ylabel('Ganho Estático')
xlabel('Corrente de Saída Parametrizada Iout')

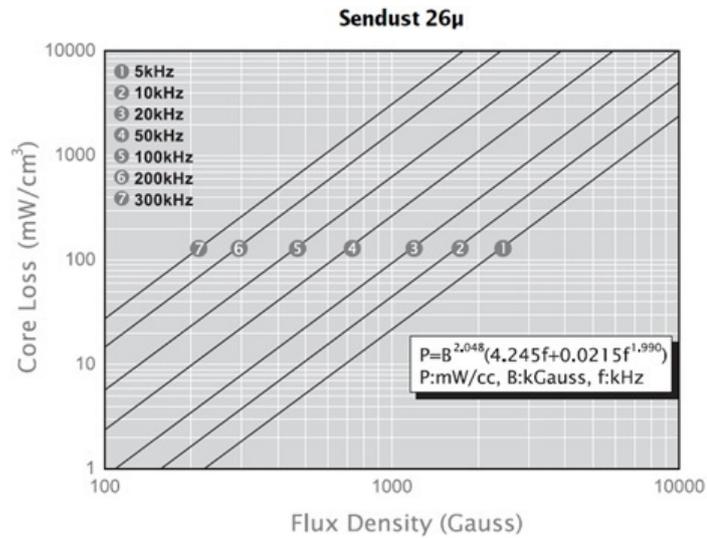
```

ANEXO A – Tabela de Fios de Cobre

AWG	D_{fio} Diâmetro do cobre [mm]	A_{fio} Área do cobre [mm ²]	D_{fio_isol} Diâmetro com Isolamento [mm]	A_{fio_isol} Área com Isolamento [mm ²]	Peso [g/m]	ρ Resistência (??°C) [W/cm]	ρ Resistência (20°C) [W/cm]	ρ Resistência (100°C) [W/cm]
0000	11,86	110,47379	-	-	-	1,58E-06	-	-
000	10,4	84,94867	-	-	-	1,97E-06	-	-
00	9,226	66,85237	-	-	-	2,52E-06	-	-
0	8,252	53,48208	-	-	-	3,17E-06	-	-
1	7,348	42,40608	-	-	375	0,000004	-	-
2	6,544	33,63384	-	-	295	0,000005	-	-
3	5,827	26,66735	-	-	237	0,0000063	-	-
4	5,189	21,14741	-	-	188	0,000008	-	-
5	4,621	16,77111	-	-	149	0,0000101	-	-
6	4,115	13,29932	-	-	118	0,0000127	-	-
7	3,665	10,54964	-	-	94	0,000017	-	-
8	3,264	8,36739	-	-	74	0,0000203	-	-
9	2,906	6,63256	-	-	58,9	0,0000256	-	-
10	2,588	5,26040	2,73	5,85349	46,8	0,0000323	0,000033	0,000044
11	2,305	4,17284	2,44	4,67595	32,1	0,0000407	0,000041	0,000055
12	2,053	3,31030	2,18	3,73253	29,4	0,0000513	0,000052	0,00007
13	1,828	2,62447	1,95	2,98648	23,3	0,0000649	0,000066	0,00008
14	1,628	2,08161	1,74	2,37787	18,5	0,0000817	0,000083	0,000111
15	1,45	1,65130	1,56	1,91134	14,7	0,000103	0,000104	0,00014
16	1,291	1,30901	1,39	1,51747	11,6	0,000129	0,000132	0,000176
17	1,15	1,03869	1,24	1,20763	9,26	0,0001634	0,000166	0,000222
18	1,024	0,82355	1,11	0,96769	7,3	0,0002073	0,000209	0,00028
19	0,9116	0,65268	1	0,78540	5,79	0,0002615	0,000264	0,000353
20	0,8118	0,51759	0,89	0,62211	4,61	0,0003269	0,000333	0,000445
21	0,723	0,41055	0,8	0,50265	3,64	0,0004146	0,00042	0,000561
22	0,6438	0,32553	0,71	0,39592	2,89	0,000515	0,00053	0,000708
23	0,5733	0,25814	0,64	0,32170	2,29	0,000564	0,000668	0,000892
24	0,5106	0,20476	0,57	0,25518	1,82	0,00085	0,000842	0,001125
25	0,4547	0,16238	0,51	0,20428	1,44	0,001062	0,001062	0,001419
26	0,4049	0,12876	0,46	0,16619	1,14	0,001307	0,001339	0,001789
27	0,3606	0,10213	0,41	0,13203	0,91	0,0017	0,001689	0,002256
28	0,3211	0,08098	0,37	0,10752	0,72	0,002125	0,002129	0,002845
29	0,2859	0,06420	0,33	0,08553	0,57	0,002656	0,002685	0,003587
30	0,2546	0,05091	0,3	0,07069	0,45	0,003333	0,003386	0,004523
31	0,2268	0,04040	0,27	0,05726	0,36	0,00425	0,004269	0,005704
32	0,2019	0,03202	0,24	0,04524	0,28	0,005312	0,005384	0,007192
33	0,1798	0,02539	0,22	0,03801	0,23	0,006693	0,006789	0,00907
34	0,1601	0,02013	0,2	0,03142	0,18	0,008458	0,00856	0,011437
35	0,1426	0,01597	0,18	0,02545	0,14	0,01069	0,010795	0,014422
36	0,127	0,01267	0,16	0,02011	0,1	0,01338	0,013612	0,018186
37	0,11312	0,01005	0,14	0,01539	0,089	0,017	0,017165	0,022932
38	0,1007	0,00796	0,13	0,01327	0,07	0,02152	0,021644	0,028917
39	0,0897	0,00632	0,12	0,1131	0,044	0,02696	0,027293	0,036464
40	0,0799	0,00501	0,1	0,00785	0,044	0,034	0,034417	0,045981
41	0,0711	0,00397	0,09	0,00636	0,035	0,0425	0,043399	0,057982
42	0,0633	0,00315	-	-	0,028	0,05312	5312	-
43	0,0564	0,00250	-	-	0,022	0,068	6800	-
44	0,0503	0,00199	-	-	0,018	0,085	8500	-
45	0,0445	0,00156	-	-	0,014	0,1111	11110	-
46	0,038	0,00113	-	-	0,011	0,1513	15130	-

Fonte: (Barbi, 2007).

ANEXO B – Especificações dos Núcleos de Sendust - Indutores



Fonte: Changsung, 2019.

(http://www.mhw-intl.com/assets/CSC/CSC_Catalog.pdf)

Produto	Código	A_L (nH/esp^2)	ϕ Ext (mm)	ϕ Int (mm)	Altura (mm)	L (cm)	A (cm^2)	V (cm^3)	A_S (cm^2)	Peso (g)
MMTS26T2711	1.01.0138	32,0	26,9	14,7	11,2	6,35	0,654	4,15	23,0	22,14
MMTS26T2715	1.01.0139	42,0	26,9	14,7	14,6	6,35	0,858	5,57	27,0	29,72
MMTS26T3311	1.01.0573	28,0	33,0	19,9	10,7	8,15	0,672	5,48	29,0	29,24
MMTS26T4015	1.01.0140	35,0	39,9	24,1	14,5	9,84	1,072	10,5	63,2	56,03
MMTS26T4713	1.01.0141	42,0	46,7	24,1	12,9	11,6	1,426	15,3	72,1	81,16
MMTS26T4715	1.01.0142	37,0	46,7	28,7	15,2	11,6	1,340	15,6	83,2	82,86
MMTS26T4718	1.01.0143	59,0	46,7	24,1	18,0	10,7	1,990	21,3	83,4	121,4
MMTS26T7716	1.01.0144	37,0	94,0	32,0	33,0	20,0	2,270	45,3	180,0	242,0
MMTS26T10216	1.01.0145	47,0	101,6	57,2	16,5	24,3	3,523	85,5	301,0	456,0
MMTS26T13325	1.01.0146	67,6	132,5	78,6	25,4	32,4	6,710	218	46,6	1161
MMTS40T2715	1.01.0217	64,0	26,9	14,7	14,6	6,35	0,858	5,57	35,5	29,72
MMTS40T13325	1.01.0218	104	132,5	78,6	25,4	32,4	6,710	217,6	723	1215
MMTS60T2711	1.01.0147	75,0	26,9	14,7	11,2	6,35	0,654	4,15	31,0	22,14
MMTS60T5715	1.01.0148	138	57,2	26,4	15,2	12,5	2,290	28,6	52,8	152,6
MMTS60T7713	1.01.0149	68,0	77,8	49,2	12,7	20,0	2,270	45,3	180	242,0
MMTS60T13325	1.01.0150	156	132,5	78,59	25,4	32,4	6,710	218	723	1215
MMTS75T4015	1.01.0219	101	39,9	24,1	14,5	9,84	1,072	10,5	63,2	56,03
MMTS25T3611	1.01.0151	117	35,8	22,4	10,5	8,98	0,678	6,09	46,8	34,00

Fonte: Magmattec, 2019.

https://www.magmattec.com.br/wp-content/uploads/2019/09/SENDUST_01.pdf

ANEXO C – Especificações do Núcleo de Ferrite - Transformador

Produto	Código	A_L (nH/esp^2)	ϕ Ext (mm)	ϕ Int (mm)	Altura (mm)	L (cm)	A (cm^2)	V (cm^3)	A_S (cm^2)	Peso (g)
MMT139T0903	1.01.0092	925	9,53	4,75	3,18	2,00	0,07	0,10	3,570	0,50
MMT139T0906	1.01.0093	1850	9,53	4,75	6,36	2,00	0,14	0,20	3,94	1,0
MMT139T1608	1.01.0094	1700	16,0	9,60	8,00	3,80	0,26	0,97	725,3	4,70
MMT139T1912	1.01.0095	1920	19,0	13,0	11,5	5,02	0,35	1,5	13,7	7,90
MMT139T3615	1.01.0098	2800	36,0	23,0	15,0	8,90	0,96	8,50	51,90	43,0
MMT139T4514	1.01.0099	2900	45,0	28,0	14,0	11,0	1,16	12,8	71,09	60,0
MMT139T5020	1.01.0101	4500	50,0	30,0	20,0	12,0	1,95	23,4	100,5	115
MMT139T6325	1.01.0102	5300	85,0	16,0	47,0	15,2	3,06	46,5	158,6	230
MMT139T8520	1.01.0103	2600	85,0	62,0	20,0	23,0	2,28	52,4	198,5	250
MMT139T8530	1.01.0104	4000	85,0	62,0	30,0	22,7	3,42	77,6	244,7	376
MMT139T10215	1.01.0106	2700	102,0	65,8	15,0	25,5	2,62	66,8	269,9	342
MMT140T1006	1.01.0074	1400	10,0	5,50	4,50	2,43	0,10	0,25	2,540	1,20
MMT140T2208	1.01.0076	1860	22,1	13,7	8,0	5,40	0,34	1,80	18,44	8,00
MMT140T2813	1.01.0077	3670	27,0	14,9	13,0	6,26	0,79	5,0	33,04	23,9
MMT140T3615	1.01.0078	3060	36,0	23,0	15,0	8,90	0,96	8,50	51,90	43,0
MMT140T4514	1.01.0079	3060	45,0	28,0	14,0	11,0	1,16	12,8	71,09	62,0
MMT140T4916	1.01.0080	3200	49,0	31,8	16,0	12,3	1,36	16,7	84,28	82,0
MMT140T5020	1.01.0081	4700	50,0	30,0	20,0	12,0	1,95	23,4	100,5	120
MMT144T6325	1.01.0645	6063	63,0	38,0	25,0	15,2	3,06	46,5	158,6	230

Fonte: Magmattec, 2019.

(https://www.magmattec.com.br/wp-content/uploads/2019/06/FERRITE-139-140-144_00.pdf)