UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA



PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
NUPEP – NÚCLEO DE PESQUISA EM ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

Ana Lúcia Soares

Projeto e desenvolvimento de uma unidade retificadora utilizando autotransformador de 18 pulsos com conexão delta diferencial generalizada e conversores Boost cascateados para aplicações em HVDC no contexto MEA – More Electric Aircrafts

Uberlândia/MG
2024

ANA LÚCIA SOARES[1]

Projeto e desenvolvimento de uma unidade retificadora utilizando autotransformador de 18 pulsos com conexão delta diferencial generalizada e conversores *Boost* cascateados para aplicações em HVDC no contexto MEA – More Electric Aircrafts

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós- Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito parcial para Obtenção do título de Doutor em Ciências.

Orientador: Prof. Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas (UFU)

Coorientador: Prof. Dr. Gustavo Brito de Lima (UFU)

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas – FEELT/UFU

Prof. Dr. Gustavo Brito de Lima – FEELT/UFU

Prof. Dr. Danillo Borges Rodrigues – UFTM

Prof. Dr. Admarço Vieira da Costa – CEFET-MG/Araxá

Prof. Dr. Rodrigo Rimoldi de Lima - UFTM

Dr. Ênio Costa Resende – FEELT/UFU

[1] A bolsa de estudos, para esta tese, foi concedida pelo CNPq, Brasil.

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

S676
2024

Soares, Ana Lúcia, 1975-
Projeto e desenvolvimento de uma unidade retificadora utilizando autotransformador de 18 pulsos com conexão delta diferencial generalizada e conversores Boost para aplicações em HVDC no contexto MEA - More Electric Aircrafts [recurso eletrônico] / Ana Lúcia Soares. - 2024.

Orientadora: Luiz Carlos Gomes Freitas.
Coorientadora: Gustavo Brito Lima.
Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia, Pós-graduação em Engenharia Elétrica.
Modo de acesso: Internet.
Disponível em: http://doi.org/10.14393/ufu.te.2024.792
Inclui bibliografia.
Inclui ilustrações.

1. Engenharia elétrica. I. Freitas, Luiz Carlos Gomes, 1976-, (Orient.). II. Lima, Gustavo Brito,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:	Tese de Doutorado, 342, PPGEELT				
Data:	Treze de dezembro de dois mil e vinte e quatro	Hora de início:	08h30	Hora de encerramento:	12h00
Matrícula do Discente:	12013EEL003				
Nome do Discente:	Ana Lúcia Soares				
Título do Trabalho:	Projeto e desenvolvimento de uma unidade retificadora utilizando autotransformador de 18 pulsos com conexão delta diferencial generalizada e conversores Boost cascateados para aplicação em HVDC no contexto MEA - *More Electric Aircrafts*				
Área de concentração:	Sistemas de Energia Elétrica				
Linha de pesquisa:	Sistemas Elétricos de Potência				
Projeto de Pesquisa de vinculação:	Coordenador do projeto: Luiz Carlos Gomes de Freitas. Título do projeto: Estudo e desenvolvimento de circuitos retificadores para aplicação em redes de distribuição de energia elétrica em corrente contínua em sistemas embarcados - Parte II; 02- Modelagem de Sistemas Elétricos de Potência Embarcados em More Electric Aircrafts Utilizando a tecnologia Hardware-in-the-Loop. Agência financiadora: Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq)/ Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES)/ Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais (FAPEMIG). Número do processo na agência financiadora: CNPq 09/2022 Bolsa PQ - Processo 303085/2022-3; CNPq/FNDCT/MCTI 17/2022 - Processo 407403/2022-1; CNPq/MCTI/FNDCT N 25/2022 - Processo 406881/2022-7. Vigência do projeto: 12/2022 - 12/2026.				

Reuniu-se no formato híbrido, na Sala Azul, Bloco 7A, da Faculdade de Engenharia Elétrica da UFU, a Banca Examinadora, designada pelo Colegiado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, assim composta:

Doutores: Ênio Costa Resende (UFU), Admarço Vieira da Costa (CEFET), Danillo Borges Rodrigues (UFTM), Rodrigo Rimoldi (UFTM) e Luiz Carlos Gomes de Freitas, orientador da discente.

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

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

APROVADA.

Esta defesa faz parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor. 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 **Admarco Vieira da Costa**, **Usuário Externo**, em 13/12/2024, às 12:31, 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 **Ênio Costa Resende**, **Usuário Externo**, em 13/12/2024, às 13:37, 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 13/12/2024, às 15:49, 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 **Danillo Borges Rodrigues**, **Usuário Externo**, em 13/12/2024, às 16:21, 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 **Rodrigo Rimoldi de Lima**, **Usuário Externo**, em 16/12/2024, às 15:58, 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 **5961137** e o código CRC **5E5F5B5B**.

Referência: Processo nº 23117.080493/2024-27 SEI nº 5961137

DECLARAÇÃO DE AUTORIA PRÓPRIA

Eu, Ana Lúcia Soares, discente do curso de Doutorado do Programa de Pós-graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, regularmente matriculado sob o número **12013EEL003**, declaro que sou autora da Tese de doutorado intitulada **PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UMA UNIDADE RETIFICADORA UTILIZANDO AUTOTRANSFORMADOR DE 18 PULSOS COM CONEXÃO DELTA DIFERENCIAL GENERALIZADA E CONVERSORES BOOST PARA APLICAÇÕES EM HVDC NO CONTEXTO MEA – MORE ELECTRIC AIRCRAFTS**, desenvolvida durante o período de **20/02/2020** a **13/12/2024** sob a orientação do Professor Luiz Carlos Gomes De Freitas e Coorientação do Professor Gustavo Brito De Lima, ora submetida à Universidade Federal de Uberlândia, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de doutor em Ciências, e que a mesma foi por mim elaborada e integralmente redigida, não tendo sido copiado ou extraído, seja parcial ou integralmente, de forma ilícita de nenhuma fonte além daquelas públicas consultadas e corretamente referenciadas ao longo do trabalho ou daquelas cujos dados resultaram de investigações empíricas por mim realizadas para fins de produção deste trabalho.

Assim, firmo a presente declaração, demonstrando minha plena consciência dos seus efeitos civis, penais e administrativos, e assumindo total responsabilidade caso se configure o crime de plágio ou violação aos direitos autorais.

Desta forma, na qualidade de titular dos direitos de autor, autorizo a Universidade Federal de Uberlândia a publicar, durante tempo indeterminado, o texto integral da obra acima citada, para fins de leitura, impressão e/ou download, a título de divulgação do programa de pós graduação supracitado e ou da produção científica brasileira, a partir desta data.

Por ser verdade, firmo a presente. Uberlândia, 13 de novembro de 2024.



ANA LÚCIA SOARES

À Jéssica, Anna Carolina, Meg e Potter.

À minha família e amigos.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, a Deus o qual 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.

À Meg e Potter, o amor incondicional.

Aos meus sobrinhos Daniel, Rafael e Lucas pelo carinho.

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

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

Ao meu coorientador, Professor Doutor 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, Vitor, Joaquim, obrigada por toda a ajuda prestada durante esse tempo.

Ao apoio financeiro fornecido no andamento deste trabalho, para publicações e pela bolsa de estudo concedido pela Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), sob os processos 140541/2020-9, 303350/2019-9, 304479/2017-9, 304489/2017-4; e FAPEMIG (Fundação de Amparo à Pesquisa de Minas Gerais) sob o processo PPM-00485-17.

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

“A menos que modifiquemos a nossa maneira de pensar, não seremos capazes de resolver os problemas causados pela forma como nos acostumamos a ver o mundo”. (Albert Einstein)

RESUMO

Esta tese apresenta o projeto e a análise de uma unidade retificadora formada por um autotransformador de 18 pulsos delta-diferencial simétrico e conversores Boost cascateados para aplicações em aeronaves mais elétricas (MEA), que é denominado como ATRU18PDDS+Boost. Os conversores Boost em cascata fornecem regulação do barramento CC e eliminam a necessidade de utilizar trasnsformadores de interfase (IPTs), reatores de interfase (IPRs) ou transformadores de bloqueio de sequência zero (ZSBT), diminuindo a complexidade do sistema e, ao mesmo tempo, aumentando a confiabilidade. Este ATRU18PDDS+Boost opera com uma modelagem de corrente ativa para atender às restrições de conteúdo harmônico impostas pela norma DO-160F e possui uma baixa taxa kVA (kilo Volt-Ampere), de 21,03%. O ATRU18PDDS+Boost foi implementado em um sistema, cuja a fonte de alimentação é 115VCA e frequência variável de 360Hz a 800Hz, convertido em um barramento HVDC (High Voltage Direct Current) de 540VCC. Resultados computacionais e experimentais de um protótipo de 1,2kW são apresentados ratificando a teoria aqui exibida, principalmente no que diz respeito ao atendimento dos limites impostos pela norma DO-160F.

Palavras-chave:

Aeronaves, autotransformador, barramento HVDC, distorção harmônica, retificador.

ASTRACT

This thesis presents the design and analysis of a rectifier unit formed by a delta-differential symmetrical 18-pulse autotransformer and cascade Boost converters for applications in More Electric Aircraft (MEA), which is denominated as ATRU18PDDS+Boost. The cascaded Boost converters provide DC-link regulation and eliminate the need for interphase transformers (IPTs), interphase reactors (IPRs) or zero-sequence blocking transformers (ZSBTs), decreasing system complexity and increasing reliability. This ATRU18PDDS+Boost operates with an active current shaping strategy in order to meet the harmonic content restrictions imposed by the DO-160F standard and has a low kVA (kilo Volt-Ampere) rating of 21.03%. ATRU18PDDS+Boost was implemented in a system whose power supply is 115VAC and variable frequency from 360Hz to 800Hz, converted into a 540VDC HVDC (High Voltage Direct Current) bus. Computational and experimental results of a 1,2kw prototype are presented, ratifying the theory put forward herein, especially with regard to meeting the limits imposed by the DO-160F standard.

Keywords:
Aircrafts, autotransformer, HVDC bus, harmonic distortion, rectifier.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Comparação entre aeronave convencional e MEA 28
Figura 1.2 – Esquema Elétrico no MEA 29
Figura 1.3 – Diagrama do retificador de 18 pulsos 31
Figura 2.1 – Exemplo de sistema elétrico nas aeronaves 37
Figura 2.2 – Retificador de 48 pulsos 40
Figura 2.3 – Retificador de 36 pulsos 41
Figura 2.4 – Retificador de 24 pulsos 42
Figura 2.5 – Retificador de 20 pulsos 42
Figura 2.6 – Retificador de 20 pulsos ABP 43
Figura 2.7 – Retificador de 20 pulsos ABP com CPRH 43
Figura 2.8 – Retificador de 18 pulsos delta-polígono assimétrico 45
Figura 2.9 – Retificador de 18 pulsos delta-diferencial com filtro na entrada 45
Figura 2.10 – Retificador de 18 pulsos delta assimétrico..... 46
Figura 2.11 – Retificador de 18 pulsos delta assimétrico para alimentação de radar 47
Figura 2.12 – Retificador de 18 pulsos estrela-diferencial simétrico 47
Figura 2.13 – Retificador de 18 pulsos delta-polígono assimétrico com filtro 48
Figura 2.14– Retificador de 18 pulsos delta-diferencial simétrico e conversores SEPIC 49
Figura 2.15 – Retificador de 12 pulsos delta-diferencial simétrico e conversores SEPIC 50
Figura 3.1 – Diagrama esquemático do ATRU18PDDS+Boost 52
Figura 3.2– Esquema de configuração do ATRU18PDDS 54
Figura 3.3– Núcleo e enrolamentos do ATRU18PDDS 56
Figura 3.4– Composição da corrente de linha de entrada 59
Figura 3.5 – Comparação entre as formas de onda da corrente circulando no ATRU18PDDS 64
Figura 3.6– Detalhe da forma de onda da corrente imposta ao ATRU18PDDS .. 65
Figura 3.7– Taxa kVA do ATRU18PDDS em função do ganho de tensão (sem e com o controle ativo) 74

Figura 3.8– Comparação da taxa kVA do ATRU18PDDS com outros ATRUs apresentados em [50] 75
Figura 3.9 – Dimensões do núcleo 77
Figura 3.10– Conversor CC-CC Boost 82
Figura 3.11 – Conversor Boost para conexão multipulso 84
Figura 3.12 – Distribuição do entreferro 89
Figura 4.1 – Detalhes da forma de onda da corrente imposta aos indutores de entrada de cada conversor Boost 97
Figura 4.2 – Diagrama de blocos do controle de modulação por histerese 97
Figura 4.3 – PLL-SOGI implementado..... 99
Figura 4.4– Circuito do retificador 101
Figura 4.5– Topologia do conversor Boost 101
Figura 4.6– Circuito para chave fechada 102
Figura 4.7– Circuito para chave aberta 103
Figura 4.8 – Lugar das raízes da malha interna de tensão..... 112
Figura 4.9– Resposta ao degrau do sistema em malha fechada 112
Figura 5.1 – Autotransformador simulado no *Psim*® 113
Figura 5.2 – Conversores Boost, PLL-SOGI, referência trapezoidal, malha de tensão e corrente simulados no *Psim*® 114
Figura 5.3 – Simulação da corrente fluindo através dos indutores de entrada do Boost (I_{ref}) e tensão de linha do secundário (v_{ab1}) 115
Figura 5.4– Simulação das correntes impostas nos indutores de cada conversor Boost 115
Figura 5.5 – Simulação das correntes de linha de entrada do ATRU18PDDS+Boost sem o controle ativo 116
Figura 5.6 – Simulação das correntes de linha de entrada do ATRU18PDDS+Boost com o controle ativo..... 116
Figura 5.7 – Simulação da tensão de alimentação (v_a) e a corrente de entrada da fase A (i_a) sem a imposição ativa 117
Figura 5.8– Simulação da tensão de alimentação (v_a) e a corrente de entrada da fase A (i_a) com a imposição ativa 117
Figura 5.9– Harmônicos ímpares para 400Hz obtidos na simulação 118
Figura 5.10 – Harmônicos pares para 400Hz obtidos na simulação 118

Figura 5.11 – Harmônicos ímpares para 800Hz obtidos na simulação 119
Figura 5.12 – Harmônicos pares para 800Hz obtidos na simulação 119
Figura 5.13 – Simulação da resposta dinâmica de descida e de descida do conversor Boost 120
Figura 5.14 – Foto do autotransformador 121
Figura 5.15 – Diagrama do ATRU com cargas independentes 121
Figura 5.16 – Conexão com cargas independentes 122
Figura 5.17 – Correntes de linha de entrada para cargas independentes em 400Hz 123
Figura 5.18 – Correntes de linha de entrada para cargas independentes em 800Hz 123
Figura 5.19 – Correntes de linha de entrada para cargas independentes com filtro em 400Hz 123
Figura 5.20 – Correntes de linha de entrada para cargas independentes com filtro em 800Hz 124
Figura 5.21 – Espectros harmônicos ímpares do ATRU comparados à norma DO-160F para 400Hz 124
Figura 5.22 – Espectros harmônicos pares do ATRU comparados à norma DO-160F para 400Hz 125
Figura 5.23 – Espectros harmônicos ímpares do ATRU comparados à norma DO-160F para 800Hz 125
Figura 5.24 – Espectros harmônicos pares do ATRU comparados à norma DO-160F para 800Hz 126
Figura 5.25 – Eficiência, fator de potência e THDi do ATRU para cargas independentes 126
Figura 5.26 – Fotos do ATRU18PDDS+Boost 127
Figura 5.27 – Formas de onda das tensões secundárias 128
Figura 5.28 – Corrente e tensão na fase A 128
Figura 5.29 – Sincronia da tensão de linha do secundário (v_{ab1}) e corrente no indutor de entrada do Boost (I_{ref}) 129
Figura 5.30 – Corrente fluindo através dos indutores de entrada de cada Boost 129
Figura 5.31 – Corrente e tensão de entrada sem o controle ativo para 400Hz 130
Figura 5.32 – Corrente e tensão de entrada sem o controle ativo para 800Hz 130

Figura 5.33 – Correntes e tensão de entrada com o controle ativo para 400Hz . 131
Figura 5.34 – Correntes e tensão de entrada com o controle ativo para 800Hz . 131
Figura 5.35 – Harmônicos impares para 400Hz 132
Figura 5.36 – Harmônicos pares para 400Hz 132
Figura 5.37 – Harmônicos impares para 800Hz 132
Figura 5.38 – Harmônicos pares para 800Hz 133
Figura 5.39 – Resposta dinâmica ao degrau de descida da tensão de saída para 400Hz 134
Figura 5.40 – Resposta dinâmica ao degrau de subida da tensão de saída para 400Hz 134
Figura 5.41 – Resposta dinâmica ao degrau de descida da tensão de saída para 800Hz 134
Figura 5.42 – Resposta dinâmica ao degrau de subida da tensão de saída para 400Hz 135
Figura 5.43 – Sincronismo entre tensão e corrente da rede durante variação da frequência 135
Figura 5.44 – Eficiência, fator de potência e THDi para 400Hz 136
Figura 5.45 – Eficiência, fator de potência e THDi para 800Hz 136

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Tensão nos barramentos CA e CC..... 34
Tabela 2.2 – Tensão nos terminais dos equipamentos elétricos 34
Tabela 2.3 – Limites harmônicos de corrente para equipamentos elétricos trifásicos balanceados 35
Tabela 2.4 – Comparação da rede elétrica das aeronaves 38
Tabela 2.5 – Comparação entre as principais unidades de retificadores multipulsos analisadas e a topologia proposta 51
Tabela 3.1 – Especificações do ATRU18PDDS 81
Tabela 3.2 – Especificações das pontes retificadoras 82
Tabela 3.3 – Especificações do transistor – C3M0120100K 92
Tabela 3.4 – Especificações do diodo 93
Tabela 3.5 – Especificações do conversor Boost 94

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A	Perna central do núcleo E
ABP	Autotransformador de Baixa Potência
A_c	Área do ferro
A_{c_nova}	Nova área do ferro
AEA	All Electric Aircrafts
$A_{finalocupada}$	Área final ocupada
a_n, b_n	Coeficientes das funções periódicas da Série de Fourier
A_p	Produto das áreas
A_{p_calc}	Produto das áreas calculado
ATRU	Autotransformer Rectifier Unity
ATRU18PDDS	Unidade retificadora de autotransformador de 18pulsos delta-diferencial
ATRU18PDDS+Boost	Unidade retificadora de autotransformador de 18pulsos delta-diferencial + conversores Boost
ATU	Autotransformer Unity
Awnuxy, Awnuss1,2, Awnuxx3,4	Área utilizada pelos AWG
Awuxy, Awuxx1,2, Awuxx3,4	Área utilizada pelos fios AWG
Awxy, Awxx1,2, Awxx3,4	Área da seção dos fios AWG
B	Largura da janela do núcleo E
B_m	Densidade máxima de fluxo
B_{max}	Densidade máxima de fluxo dos indutores
Bop	Densidade de fluxo de operação
C	Altura da janela do núcleo E
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCM	Curva de Comprimento médio
CDP	Circuito Duplicador de Pulso
CPRH	Circuito Passivo de Redução Harmônica
C_o	Capacitor de saída

CTI	Circuito de transformador Interfásico
CTP	Circuito Triplicador de Pulsos
D	Largura do fechamento do núcleo E
D_{Boost}	Duty Cicle (Ciclo de trabalho)
DBRU	Diode-Bridge Rectifier Unity
DSP	Digital Signal Processor
E	Empilhamento
EMI	Electromagnetic Interference
E_{novo}	Empilhamento novo
ETPOS	Extended Twin Engine Operations
EUA	Estados Unidos da América
F	Frequência de operação
Fs	Frequência de chaveamento
G	Ganho geral de tensão
HVDC	High Voltage Direct Current
ia, ib, ic	Corrente de entrada
ICAO	International Civil Aviation Organization
Id	Corrente nominal de carga
I_{med}	Corrente média
IPR	Inter-Phase Reactor
IPT	Inter-Phase Transformer
I_{rms}	Corrente eficaz
ixx1,2	Corrente nos enrolamentos secundários 1 e 2
ixx3,4	Corrente nos enrolamentos secundários 3 e 4
Ixxas	Corrente nos enrolamentos primários com controle ativo
ixxas1,2	Corrente nos enrolamentos secundários 1 e 2 com controle ativo
ixxas3,4	Corrente nos enrolamentos secundários 3 e 4 com controle ativo
Ixxn	Corrente das bobinas adicionadas para regulação do ganho de tensão G
Ixy	Corrente nos enrolamentos primários

J	Densidade de corrente
K_f	Coeficiente da forma de onda
K_u	Fator de utilização da janela
K_{u_total}	Fator de utilização total
$K_{u\_totalnovo}$	Novo fator de utilização total
kVA	Kilo Volt-Ampere
kVA_{rating_as}	Taxa kVA com controle ativo
Kw	Fator de ocupação do cobre
$l_{entreferrro}$	Comprimento total do entreferro
L_{in}	Indutância de entrada do conversor Boost
LVDC	Low Voltage Direct Current
MEA	More Electric Aircrafts
Nab1, Nbc1, Nca1, Nab3, Nbc3, Nca3	Enrolamentos auxiliares que geram as tensões secundárias va2, vb2, vc2
Nab2, Nbc2, Nca2, Nab4, Nbc4, Nca4	Enrolamentos auxiliares que geram as tensões secundárias va1, vb1, vc1
$n_{condutores}$	Número de condutores paralelos nos indutores
NUPEP	Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência
Nxx1,2, Nxx3,4	Números de espiras dos enrolamentos secundários
Nxy	Números de espiras dos enrolamentos primários
Nxy_{usad}, $Nxx1,2_{usad}$, $Nxx3,4_{usad}$	Números de espiras usadas
$P_{autotrans}$	Perdas no autotransformador
$P_{cobre\_autotrans}$	Perdas no cobre no autotransformador
$P_{cobre\_indutor}$	Perdas no cobre nos indutores
$P_{comutacao\_transist}$	Perdas por comutação do transistor
$P_{conducao\_transist}$	Perdas por condução do transistor
P_{diodo}	Perdas totais no diodo
$P_{ferro\_autotrans}$	Perdas no ferro no autotransformador
P_{in_Boost}	Potência de entrada do conversor Boost
$P_{indutor}$	Perdas totais nos indutores

PLL-SOGI	Phase Locked Loop-Second Order Generalized Integrators
$P_{nucleo\_indutor}$	Perdas no núcleo dos indutores
P_{ponte}	Perdas em cada ponte retificadora
P_{prim}	Perdas nos enrolamentos primários
P_s	Potência de saída do autotransformador
$P_{sec1,2}$, $P_{sec3,4}$	Perdas nos enrolamentos secundários
P_{total}	Perdas totais no conversor Boost
$P_{transistor}$	Perdas totais no transistor
PWM	Pulse Width Modulation
R_{cobre}	Resistência no cobre para os indutores
R_{prim}	Resistência dos enrolamentos primários
$R_{sec1,2}$, $R_{sec3,4}$	Resistência dos enrolamentos secundários
$Rt_{nucleo\_indutor}$	Resistência térmica do núcleo
SCA	Sistema de Controle Ambiental
S_{nucleo}	Potência total processada pelo núcleo
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SEPIC	Single Ended Primary Inductor Converter
SPCGA	Sistema de Proteção Contra Gelo nas Asas
St	Sistemas trifásicos
TEE	Turbina Eólica de Emergência
THDi	Total Harmonic Distortion of Current
TRU	Transformer Rectifier Unity
UPA	Unidade de Potência Auxiliar
va, vb, vc	Tensões da fonte de alimentação
va1, vb1, vc1	Tensões secundárias defasadas em -20º
va2, vb2, vc2	Tensões secundárias defasadas em +20º
va3, vb3, vc3	Tensões secundárias em fase com as tensões de alimentação
vaux	Fasor que representa a tensão entre o ponto neutro e os enrolamentos auxiliares
VCFC	Velocidade Constante/Frequência Constante
V_{fase}	Tensão de fase

V_L	Tensão de linha
vs	Tensão de saída média em cada DBRU
VVFV	Velocidade Variável/Frequência Variável
Vx0	Tensão de regulação do ganho de tensão G
vxx1,2	Tensão nos enrolamentos secundários 1 e 2
vxx3,4	Tensão nos enrolamentos secundários 3 e 4
vxy	Tensão nos enrolamentos primários
W_a	Área da janela
W_e	Peso do núcleo do autotransformador
W_t	Peso total do autotransformador
ZSBT	Zero Sequence Blocking Transformer

SUMÁRIO

_Toc188880091
CAPÍTULO 1- INTRODUÇÃO 25

1.1. CONSIDERAÇÕES INICIAIS 25
1.2. CONCEITO MEA 25
1.3. MOTIVAÇÃO, OBJETIVOS E METODOLOGIA 30
1.4. ESTRUTURA DA TESE 31

CAPÍTULO 2 – ESTADO DA ARTE 33

2.1. CONSIDERAÇÕES INICIAIS 33
2.2. SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA NO MEA 33
2.3. UNIDADE RETIFICADORA DE AUTRANSFORMADOR – ATRU 39
2.3.1. Estruturas alusivas à MEA com maior número de pulsos 40
2.3.1.1. Retificador de 48 Pulsos 40
2.3.1.2. Retificador de 36 Pulsos 41
2.3.1.3. Retificador de 24 Pulsos 41
2.3.1.4. Retificador de 20 Pulsos 42
2.3.1.5. Retificador de 20 Pulsos ABP 42
2.3.1.6. Retificador de 20 Pulsos ABP com CPRH 43
2.3.2. Estruturas de 18 Pulsos 44
2.3.2.1. Retificador de 18 Pulsos Delta-Polígono Assimétrico 44
2.3.2.2. Retificador de 18 Pulsos Delta Assimétrico com Filtro na Entrada 45
2.3.2.3. Retificador de 18 Pulsos Delta Assimétrico 46
2.3.2.4. Retificador de 18 Pulsos Delta Assimétrico para Alimentação de Radar 46
2.3.2.5. Retificador de 18 Pulsos Estrela-Diferencial Simétrico 47
2.3.2.6. Retificador de 18 Pulsos Delta-Polígono Assimétrico com Filtro 48
2.3.3. Estruturas utlizando conversores CC-CC 48
2.3.3.1. Retificador de 18 Pulsos Delta-Diferencial Simétrico e Conversores SEPICs 49
2.3.3.2. Retificador de 12 Pulsos Delta-Diferencial Simétrico e Conversores SEPICs 49
2.4. CONSIDERAÇÕES FINAIS 50

CAPÍTULO 3 – UNIDADE RETIFICADORA DE AUTOTRANSFORMADOR DE 18 PULSOS DELTA-DIFERENCIAL SIMÉTRICO E CONVERSORES BOOST..... 52

3.1. CONSIDERAÇÕES INICIAIS 52
3.2. ATRU18PDDS 52
3.2.1. Determinação da Magnitude de Tensão Através dos Enrolamentos Auxiliares para Operação com Ganho de Tensão Unitário 53
3.2.2. Composição da Corrente de Linha de Entrada 55
3.2.3. Formas de Onda Teóricas da Corrente de Linha de Entrada Sem o Controle Ativo 60
3.2.4. Formas de Onda Teóricas da Corrente de Linha de Entrada Com o Controle Ativo 64
3.2.5. Taxa kVA Com e Sem o Controle Ativo 71
3.2.6. Projeto e Especificação do Núcleo 76
3.3. PONTES RETIFICADORAS 81
3.4. CONVERSOR BOOST 83
3.4.1. Indutores de Entrada 84
3.4.1.1. Indutância 84
3.4.1.2. Escolha do Núcleo 85
3.4.1.3. Número de Espiras 87
3.4.1.4. Entreferro 88
3.4.1.5. Condutores 89
3.4.1.6. Perdas no Cobre 90
3.4.1.7. Perdas Magnéticas 91
3.4.1.8. Perdas Totais 91
3.4.1.9. Resistência Térmica do Núcleo 91
3.4.1.10. Elevação de Temperatura 91
3.4.1.11. Possibilidade de Execução 91
3.4.2. Transistor 92
3.4.3. Diodo 93
3.4.4. Capacitor de Saída 94
3.4.5. Perdas Totais no Boost 94
3.6. CONSIDERAÇÕES FINAIS 95

CAPÍTULO 4 – ESTRATÉGIA DE CONTROLE E PROJETO DOS CONTROLADORES..... 96

4.1. CONSIDERAÇÕES INICIAIS 96
4.2. ESTRATÉGIA DE CONTROLE 96
4.3. MÉTODO DE ESPAÇO DE ESTADOS MÉDIO 100
4.3.1. Determinação das Funções Transferências 100
4.3.1.1. Circuito para Chave Fechada 102
4.3.1.2. Circuito para Chave Aberta 103
4.3.2. Projeto do Compensador Proporcional Integral 111
4.4. CONSIDERAÇÕES FINAIS 112

CAPÍTULO 5 – RESULTADOS COMPUTACIONAIS E EXPERIMENTAIS 113

5.1. CONSIDERAÇÕES INICIAIS 113
5.2. RESULTADOS COMPUTACIONAIS 113
5.3. RESULTADOS EXPERIMENTAIS 120
5.3.1. Ensaio com Cargas Independentes 121
5.3.2. Estrutura Completa 126
5.4. CONSIDERÇÕES FINAIS 137

CAPITULO 6 – CONCLUSÕES FINAIS E AÇÕES FUTURAS 138

6.1. CONSIDERAÇÕES FINAIS 138
6.2. AÇÕES FUTURAS 139
6.3. PUBLICAÇÕES E TRABALHOS DESENVOLVIDOS DURANTE O DOUTORADO 139
6.3.1. Publicações Relacionadas à Tese 140
6.3.2. Publicações em Parceria com Pesquisadore da Universidade Federal de Uberlândia 140
6.3.3. Participação de Banca de Trabalho de Conclusão de Curso 141

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 142

ANEXO A – TABELA DE FIOS DE COBRE 151

ANEXO B – ESPECIFICAÇÕES DOS NÚCLEOS E - INDUTORES 153

Capítulo 1 – Introdução

1.1. Considerações Iniciais

O constante progresso tecnológico vem aprimorando o desempenho e a viabilidade econômica das aeronaves. Nesse sentido, uma grande preocupação é o desenvolvimento de novas tecnologias a fim de aumentar a confiabilidade e o desempenho, reduzindo o ruído, o peso, os custos e a poluição ambiental. Pois, esta aumenta com a utilização de combustíveis fósseis devido às emissões de dióxido de carbono e óxido de nitrogênio, contribuindo significativamente para o aquecimento global [1].

Levando isso em consideração, a indústria da aviação buscou melhorar a eficiência energética, desenvolvendo diferentes tipos de aeronaves. Estas passaram a empregar um grande número de equipamentos elétricos, dando origem aos conceitos MEA (*More Electric Aircrafts* – Aeronaves Mais Elétricas) e AEA (*All Electric Aircrafts* – Aeronaves Totalmente Elétricas). Entretanto, este último ainda não é viável, pois ele se refere a uma substituição total dos grandes sistemas pneumáticos, hidráulicos e mecânicos convencionais, possibilitando que o MEA tenha uma atenção mais significativa [2].

Nesse sentido, este capítulo apresenta o surgimento do conceito MEA, as principais diferenças entre aeronaves convencionais e MEA. Ele traz a motivação, objetivos e metodologia utilizada no desenvolvimento da pesquisa que culminou nesta tese. Por fim, oferece uma breve descrição do conteúdo dos demais capítulos.

1.2. Conceito MEA

O conceito MEA existe há décadas [3]. Ele teve seu início em 1941, na aeronave *Focke-Wulf FW 190A*. Nesta aeronave, os trens de pouso eram operados eletricamente, os flaps e asas de cauda utilizavam servomotores e técnicas para controlar o passo das hélices empregando energia elétrica [1].

Novas tentativas de eletrificação surgiram na década de 1950, após a Segunda Guerra Mundial [1], com o intuito de reduzir o risco de incêndio devido ao vazamento de óleo hidráulico.

Na década de 1980, a NASA lançou o *Lockheed L1011*, com o objetivo de minimizar a sangria de ar (*bleed air*) do motor e o uso hidráulico [1]. Para isso, novos métodos de geração de energia elétrica e atuadores eletromecânicos foram empregados.

Recentemente, houve uma eletrificação ainda maior, e o conceito MEA foi aplicado em aeronaves civis como o *Airbus* A380 e o *Boeing* B787 [4]. A força aérea dos EUA (Estados Unidos da América) também aplicou a tecnologia MEA em caças e aeronaves de grande porte [1].

Nas aeronaves convencionais, a maior parte da energia do combustível é convertida em empuxo pelo motor [1], para fazer com que elas se movam [6]. O restante é convertido em energia hidráulica, mecânica, pneumática e elétrica [1], [2], [6]. Entretanto, isso aumenta o peso da aeronave, o risco de vazamentos e dificulta a manutenção [1]. Estas aeronaves utilizam a energia:

- Pneumática da sangria de ar em alta temperatura e alta pressão extraída do compressor do motor [1]. É usada principalmente no SCA (Sistema de Controle Ambiental) [6], para pressão de ar; resfriamento e aquecimento [1]. É empregada, ainda, no SPCGA (Sistema Proteção Contra Gelo nas Asas) [6]. Não obstante, é extremamente ineficiente quando ocorrem vazamentos, uma vez que estes são difíceis de serem detectados [1];
- Mecânica, que transmitida através da caixa de engrenagens do motor. É utilizada como energia para bombas hidráulicas, geradores e bombas de combustível [1];
- Elétrica nos sistemas aviônicos, bombas de combustível, iluminação, sistema de conforto dos passageiros, aquecedores de carga, fornos de cozinha [2];
- Hidráulica criada através de uma bomba hidráulica de acionamento mecânico. É aplicada em superfícies de controle de voo, trens de pouso e dispositivos de frenagem; operando o atuador. Possui uma alta densidade de potência. Contudo necessita de tubulação muito pesada e inflexível, podendo ocorrer vazamentos de óleo hidráulico [1]. Tal problema é perigoso e corrosivo [1];

As aeronaves devem atender aos requisitos das redundâncias necessárias às emergências e das operações prolongadas em aeronaves de

dois motores (*ETOPS – Extended Twin Engine Operations*) [7]. Trata-se de uma certificação concedida pela Organização da Aviação Civil Internacional (*International Civil Aviation Organization* – ICAO).

Neste caso, as aeronaves devem ter a UPA (Unidade de Potência Auxiliar), o SCA, a TEE (turbina eólica de emergência, vários barramentos para acomodar as redundâncias, diversos interruptores para desconectar geradores, baterias, cargas e barramentos do sistema de energia da aeronave, entre outros [7].

A UPA é uma fonte adicional de energia elétrica. Nas aeronaves convencionais é constituída por motor de turbina a gás que produz energia pneumática e elétrica [7]. A UPA é acionada quando a aeronave está no solo ou em momentos de emergências ocorridas no ar. Todavia, sua capacidade de energia é limitada em altitudes elevadas, devido à baixa densidade do ar [7]. A UPA pode ser conectada a uma bomba hidráulica que fornece energia de reserva no caso de falha do sistema hidráulico principal. No MEA, a UPA possui um novo projeto [8] – [12], pois a partida dos motores da aeronave passou a ser elétrica, eliminando a função pneumática e hidráulica desta.

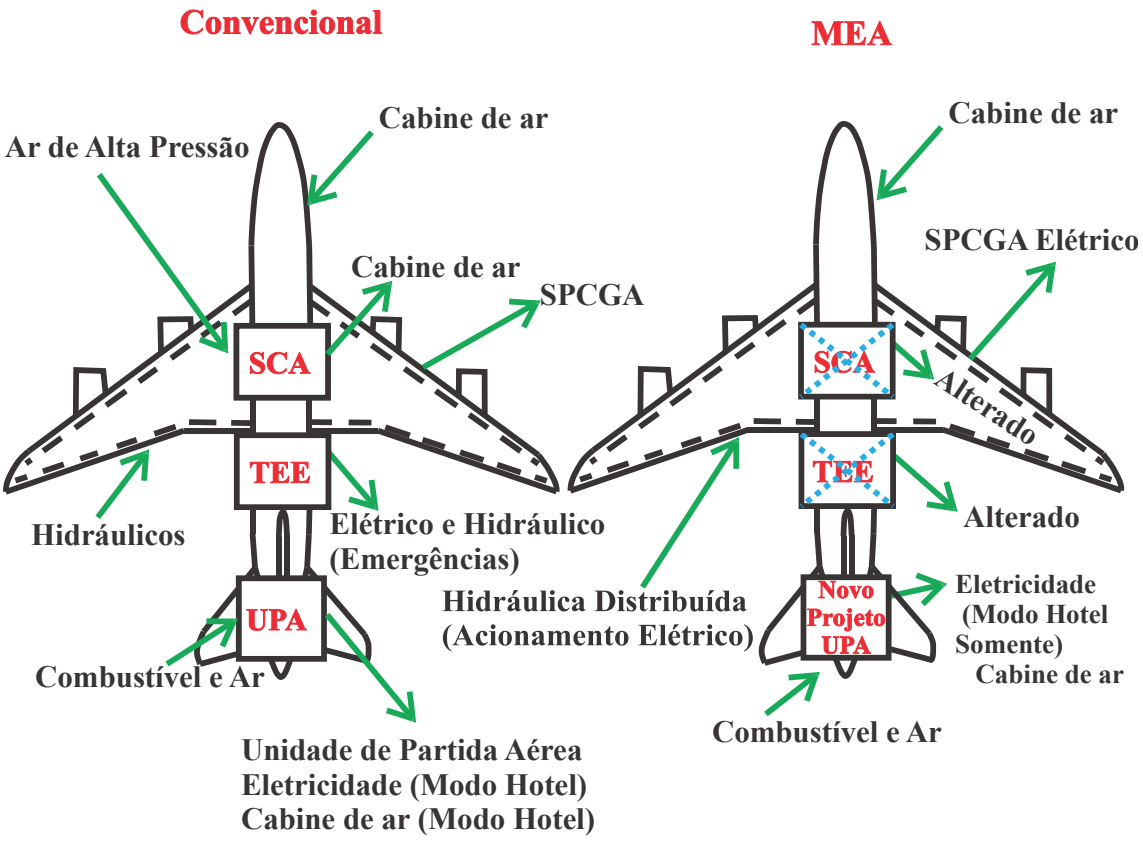
O SCA é um sistema usado para proporcionar conforto aos passageiros, controlando a temperatura e a pressão do ar [7]. Para isso, nas aeronaves convencionais, ele utiliza a sangria de ar (*bleed air*) do motor. Entretanto, no MEA foi eliminado. Isso pode ser observado no Boeing B787, que emprega um conjunto de compressores, ventiladores, trocadores de calor, válvulas e tubos usando energia elétrica, eliminando o sistema pneumático e os dutos de ar do motor [7].

A TEE se trata de uma pequena turbina eólica [7] e é uma parte extremamente importante no sistema de emergência da aeronave [13]. Ela é acoplada ao gerador elétrico da aeronave, convertendo a energia eólica em energia elétrica [13]. É implantada automaticamente em casos de falha de motor duplo, baixa pressão em todos os sistemas hidráulicos, perda de energia elétrica para instrumentos de voo, falha do motor na decolagem/pouso.

Pode-se ter uma melhor compreensão das mudanças entre uma aeronave convencional e outra com a tecnologia MEA na figura 1.1. Observa-se que nas aeronaves convencionais, há o SCA, que funciona com ar em alta pressão; o SPCGA pneumático, a UPA e a TEE. Enquanto que, em uma aeronave no MEA,

o SPCGA passou a ser elétrico, a UPA teve um novo projeto e tanto o SCA quanto a TEE foram alterados.

Figura 1.1 – Comparação entre aeronave convencional e MEA.



Fonte: Adaptado de [7].

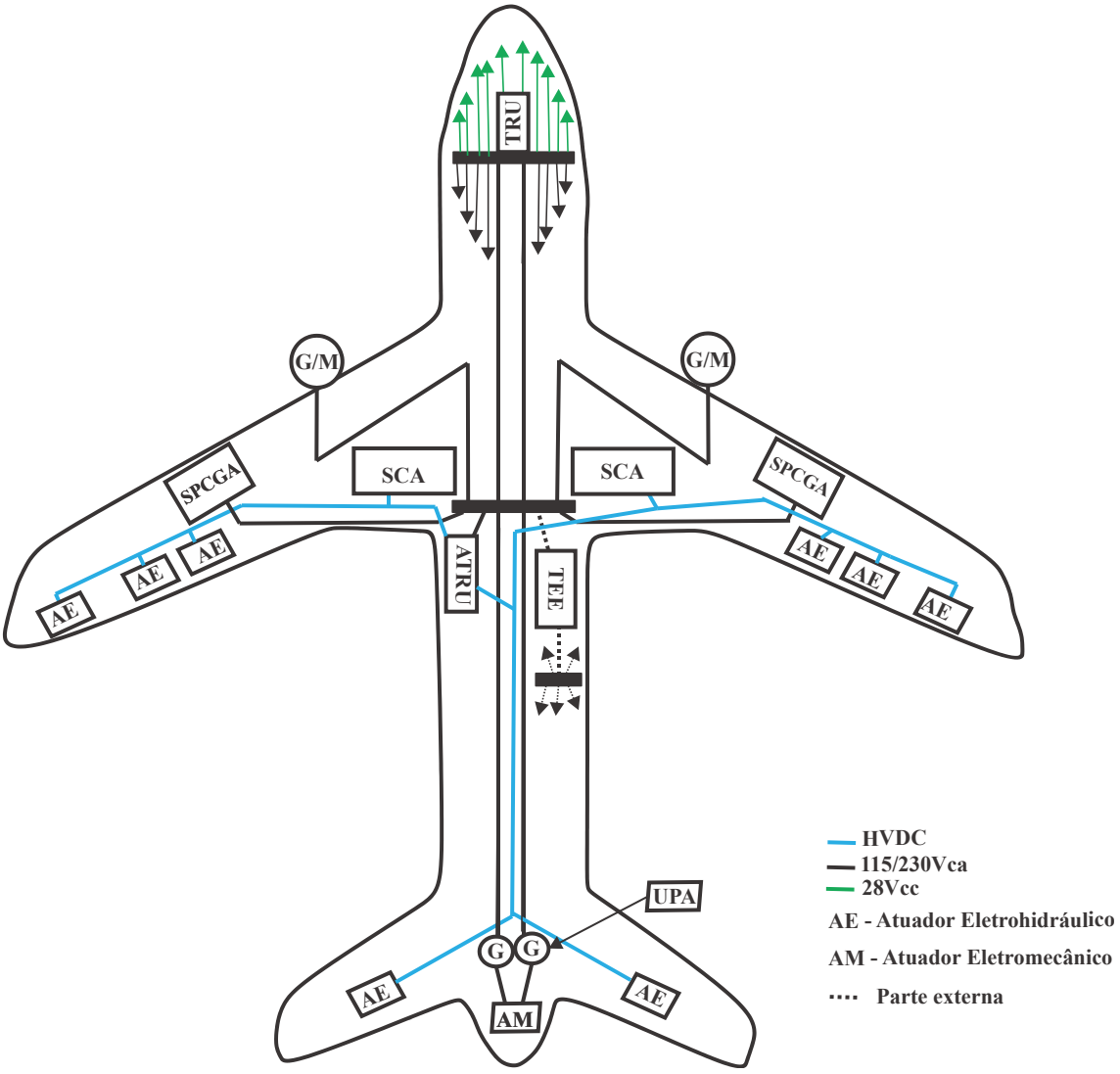
A maior eletrificação das aeronaves possibilita o desenvolvimento de aeronaves mais eficientes e ecológicas [5]. Contudo, é necessário avançar em várias áreas como baterias, materiais a serem utilizados na fuselagem e asa, acionamentos elétricos de alta eficiência, fontes de energia de alta densidade de potência, interligação das fontes, assim como das cargas, do SPCGA, do SCA, dos flaps de controle, sistemas aviônicos e muitos outros [14].

A rede elétrica das aeronaves deve evoluir em termos de geração, distribuição e conversão de energia. Nesse sentido, é importante considerar o nível de tensão e a frequência, uma vez que estão diretamente ligados ao sistema de energia e ao peso geral da aeronave.

Então, um dos pontos importantes no desenvolvimento da tecnologia MEA é a conversão de energia, que será a contribuição desta tese, ou seja, a

construção de um ATRU de alta densidade de potência, eficiência e fator de potência. Esta estrutura pode ser empregada na aeronave para alimentar cargas e atuadores eletro hidráulicos, conforme observado no esquema elétrico do MEA, na figura 1.2. Nesta figura tem-se a tensão no barramento principal de 115/230Vca e o ATRU converte esta tensão em um barramento HVDC que, no caso desta tese é de 540Vcc.

Figura 1.2 – Esquema elétrico do MEA.



Fonte: Adaptado de [14].

1.3. Motivação, Objetivos e Metodologia

A indústria aeronáutica preocupa-se, consideravelmente, com as interferências eletromagnéticas (EMI) nos equipamentos e redução de peso e volume das aeronaves. Estes são os principais motivos de se adotar barramentos com frequências de 400Hz e 800Hz.

Buscando trabalhar com um transformador voltado para a tecnologia MEA, há o propósito de contribuir com o processo de eletrificação das aeronaves, projetando e desenvolvendo uma estrutura de volume e peso reduzidos, a fim de analisá-la em relação aos padrões da aviação e compará-la a outras estruturas existentes na literatura.

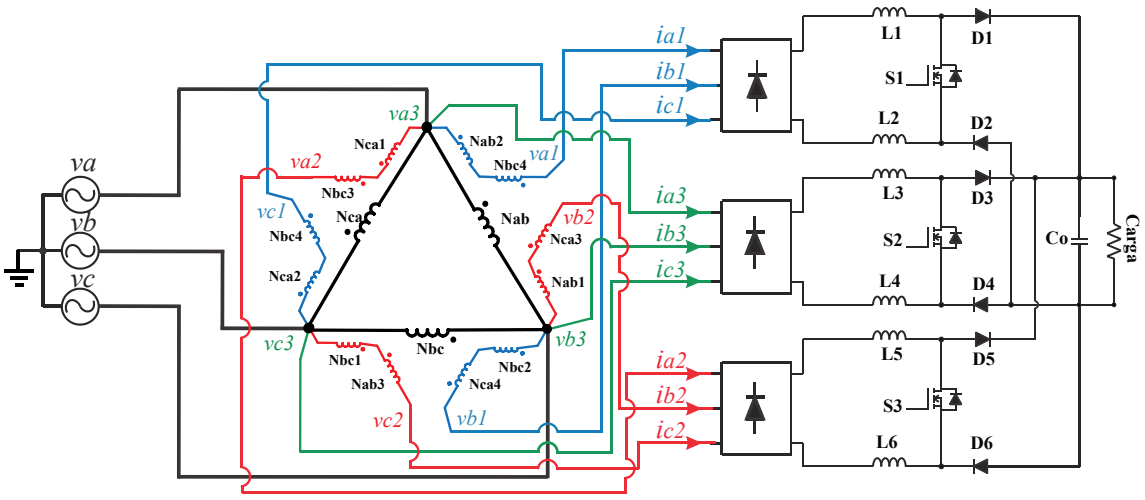
Neste sentido, o objetivo geral deste trabalho baseia-se no estudo, análise e projeto de um retificador de 18 pulsos com autotransformador e conversores Boost utilizando imposição trapezoidal para aplicações envolvendo MEA. Esta estrutura opera com uma estratégia de controle que possibilita atender às restrições do conteúdo harmônico das correntes de entrada impostas pela norma DO-160F, possui um barramento CC regulado, uma baixa taxa kVA, alto fator de potência. Seu diagrama é mostrado na figura 1.3.

Para atingir o objetivo deste trabalho, foi necessário:

- Fazer uma pesquisa bibliográfica relacionada à tecnologia MEA, a fim de compreender as principais mudanças nas aeronaves;
- Fazer uma pesquisa a respeito das normas da aviação;
- Fazer uma pesquisa bibliográfica relacionada com autotransformadores multipulsos aplicados em MEA;
- Buscar técnicas de modulação por histerese e utilização de PLL-SOGI (*Phase Locked Loop-Second Order Generalized Integrator)*;
- Realizar simulações da topologia proposta utilizando o software *Psim®*;
- Obter resultados experimentais, a fim de comparar com outras estruturas;
- Projetar o retificador;
- Analisar a melhor modelagem para os conversores Boost;
- Projetar os compensadores a serem utilizados;

- Dimensionar os componentes magnéticos;
- Montar o protótipo;
- Obter resultados práticos, a fim de comparar com os resultados computacionais;
- Redação de artigos técnicos a serem submetidos em conferências e em periódicos com os resultados obtidos;
- Registro de programa de computador do código fonte empregado no DSP (*Digital Signal Processor*);
- Redação do relatório de qualificação e da Tese expondo os resultados encontrado.

Figura 1.3 – Diagrama do retificador de 18 pulsos.



1.4. Estrutura da Tese

O capítulo 2 é destinado ao estado da arte, explicitando o sistema elétrico no MEA, suas normas e um levantamento de algumas topologias de ATRUs (*Autotransformer Rectifier Units*) desenvolvidas, a fim de comparar com a estrutura proposta.

No capítulo 3, encontram-se os dados detalhados do projeto da estrutura desenvolvida, ou seja, do ATRU18PDDS+Boost.

O capítulo 4 detalha a estratégia de controle usada e o projeto dos compensadores analisando o método de espaço de estados médio.

No capítulo 5, são expostos os resultados computacionais e experimentais da topologia.

Por fim, o capítulo 6 apresenta as conclusões relativas à esta pesquisa e os possíveis desdobramentos através dos trabalhos futuros. Ainda menciona os trabalhos realizados durante o desenvolvimento do doutorado.

Capítulo 2 – Estado da Arte

2.1. Considerações Iniciais

No capítulo anterior, a presente tese foi apresentada dentro do contexto MEA.

Essa tecnologia MEA é universalmente reconhecida como solução primordial na otimização do desempenho da aeronave, melhoria da eficiência na conversão de energia, redução da emissão de gases, aumento da confiabilidade durante o voo e minimização dos custos com operação e manutenção [6]. Para se entender melhor esta tecnologia, é preciso conhecer o sistema elétrico e seus componentes, as exigências das normas da aviação, os valores de tensão e frequência adotados para todos os barramentos. Dessa forma, este capítulo abordará estes dados, bem como, exibirá um levamento de topologias, existentes na literatura relacionadas ao MEA, a fim de salientar as vantagens da estrutura aqui proposta. À visto disso, este capítulo se inicia com o sistema elétrico.

2.2. Sistema Elétrico de Potência no MEA

O sistema elétrico de potência das aeronaves no MEA é constituído por elementos como conversores de eletrônica de potência, máquinas elétricas, unidades de energia eletroquímica, disjuntores, cabos, diferentes cargas, entre outros. Eles se encontram conectados a barramentos CA (Corrente Alternada) e CC (Corrente Contínua) apropriados [6].

O SEP é uma microrrede híbrida, isolada e integrada a bordo, possuindo, dessa forma, barramentos CA e CC, diferindo das microrredes terrestres principalmente nos seguintes pontos [6]:

- Necessidade de alto nível de confiabilidade e segurança;
- As cargas conectadas são mais previsíveis;
- A prioridade da carga altera em uma missão;
- O sistema de energia da aeronave permite uma melhor reconfiguração.

O SEP no MEA é mais complexo do que o das aeronaves convencionais [14] e deve estar em conformidade com as principais normas da aviação: MIL-STD-704F [16], ISO1540 [17] e o RTCA DO-160G [18].

A norma MIL-STD-704F [6], [16] define a tensão nos barramentos CA e CC, como visto na tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Tensão nos barramentos CA e CC

Tensão CC	540Vcc (±270Vcc)
	270Vcc (±135Vcc)
	28Vcc
Tensão CA	230/115Vca/ 360-800Hz
	230Vca/400Hz
	115Vca/400Hz

Fonte: Adaptado de [16].

A norma ISO1540 [17] especifica as características da energia elétrica aos terminais dos equipamentos elétricos instalados em uma aeronave, como na tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Tensão nos terminais dos equipamentos elétricos

Tensão	**Valor**	**Local**
Nominal CC	14Vcc	
	28Vcc	-
	42Vcc	
Nominal CA-	26ca (400Hz)	Monofásicos
Tensão CA rms	115/200Vca (400Hz)	Monofásicos e trifásicos
	115/200Vca (360-400Hz)	Monofásicos e trifásicos

Fonte: Adaptado de [18].

A norma RTCA/DO-160F [18], [19], [20] mantém limites estritos na distorção harmônica de corrente de acordo com a Tabela 2.3.

Esse sistema elétrico de potência possui arquiteturas de acordo com a geração e a distribuição de energia [21].

Na geração, o sistema é classificado de acordo com a velocidade do eixo do gerador e pode ser dividido em VCFC (Velocidade Constante/Frequência Constante) e VVFV (Velocidade Variável/Frequência Variável). No primeiro caso, o gerador CA, síncrono ou de indução [22], é conectado ao motor principal

através de um acionamento mecânico, mantendo a velocidade mecânica constante e, consequentemente, a frequência no barramento da aeronave também permanece constante [21]. Normalmente, é utilizado nas aeronaves convencionais [23].

Tabela 2.3 - Limites harmônicos de corrente para equipamentos elétricos trifásicos balanceados

Ordem Harmônica	Limites
3º, 5º, 7º	$I_3 = I_5 = I_7 = 2$
Harmônicos triplos ímpares (h = 9,15, 21, ..., 39)	$I_h = 10/h$
11º	$I_{11} = 10$
13º	$I_{13} = 8$
Harmônicos não triplos ímpares 17, 19	$I_{17} = I_{19} = 4$
Harmônicos não triplos ímpares 23, 25	$I_{23} = I_{25} = 3$
Harmônicos não triplos ímpares 29, 31, 35, 37	$I_h = 3/h$
Harmônicos pares 2 e 4	$I_h = 1/h$
Harmônicos pares maiores que 4 (h = 6, 8, 10, ..., 40)	$I_h = 0,25$

Fonte: Adaptado de [11].

No sistema de geração de VVFV, não existe nada entre o gerador e o motor principal. A frequência do barramento muda de acordo com a rotação do motor, variando de 360Hz a 800Hz [21]. A tensão de saída do gerador é convertida em tensão CA ou CC, de frequência constate, imediatamente após o gerador ou em um local próximo às cargas elétricas. Possui uma maior confiabilidade, menores custos, permitindo uma otimização na distribuição do peso da aeronave [21].

No que tange à distribuição de energia nas aeronaves, o SEP é classificado de acordo com a frequência da tensão de saída do gerador, Ele pode ser um: sistema de distribuição de tensão com frequência constante, de distribuição de tensão com frequência variável ou de distribuição com tensão CC [21].

O sistema de distribuição de energia CA, de frequência constante, pode ser fornecido de duas maneiras: na saída da geração da VCFC ou na saída da geração de VVFV, utilizando um conversor de frequência CA/CA, que converte a frequência variável do VVFV em uma frequência constante. Esse sistema de distribuição possui a desvantagem que o conversor deve processar toda a potência gerada, ter potência nominal total e alta confiabilidade, a fim de atingir o nível de segurança exigido para as aeronaves [21].

No sistema de distribuição da tensão CA, de frequência variável, o barramento CA de 230/115Vca, 400Hz distribui energia para cargas CA, como bombas de combustível e óleo [24]. E para cargas CC, como sistemas aviônicos e atuadores, um barramento de 28Vcc é obtido utilizando retificadores de potência. Ele possui um grande número de conversores eletrônicos de potência, possibilitando o projeto de um sistema redundante, possuindo, dessa forma, uma maior confiabilidade e evitando falhas [21].

O sistema de distribuição da tensão CC é gerado por retificadores CA/CC que convertem a tensão de frequência variável da saída do gerador em um barramento de alta tensão CC. É chamada de distribuição HVDV (*High Voltage Direct Current*) na indústria aeronáutica [21]. Este tipo de distribuição possui um número menor de conversores e peso [24]. Esse sistema, emprega retificadores para obter um barramento de 135Vcc, 270Vcc ou 540Vcc a partir do barramento de 115/230Vca, 360-800Hz [24]. Entre estes, o sistema de 270Vcc está sendo popularmente adotado [25], porém o sistema de 540Vcc, ainda está em pesquisa e desenvolvimento [24] e é o sistema utilizado neste trabalho.

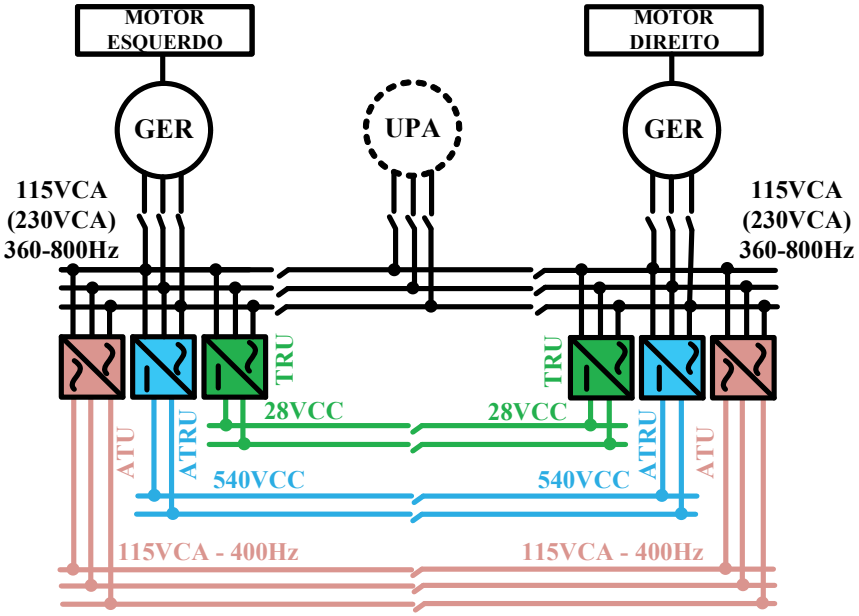
O nível de tensão de 540Vcc surgiu como uma consequência do uso da tensão diferencial fornecida por dois barramentos de ±270Vcc com a referência comum no solo [26]. Ele possui menor peso do sistema, maior capacidade de alimentação, alta confiabilidade e detecção simples de falhas [25].

Então, o SEP na tecnologia MEA possui diferentes estágios de conversão de energia, dependendo do tipo de geração e distribuição. Todavia, ele possui o barramento principal de 115Vca fase com frequência variável de 360-800Hz [12], dois geradores CA síncronos [22], cada um acoplado a um motor, e ainda, outro gerador de potência auxiliar conhecido por UPA. Nesse sentido, um exemplo do sistema elétrico com distribuição HVDC pode ser visto na figura 2.1, assim como uma comparação da rede elétrica entre aeronaves civis convencionais, militares e no MEA na tabela 2.4.

Como já mencionado e pode ser observado na figura 2.1, o SEP necessita de alguns conversores CA/CC, tais como a unidade de transformador automático (ATU), ATRU e unidade retificadora de transformador (TRU) [6]. O ATU é um conversor que transmuta o barramento principal de 115Vca de frequência variável para um barramento de 115Vca com frequência fixa [21], [24]. O ATRU é um conversor CA/CC não isolado galvanicamente e transforma o barramento

CA principal em um barramento HVDC de 540Vcc. O TRU é utilizado quando se necessita de isolação galvânica ou precisa de uma grande relação de transformação de tensão (115/230Vca - 28Vcc) [27].

Figura 2.1 – Exemplo de sistema elétrico nas aeronaves



Fonte: Adaptado de [6].

O SEP das aeronaves convencionais, civis, militares e as que incorporam a tecnologia MEA diferem no que diz respeito aos conversores e os barramentos utilizados, como se pode observar na Tabela 2.4.

Em aeronaves convencionais como o A320, os geradores fornecem um barramento de 115Vca com frequência constante de 400Hz e uma energia total de 180 kVA. Utilizam conversores CA/CC para transferir parte dessa energia para o barramento de 28Vcc [4].

A *Airbus* substituiu os atuadores mecânicos acionados hidraulicamente por atuadores eletromecânicos e eletro-hidrostáticos [11], [28], aumentando a eletrificação. À vista disso, houve um aumento nas cargas elétricas CC e na sua geração de energia para 600 kVA. Isso acrescentou um barramento HVDC de ±135Vcc, a fim de diminuir a corrente e, consequentemente, o peso e volume dos cabos [4], que possuem tensões mais altas. Para alimentar estes barramentos utilizam-se mais conversores CC/CA e CC/CC. Isto pode ser visto no *Airbus* A380.

Tabela 2.4 – Comparação da rede elétrica das aeronaves

Tipo de aeronave	**Civil Convencional**	**Militar**	**MEA**	
Exemplo de aeronave	Airbus A320	F-35	Airbus A380	Boeing 787
Potência Gerada	2 x 90 kVA	2 x 80 kVA	4 x 150 kVA	4 x 250 kVA
Barramento CA	115V/400 Hz	115V/400Hz	115V/400Hz e 115V/360-800Hz	115V/400Hz e 230V/360-800Hz
Barramento HVDC	-	270V	± 135V	± 270V
Barramento LVDC	28V	28V	28V	28V
Conversores	CA/CC	CA/CC CC/CA CC/CC	CA/CC CC/CA CC/CC	

Fonte: Adaptado de [4].

A *Boeing* desenvolveu uma arquitetura sem vazamentos (*no-bleed*) [14], [29], adotando a energia elétrica para o SCA e o SPCGA [30] e a partida do motor passou a ser controlada por conversores CC/CA. Isso pode ser observado no *Boeing* 787 que teve o inversor de velocidade constante removido. Sua geração de energia passou a ser de 1000 kVA, aumentando os níveis de tensão no barramento CA para 230Vca, com frequência variável (360-800Hz) e no barramento CC para ±270Vcc [4]. Ele ainda teve o barramento CA de 115Vca com frequência fixa mantido.

As aeronaves militares como o F-35, "*Lockheed Martim"*, possuem um barramento CA de 115Vca com frequência fixa de 400Hz, a geração de energia é de 160 kVA, barramento HVDC de 270Vcc, com utilização de conversores CA/CC, CC/CA e CC/CC para alimentar os barramentos.

Como observado na Tabela 2.4, tanto a aeronave militar F-35, quanto as aeronaves desenvolvidas com a tecnologia MEA empregam o nível de tensão HVDC. Isso traz a vantagem de redução de peso da estrutura, do motor e do consumo de combustível, aumentando o desempenho da aeronave, pois tensões mais altas significam pesos de cabos mais baixos [31], uma vez que a corrente é menor [4]. Neste sentido, há uma tendência de aumentar os níveis de tensão CC para 540Vcc (±270Vcc), uma vez que são considerados o padrão na moderna tecnologia de aviação [32] ou ainda para níveis de tensão CC ainda

mais altos [33]. Essas mudanças colaboram para a redução das perdas de eletricidade, visto que um alto nível de tensão e a capacidade de usar a rede CC eliminam o consumo de energia reativa [34].

Como já mencionado sobre o SEP de uma aeronave no MEA, os diferentes barramentos são derivados do barramento principal usando ATRU, TRU e ATU. O ATRU é a solução preferida na conversão CA/CC quando não há necessidade de isolação [4], [35]. Ele foi aplicado no Airbus A380 e no Boeing 787 [4]. E, por conseguinte, será abordado neste trabalho.

2.3. Unidade Retificadora de Autransformador – ATRU

O ATRU é um tipo de retificador multipulso usado para converter alta tensão CA em alta tensão CC, quando não há isolamento galvânico [36]. Ele necessita de elementos tais como os transformadores de interfase (IPT – *Inter-Phase Transformer*) [37] ou reatores de interfase (IPR – *Inter-Phase Reactor*) [38] para garantir o processamento de potência correto entre as pontes retificadoras, quando conectadas em paralelo. E no caso da tecnologia MEA, converte 115Vca do barramento primário (ou 230Vca) em um barramento HVDC de ±135Vcc ou ±270Vcc e 540Vcc [32], [34], [36], [39], [40]. Isso reduz o tamanho, peso e custo dos componentes magnéticos [4] e, consequentemente aumenta a eficiência. Seu núcleo é reduzido, assim sendo, sua taxa kVA também [20]. Isso ocorre porque os enrolamentos do primário e secundário são interconectados de forma que seu núcleo e os enrolamentos processem apenas uma fração da potência total requerida na carga [27].

A configuração do ATRU é primordial e pode afetar o desempenho do retificador, impactando no seu peso e tamanho.

Possui alta confiabilidade, estrutura simples, baixa corrente harmônica [41]. Tornou-se uma das soluções mais atrativas da indústria aeroespacial devido à sua baixa taxa kVA, quando este é comparado aos TRUs [42], que impacta no seu peso e volume.

Várias topologias de ATRUs foram propostas e analisadas nesta última década, a fim de melhorar a qualidade de energia. Elas podem ser caracterizadas em tipos de 12, 18, 20, 24, 36, 48 pulsos, etc [40]. Nesse sentido,

acredita-se que quanto maior o número de pulsos, mais senoidal é a forma de onda da corrente e menor é a taxa de distorção harmônica [43], [44].

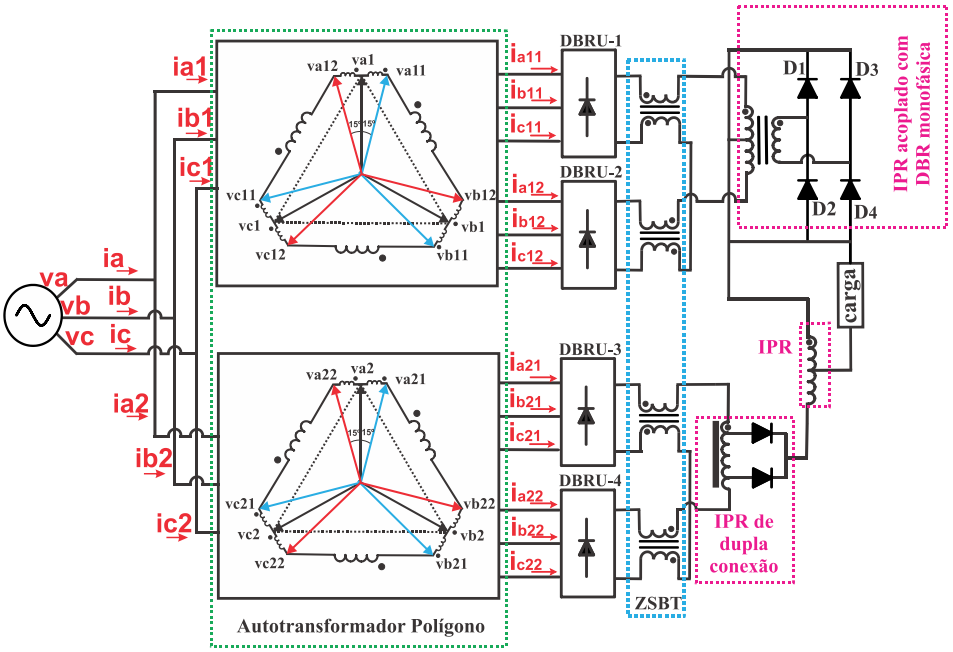
Algumas topologias de ATRUs vinculadas à tecnologia MEA, propostas na literatura, serão expostas.

2.3.1. Estruturas alusivas à MEA com maior número de pulsos

2.3.1.1. Retificador de 48 Pulsos

Em [45] é exibido um retificador de 48 pulsos para aplicações em aviação. Conforme pode ser visto na figura 2.2, é formado por dois retificadores de 24 pulsos polígono conectados em paralelo. Este retificador possui um transformador de bloqueio da sequência zero (ZSBT – *Zero Sequence Blocking Transformer*), a fim de evitar as componentes de sequência zero, assegurando que as pontes retificadoras operem de forma independente. Ele possui, ainda, um IPR acoplado e outro com derivação para garantir a operação independente de cada unidade. Contudo, isso eleva sua taxa kVA de 21,92% para 31,575%. Sua taxa de distorção harmônica de corrente (THDi – Total Harmonic Distortion) é de 3,13%.e a complexidade de projeto do ATRU é alta.

Figura 2.2 – Retificador de 48 pulsos

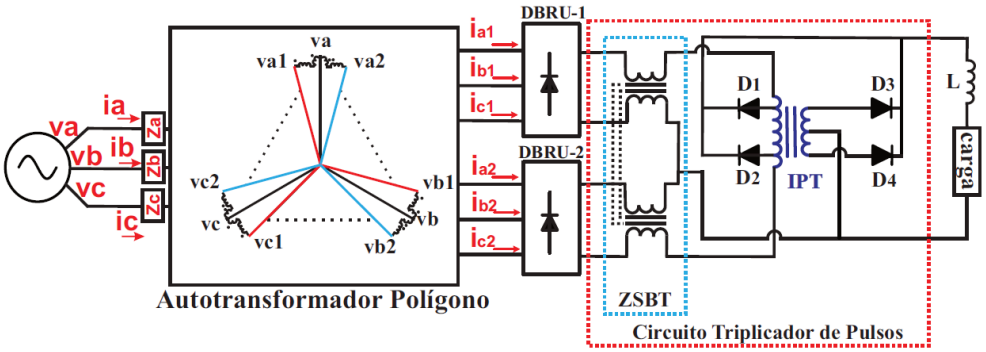


Fonte: Adaptado de [45].

2.3.1.2. Retificador de 36 Pulsos

Um retificador de 36 pulsos foi exibido em [46], como pode ser visto na figura 2.3. Ele é formado por um ATRU polígono de 12 pulsos e um CTP (Circuito Triplicador de Pulsos), que possui um ZSBT para garantir a operação independente das tensões de saída do autotransformador e, ainda, IPT para promover o funcionamento independente das pontes retificadoras, absorvendo as diferenças instantâneas de tensão entre as pontes retificadoras e redução passiva dos harmônicos. Essa estrutura possui uma taxa kVA de 24,16%, sendo que só o autotransformador possui uma taxa kVA de 18,04%, o restante é relativo aos ZSBT e IPTs com porcentagem de 4,55% e 1,57%, respectivamente. Entretanto, a utilização desses elemento agrega peso e volume à estrutura e a complexidade de projeto é alta.

Figura 2.3 – Retificador de 36 pulsos

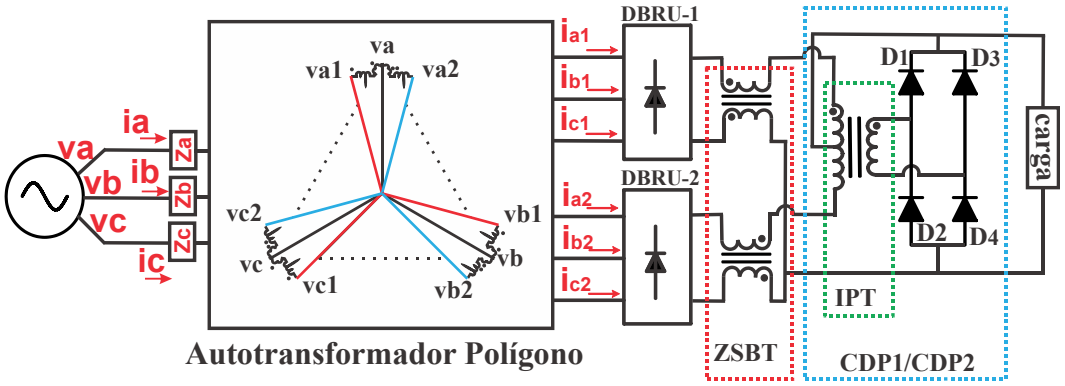


Fonte: Adaptado de [46].

2.3.1.3. Retificador de 24 Pulsos

Dois retificadores de 24 pulsos são apresentados em [47], como exposto na figura 2.4. Consistem no emprego de um autotransformador de 12 pulsos polígono e dois CDPs (Circuitos de Duplicação de Pulsos) no barramento CC, ambos utilizando IPTs. O primeiro utiliza o CDP1 baseado em um IPT com enrolamento elevador no secundário. O segundo, em um IPT com enrolamento abaixador no secundário. A THDi, taxa kVA e eficiência destas estruturas são respectivamente 3,67%, 28,9% e 97,82% para o CDP1 e 1,45%, 29,38% e 97,32% para o CDP2. Ambas as estruturas utilizam o ZSBT e IPTs, que elevam a taxa kVA da topologia e, consequentemente o peso da estrutura.

Figura 2.4 – Retificador de 24 pulsos

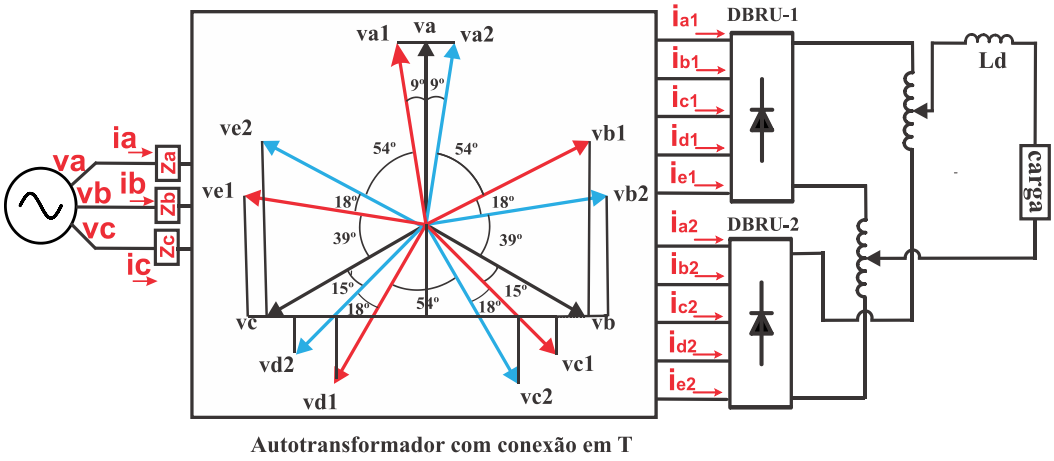


Fonte: Adaptado de [47].

2.3.1.4. Retificador de 20 Pulsos

Em [48] é exibido um ATRU de 20 pulsos com conexão em T, como pode ser visto na figura 2.5, com o objetivo de economia de espaço, tamanho, volume e custo. Esta configuração apresenta uma baixa THDi de 3,71% e fator de potência de 0,995. Sua kVA é de 44,48%. Utiliza filtros para reduzir os harmônicos, elevando o peso e volume da estrutura.

Figura 2.5 – Retificador de 20 pulsos

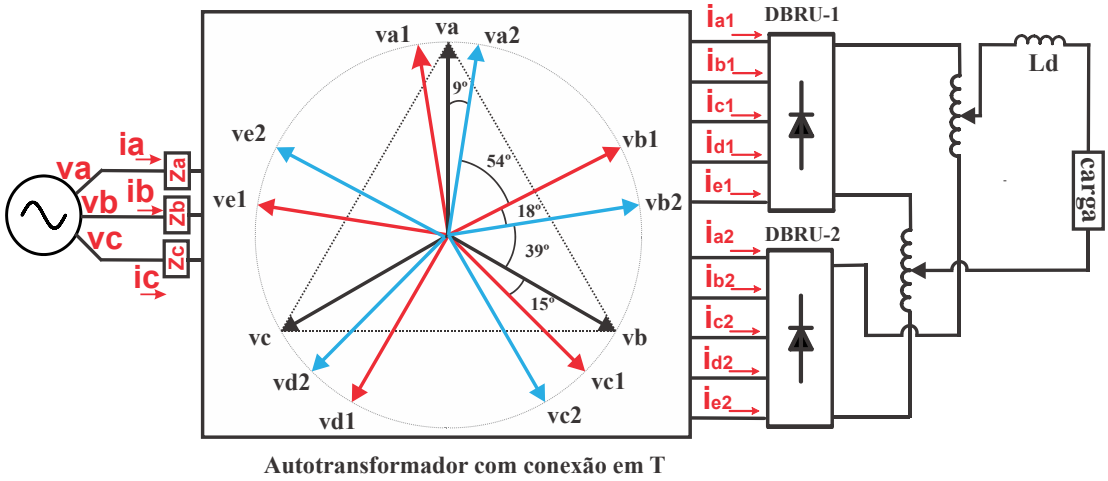


Fonte: Adaptado de [48].

2.3.1.5. Retificador de 20 Pulsos ABP

Dois retificadores de 20 pulsos são propostos por [49]. Eles são baseados em um ABP (Autotransformador de Baixa Potência) de 10 pulsos. O primeiro é apresentado na figura 2.6. Possui uma taxa kVA, THDi e eficiência de 29,69%, 4,75% e 98,5% respectivamente. Porém seu projeto é muito complexo.

Figura 2.6 – Retificador de 20 pulsos ABP



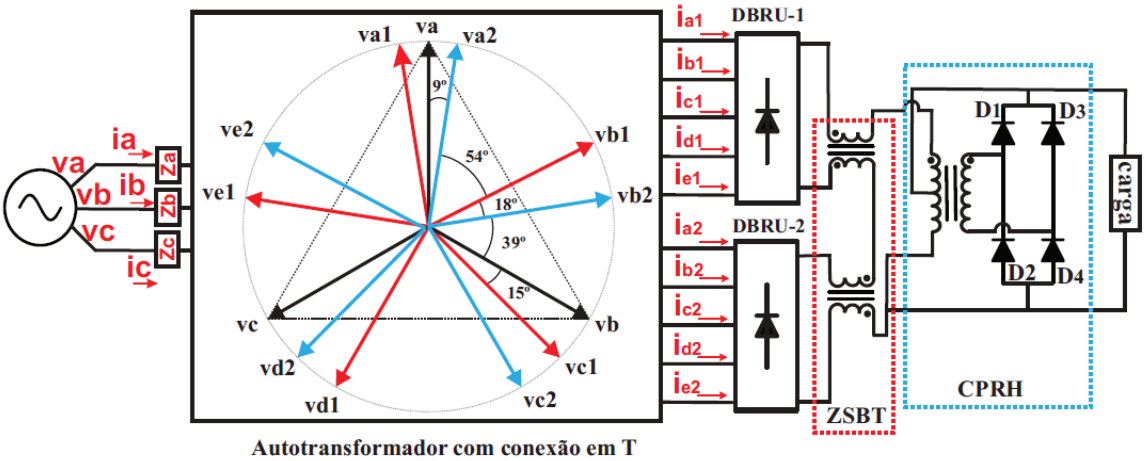
Autotransformador com conexão em T

Fonte: Adaptado de [49]

2.3.1.6. Retificador de 20 Pulsos ABP com CPRH

Já o segundo retificador, exibido na figura 2.7, utiliza um CPRH (Circuito Passivo de Redução Harmônica), a fim de aumentar o número de pulsos e reduzir alguns harmônicos, sem aumentar o custo e a complexidade, uma vez que ele este circuito já possui um filtro. Neste CPRH, é implantado um CTI (Circuito de Transformador Interfásico) para eliminar as diferenças de tensão entre as pontes retificadoras, possibilitando a operação independente das pontes retificadoras. Contudo, sua complexidade de projeto permanece alta e, esse CTI aumenta o peso do retificador, elevando sua taxa kVA para 30,8%. A THDi e a eficiência deste é 2,67% e 98,46%.

Figura 2.7 – Retificador de 20 pulsos ABP com CPRH



Autotransformador com conexão em T

Fonte: Adaptado de [49].

2.3.2. Estruturas de 18 Pulsos

Como observado, diversos trabalhos foram desenvolvidos, buscando alcançar uma grande melhoria na qualidade de energia, com alta eficiência, peso e volume reduzidos, baixa THD de corrente e tensão, mesmo com frequência variável. Nesse sentido, um levantamento de 47 publicações foi apresentado em [50], a fim de orientar a seleção de um ATRU para a utilização em MEA. Foi demonstrado que um aumento no número de pulsos, eleva o custo, a complexidade do retificador multipulso e a taxa kVA das estruturas (ATRU, ZSBT, IPT). Entretanto, os principais problemas relacionados à qualidade de energia não são alterados significativamente.

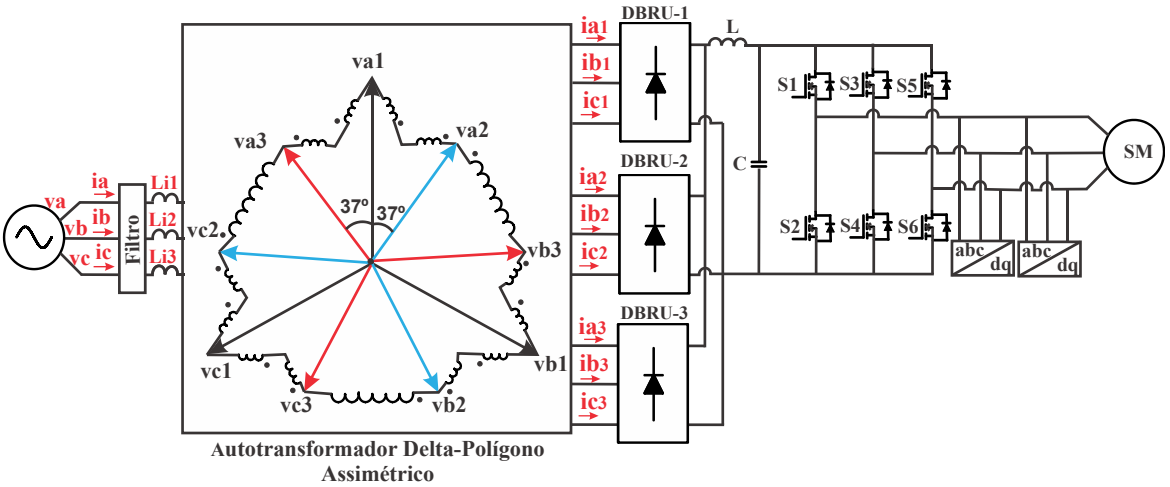
Em vista do que foi mencionado, os ATRUs de 18 pulsos mostraram ser a opção preferível. Isso se deve ao fato de ter uma qualidade de energia mais alta do que os ATRUs de 12 pulsos [44] e menor complexidade e, consequentemente menos dispositivos que os ATRUs de 20, 24, 36, 48 pulsos ou outros tipos de pulsos mais altos [42].

Os ATRUs de 18 pulsos podem ser divididos em simétricos e assimétricos, dependendo da simetria das tensões no lado secundário do transformador [42]. Para ATRUs simétricos de 18 pulsos, as tensões no lado secundário do autotransformador têm a mesma magnitude e são defasadas em ±20º entre si. Para ATRUs assimétricos, no entanto, as tensões no lado secundário são de magnitudes diferentes e o ângulo de defasagem entre elas é normalmente de ±37º. De acordo com isso, alguns ATRUs de 18 pulsos serão apresentados.

2.3.2.1. Retificador de 18 Pulsos Delta-Polígono Assimétrico

Em [50] é apresentada uma estrutura com um autotransformador de 18 pulsos delta-polígono assimétrico, conforme pode ser visto na figura 2.8. Ele foi comparado a outras 5 topologias em termos de taxa kVA, THDi e fator de potência. Essa estrutura possui 27,6% de taxa kVA, 6,74% de THDi e 0,995 de fator de potência. Entretanto esta estrutura possui filtros na entrada e na saída, adicionando peso ao retificador proposto.

Figura 2.8 – Retificador de 18 pulsos delta-polígono assimétrico

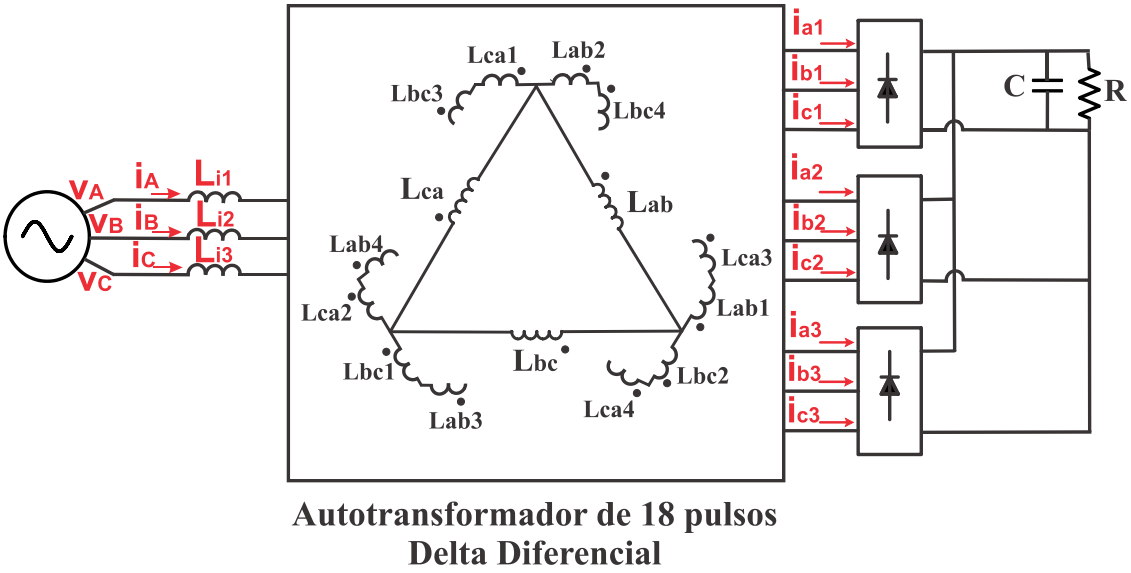


Fonte: Adaptado de [50].

2.3.2.2. Retificador de 18 Pulsos Delta Assimétrico com Filtro na Entrada

Em [51], há algumas unidades retificadoras para aplicações aeroespaciais. Dentre elas existem dois ATRUs, sendo um de 12 pulsos e outro de 18 pulsos, ambos em configuração delta. A estrutura de 18 pulsos está exibida na figura 2.9 e possui 56% de taxa kVA e 4,1% de THDi. Essa sua taxa kVA é muito alta, visto que, alguns trabalhos, ela é inferior a 30% [27], [45],[49], [50]. E ainda há um filtro L na entrada, agregando mais peso à topologia.

Figura 2.9 – Retificador de 18 pulsos delta-diferencial com filtro na entrada

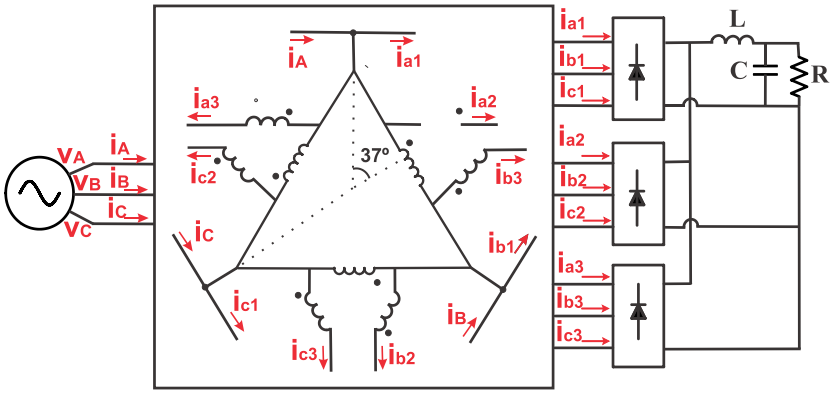


Fonte: Adaptado de [51].

2.3.2.3. Retificador de 18 Pulsos Delta Assimétrico

A teoria dos fasores dinâmicos foi empregada para modelar retificadores multipulsos em [52]. Ele exibe um ATRU de 18 pulsos delta assimétrico como o da figura 2.10. Possui uma THDi de 8,28%. Contudo, não considera as propriedades magnéticas, analisando apenas os efeitos causados pela comutação eletrônica de potência não linear.

Figura 2.10 – Retificador de 18 pulsos delta assimétrico



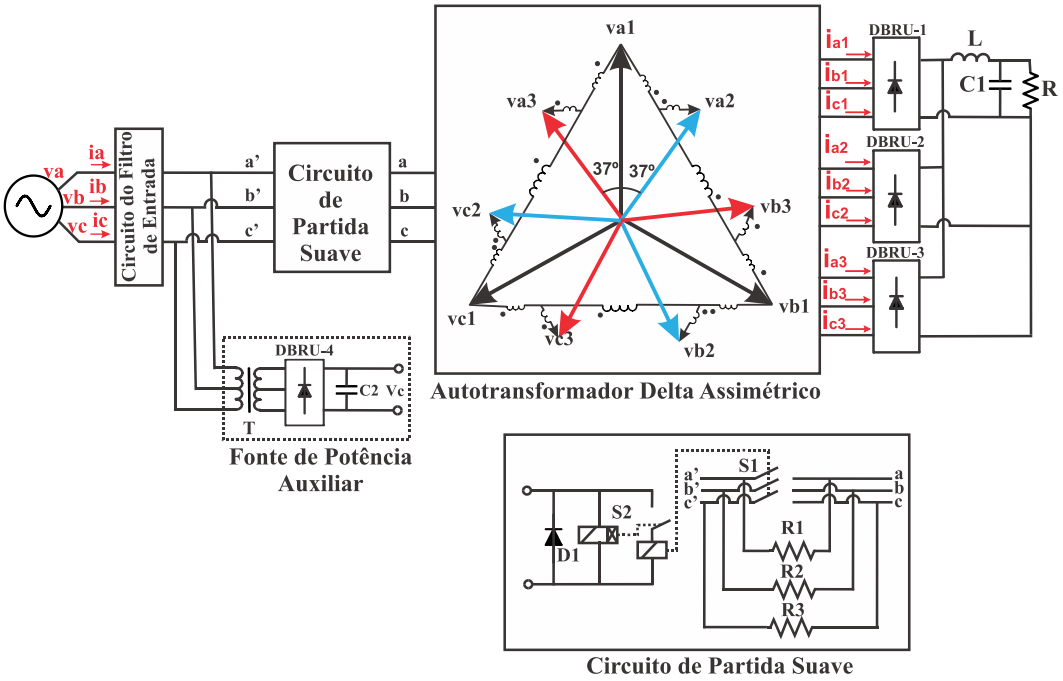
Autotransformador de 18 pulsos
Delta Assimétrico

Fonte: Adaptado de [52].

2.3.2.4. Retificador de 18 Pulsos Delta Assimétrico para Alimentação de Radar

Um ATRU de 18 pulsos delta assimétrico é exibido em [43]. Sua estrutura pode ser vista na figura 2.11. O referido trabalho foi aplicado ao sistema de alimentação de radar de uma aeronave de transporte. Utiliza um circuito de partida suave, porque existe uma grande corrente transitória devido ao transformador e ao capacitor de armazenamento de energia. Possui uma THDi, fator de potência e eficiência de 6,7%, 0,99 e 96%, respectivamente. Sua taxa kVA é de 31,5%. Ele utiliza filtro na entrada e na saída, aumentando mais ainda o volume da topologia.

Figura 2.11 – Retificador de 18 Pulsos Delta Assimétrico para Alimentação de Radar

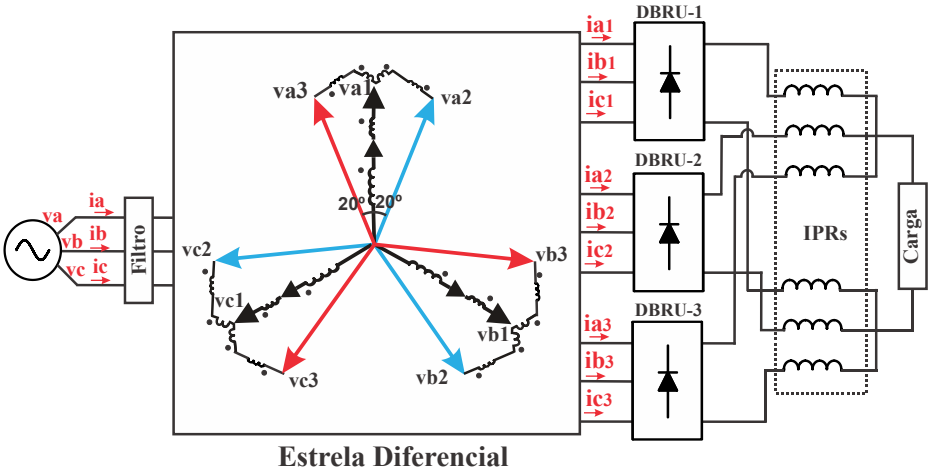


Fonte: Adaptado de [43].

2.3.2.5. Retificador de 18 Pulsos Estrela-Diferencial Simétrico

Em [53], é exposto um autotransformador com defasamento e relação de aumento variável. Trata-se de um ATRU estrela diferencial simétrico, segundo observado na figura 2.12. Ele possui uma taxa kVA de 27,8%. Sua THDi é de 6,58% e sua eficiência de 98,5%. Utiliza IPRs para absorver as diferenças transitórias das tensões de saída das pontes retificadoras, a fim de que estas possam funcionar independentemente.

Figura 2.12 – Retificador de 18 pulsos estrela-diferencial simétrico



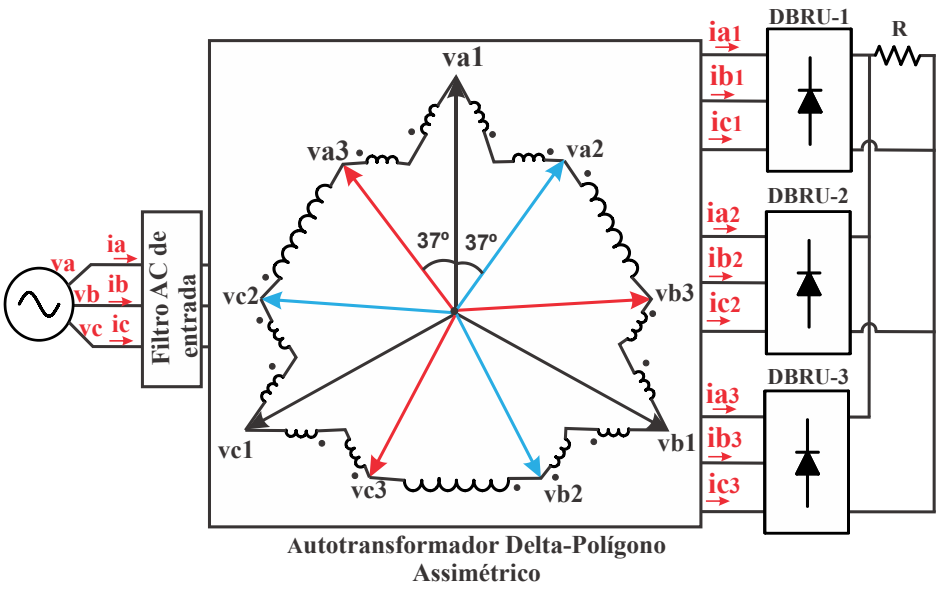
Fonte: Adaptado de [53].

2.3.2.6. Retificador de 18 Pulsos Delta-Polígono Assimétrico com Filtro

Um levantamento dos avanços e tendências relacionadas aos retificadores multipulsos foi mostrado em [27], a fim de auxiliar na seleção do retificador multipulso ideal para aplicações em aviação. Para isso, foram analisadas 124 publicações que envolveram ATRUs de 12, 18, 24, 30 e 36 pulsos. Entretanto, muitos desses ATRUs são limitados para as aplicações de aviação, pois não atendem aos requisitos declarados pela norma DO-160F.

A estrutura investigada trata-se de um ATRU de 18 pulsos delta-polígono, como pode ser observado na figura 2.13. Possui THDi de 6,74% e eficiência de 98,5%. Todavia, adiciona um filtro no lado CA para melhorar a qualidade de energia, o que aumenta o peso da topologia.

Figura 2.13 – Retificador de 18 pulsos delta-polígono assimétrico com filtro



Fonte: Adaptado de [27].

2.3.3. Estruturas utlizando conversores CC-CC

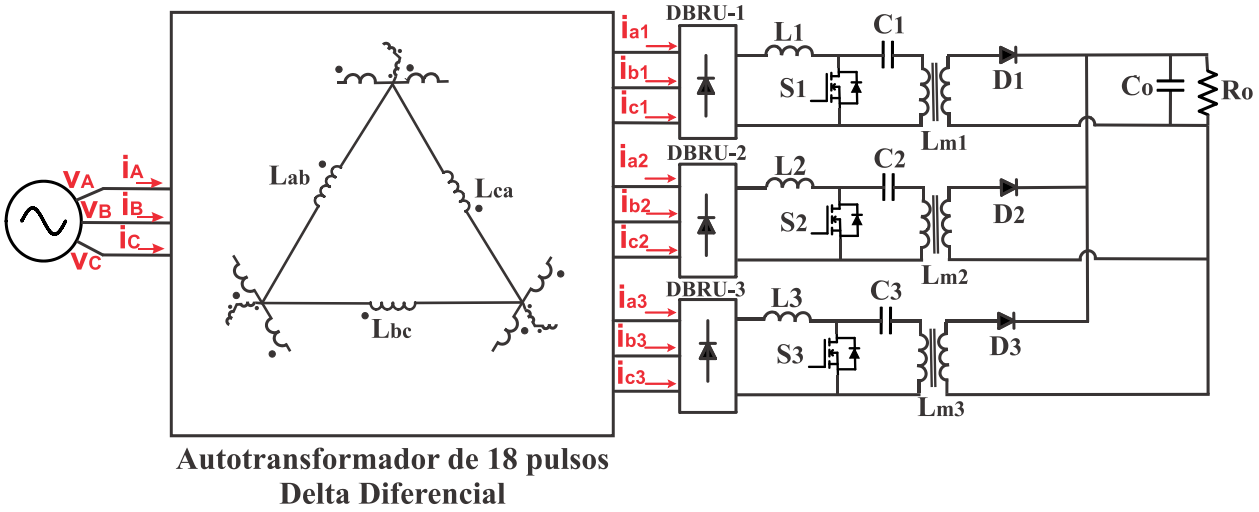
De acordo com [27], [50], o ATRU de 18 pulsos delta-polígono assimétrico é uma das melhores escolhas para aplicações em MEA, pois considera os problemas de qualidade de energia e ainda elimina a utilização tanto do ZSBT quanto dos IPTs/IPRs de acordo com sua configuração. Porém, como pode ser visto nos trabalhos de [54] e [55], o ATRU delta-diferencial simétrico de 18 e 12 pulsos e conversores SEPICs podem ser empregados em MEA. Eles possuem

o potencial melhor, pois possuem a relação de transformação unitária, levando a uma taxa kVA significativamente menor em relação aos demais.

2.3.3.1. Retificador de 18 Pulsos Delta-Diferencial Simétrico e Conversores SEPICs

O retificador de 18 pulsos, apresentado em [54], pode ser visto na figura 2.14. Ele utiliza controle PWM (*Pulse Width Modulation*) e possui uma THDi de 7,2%, mas aplica ganhos de razão cíclica diferenciados para cada conversor SEPIC para atenuar as diferenças de tensão, sendo necessário alterar estes ganhos para novas aplicações.

Figura 2.14 – Retificador de 18 pulsos delta-diferencial simétrico e conversores SEPICs

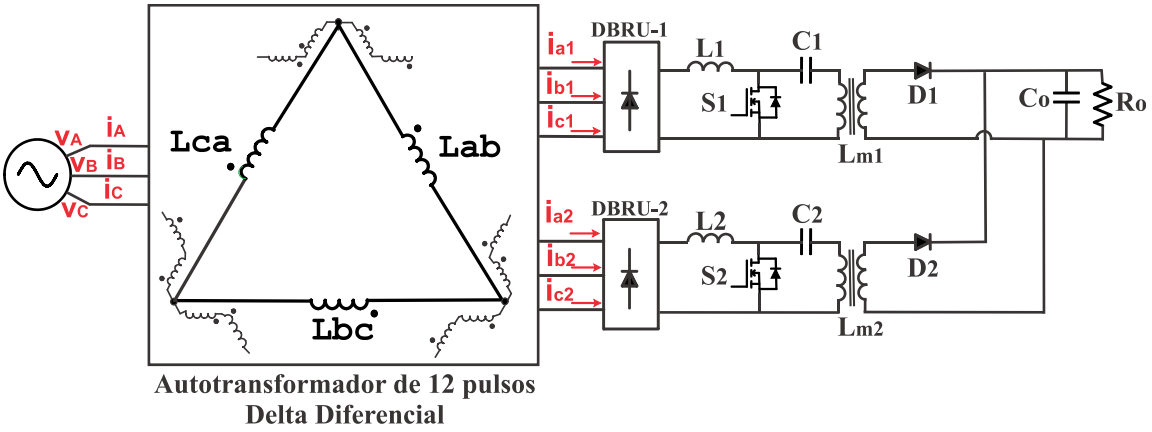


Fonte: Adaptado de [54].

2.3.3.2. Retificador de 12 Pulsos Delta-Diferencial Simétrico e Conversores SEPICs

Já em [55], pode-se observar o retificador de 12 pulsos, conforme a figura 2.15. Ele obteve uma THDi de 2,81%. Utilizou um controle através da imposição triangular nos indutores de entrada dos conversores SEPICs. Sua estratégia de controle foi similar à empregada neste trabalho.

Figura 2.15 – Retificador de 12 pulsos delta-diferencial simétrico e conversores SEPICs



Fonte: Adaptado de [55].

Levando tudo isso em consideração e buscando uma solução para os problemas de qualidade de energia, com baixo custo, volume e peso, este trabalho visa o projeto e desenvolvimento de uma unidade retificadora de autotransformador de 18 pulsos delta-diferencial simétrico com relação de transformação unitária com conversores Boost cascateados (ATRU18PDDS+Boost). Ele foi projetado para atender aos rigorosos padrões das normas de aviação, com a correta divisão de processamento de potência entre as pontes retificadoras e regulação do barramento CC, com alto fator de potência e eficiência, baixa THDi, baixa taxa kVA e, consequentemente, com peso e volume reduzidos.

2.4. Considerações Finais

O objetivo desse capítulo foi detalhar o MEA no que se refere ao seu SEP, normas da aviação que o regulamentam e diversas topologias de ATRUs desenvolvidas na literatura concernentes à esta tecnologia.

Por conseguinte, conforme visto na tabela 2.5, nota-se os excelentes características construtivas e indicadores de desempenho da topologia proposta em relação aos principais retificadores mencionados, uma vez que nem todas as estruturas apresentaram os dados analisados.

Tabela 2.5 – Comparação entre as principais unidades de retificadores multipulsos analisadas e a topologia proposta

Referência /ano	Esquema do ATRU	Taxa kVA do ATRU (%)	Taxa kVA dos IPTs/IPRs (%)	Taxa kVA dos ZSBTs (%)	Controle Ativo do Barramento CC	Em Conformidade com DO-160F	Operação de Frequência Variável (400-800Hz)	Número de Semicondutores (Chaves/ Diodos)	Eficiência em Plena Carga (%)	THDi (%)	Filtro Passivo para Qualidade de Energia	Complexidade de Projeto do ATRU
Topologia Proposta ATRU18PDDS18+ Boost (2022)	Delta-Diferencial Simétrico	21,03	-	-	Sim	Sim	Sim	27 (3/24)	96,0	3,66	Não	Baixa
ATRU 18-pulsos [27] (2020)	Delta-Polígono Assimétrico	27,5	-	-	Não	Sim	Sim	18 (0/18)	98,5	6,55	Sim	Baixa
ATRU 18-pulsos [43](2019)	Delta Assimétrico	31,5	-	-	Não	Sim	Sim	27 (2/25)	96,9	6,7	Sim	Baixa
ATRU 48-pulsos [45] (2022)	Polígono Simétrico	21,82	2,185	7,57	Não	Sim	Sim	30 (0/30)	98,6	3,13	Não	Alta
ATRU 36-pulsos [46] (2021)	Polígono	18,04	1,57	4,55	Não	Sim	Sim	16 (0/16)	97,7	1,4	Não	Alta
ATRU 24-pulsos com PDC1[47] (2021)	Polígono	19,8	2,59	6,52	Não	Sim	Sim	16 (0/16)	97,82	3,67	Não	Alta
ATRU 24-pulsos com PDC2[47] (2021)	Polígono	19,8	3,05	6,52	Não	Sim	Sim	16 (0/16))	97,32	1,45	Não	Alta
ATRU 20-pulsos [48] (2021)	Conexão em T	42,98	1,5	-	Não	Sim	Sim	20 (0/20)	97,75	3,71	Não	Alta
ATRU 20-pulsos [49] (2021)	Conexão em T	27,1	2,59	-	Não	Sim	Sim	22 (0/22)	98,5	4,75	Não	Alta
ATRU 20-pulsos + PHRC [49] (2021)	Conexão em T	27,1	-	3,7*	Não	Sim	Sim	20 (0/20)	98,46	2,67	Não	Média
ATRU 18-pulsos [50] (2019)	Delta-Polígono Assimétrico	27,6	-	-	Não	Sim	Sim	24 (6/18)	98,5	6,74	Sim	Baixa
ATRU 18-pulsos [53] (2021)	Estrela Diferencial Simétrico	17,38	10,42	-	Sim	Sim	Sim	18 (0/18)	98,5	6,58	Sim	Baixa
ATRU 18-pulsos +conversores SEPICs [54] (2015)	Delta Diferencial Simétrico	18	-	-	Sim	Não	Não	25(3/22)	90	7,2	Não	Baixa
ATRU 12-pulsos +conversores SEPICs [55] (2018)	Delta Diferencial Simétrico	20,5	-	-	Sim	Não	Não	16 (2/14)	92	2,81	Não	Baixa

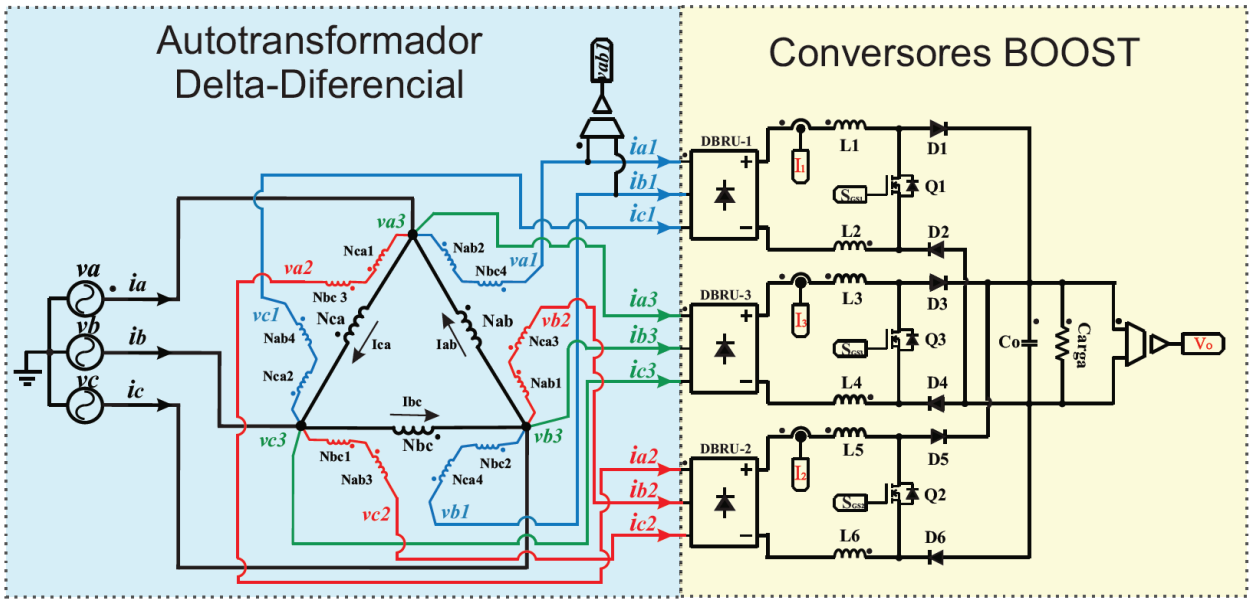
OBS: * - 3,7 (2,45 – ZSBT E 1,25 – PHRC)

Capítulo 3 – Unidade Retificadora de Autotransformador de 18 Pulsos Delta-Diferencial Simétrico e Conversores Boost

3.1. Considerações Iniciais

Neste capítulo, serão discriminadas as diretrizes de projeto, apresentando inicialmente um diagrama esquemático da estrutura, como visto na figura 3.1. Na qual, pode-se observar o autotransformador delta-diferencial simétrico, que é conectado a três unidades retificadoras de pontes de diodo (DBRUs – *Diode-Bridge Rectifier Units*), as quais são conectadas como fonte de tensão na entrada dos conversores Boost. Logo a estrutura é conhecida como ATRU18PDDS+Boost.

Figura 3.1 – Diagrama esquemático do ATRU18PDDS+Boost



3.2. ATRU18PDDS

O ATRU18PDDS é uma unidade retificadora de autotransformador com conexão delta-diferencial simétrica, pois o defasamento entre as tensões

secundárias é de ±20º. Essa defasagem é definida para ATRUs simétricos, em relação ao número de sistemas trifásicos [38], [45] como em (3.1). Os retificadores de 18 pulsos possuem 3 conjuntos de tensões trifásicas defasadas.

$$\theta = \frac{60^{o}}{St} \tag{3.1}$$

Porém, esta razão definida em (3.1) não é válida para retificadores assimétricos.

O ATRU18PDDS será detalhado nos próximos tópicos.

3.2.1. Determinação da Magnitude de Tensão Através dos Enrolamentos Auxiliares para Operação com Ganho de Tensão Unitário

O ATRU18PDDS possui o enrolamento primário conectado em delta, através das tensões de alimentação *va, vb* e *vc* com 115V fase. As tensões secundárias *va3, vb3, vc3* estão em fase com as tensões de alimentação *va, vb* e *vc*, conforme visto no diagrama fasorial da figura 3.2(a). Estas tensões são levadas em consideração devido ao levantamento das correntes (*ia3, ib3* e *ic3*). As tensões secundárias possuem a mesma magnitude da tensão primária original, possibilitando um ganho unitário ao autotransformador. Logo:

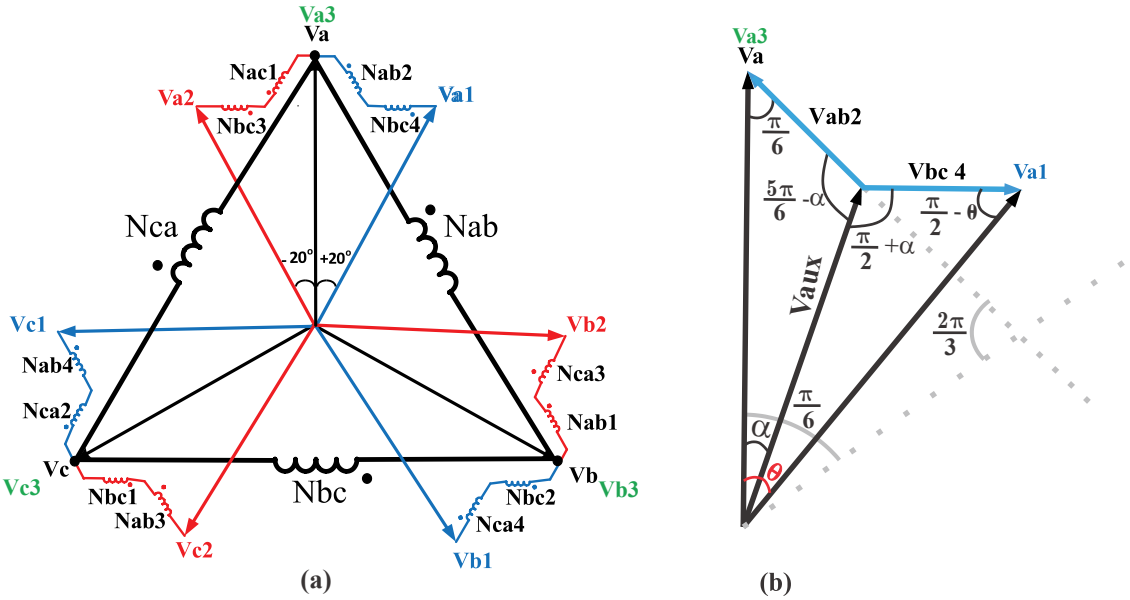
$$\begin{cases} va = va3 = 115V \\ vb = vb3 = 115V \\ vc = vc3 = 115V \end{cases} \tag{3.2}$$

Os enrolamentos auxiliares (*Nab2, Nbc4, Nbc2, Nca4, Nab4, Na2*) geram os conjuntos de tensões secundárias *va1, vb1, vc1* e os enrolamentos (N*ca1, Nbc3, Nca3, Nab1, Nbc1, Nab3*) geram os conjuntos *va2, vb2, vc2* defasados de +20º e -20º em relação às tensões secundárias *va3, vb3 e vc3*, respectivamente.

Como pode ser observado na figura 3.2(b) [38], os ângulos *5π/6* e *π/6* surgem da relação de 30º entre a tensão de fase, a tensão de linha e a defasagem de 120º entre as fases. Nota-se o fasor *vaux*, que representa a tensão entre o ponto neutro e os enrolamentos auxiliares. Estes são responsáveis por garantir a magnitude e o deslocamento de fase dos fasores *va1* e *va2*, e ainda, pode-se definir o fasor *va* da seguinte forma:

$$va = va1 + vab2 + vbc4 \tag{3.3}$$

Figura 3.2 – Esquema de configuração do ATRU18PDDS



De forma análoga, determina-se os fasores *vb* e *vc*;

$$\begin{cases} vb = vb1 + vbc2 + vca4 \\ vc = vc1 + vab4 + vca2 \end{cases} \tag{3.4}$$

De acordo com o triângulo, da figura 3.2(b), formado pelas tensões fasoriais *va, vaux e vab2*, e usando a lei dos senos;

$$\frac{va}{sen\left(\frac{5\pi}{6} - \alpha\right)} = \frac{vaux}{sen\left(\frac{\pi}{6}\right)} = \frac{vab2}{sen(\alpha)} \tag{3.5}$$

E pelas tensões fasoriais *va1, vaux e vbc4*, tem-se:

$$\frac{va1}{sen\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right)} = \frac{vaux}{sen\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right)} = \frac{-vbc4}{sen(\theta - \alpha)} \tag{3.6}$$

De acordo com a análise matemática das equações 3.5 e 3.6, sendo que para 18 pulsos, θ = 20º = π/9, obtêm-se a tensão de fase da fonte de entrada (3.7) e as tensões dos enrolamentos secundários (3.8) e (3.9):

$$vxxy = va1 = va \cdot \frac{sen\left(\frac{\pi}{6}\right)}{sen\left(\frac{5\pi}{6} - \alpha\right)} \cdot \frac{sen\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right)}{sen\left(\frac{7\pi}{18}\right)} = 115V \tag{3.7}$$

$$vxx1,2 = vab2 = va \cdot \frac{sen(\alpha)}{sen\left(\frac{5\pi}{6} - \alpha\right)} = 8,008V \tag{3.8}$$

$$vxx3,4 = vbc4 = va \cdot \frac{sen\left(\frac{\pi}{6}\right)}{sen\left(\frac{5\pi}{6} - \alpha\right)} \cdot \frac{sen\left(\alpha - \frac{\pi}{9}\right)}{sen\left(\frac{7\pi}{18}\right)} = 35,22V \tag{3.9}$$

Sabendo que:

$$\alpha = -arctg\left[\frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{va1 \cdot \cos(\theta) - va}{va1 \cdot \cos(\theta)}\right] = 0,03703 \tag{3.10}$$

Como visto pela figura 3.2 (a), os fasores *va1, va2, vb1, vb2, vc1* e *vc2* possuem a mesma magnitude, logo possuem a mesma tensão. Assim como os fasores *vab1, vbc1, vbc2, vca1 e vca2* em relação à *vab2*. Da mesma forma, *vab3, vab4, vbc3, vca3, vca4* no que tange à *vbc*4.

O núcleo desse ATRU é de três membros como mostrado na figura 3.3, juntamente com a representação dos seus enrolamentos. Cada membro possui 5 enrolamentos, como o enrolamento primário *Nab* e os enrolamentos *Nab1, Nab2, Nab3, Nab4.*

3.2.2. Composição da Corrente de Linha de Entrada

Para a análise teórica e cálculos subsequentes, as seguintes suposições são fornecidas: a indutância de fuga do ATRU18PDDS é desprezada, os diodos implantados em cada DBRU são ideais e corrente média de entrada de cada conversor CC-CC Boost é igual a *Id/3* (33% da corrente de carga).

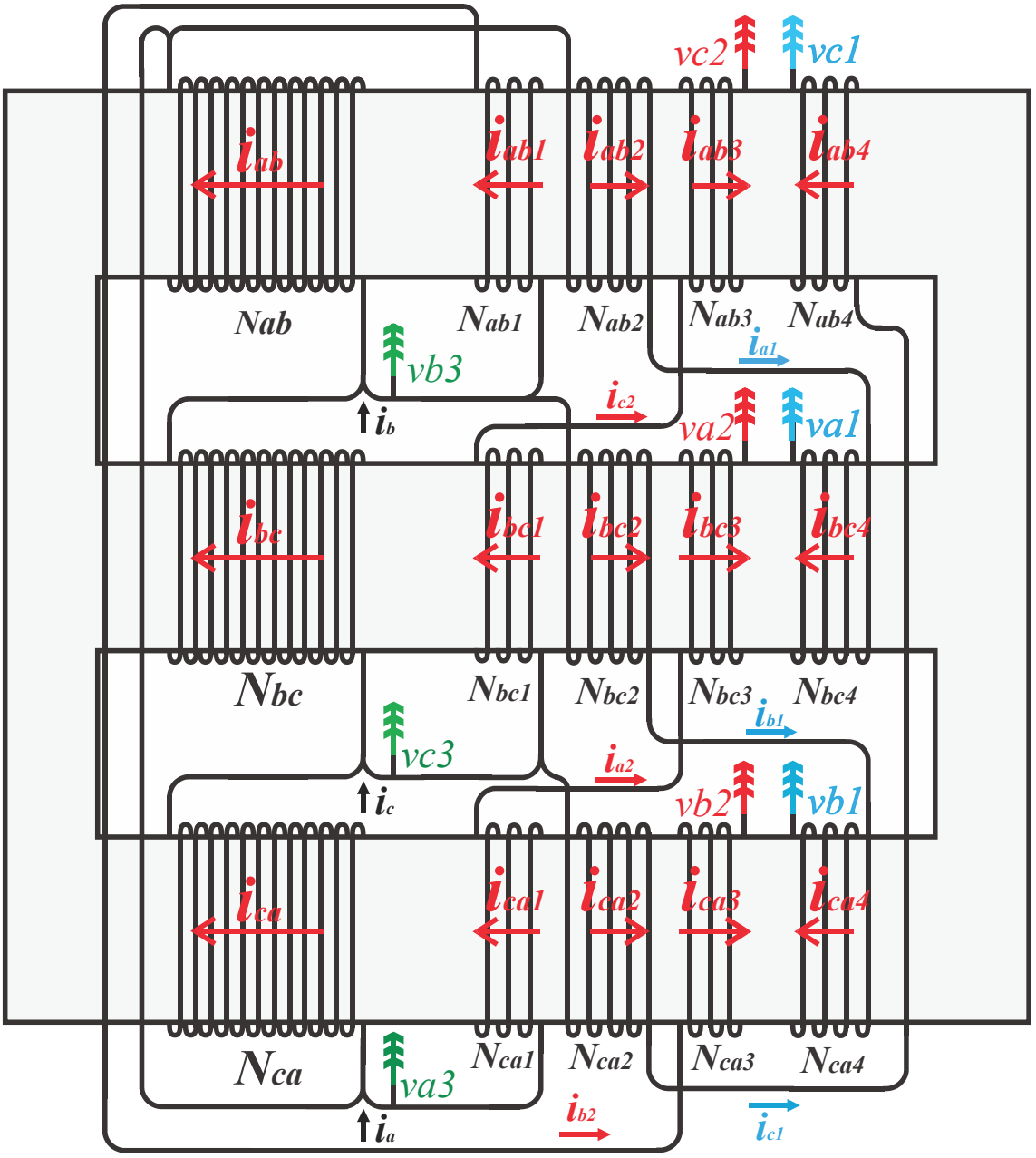
Portanto, observando a figura 3.3, com base na lei de ampère, tem-se:

$$\begin{cases} Nab \cdot iab(t) + Nab_1 \cdot iab_1(t) + Nab_4 \cdot iab_4(t) = A_{11} \\ Nbc \cdot ibc(t) + Nbc_1 \cdot ibc_1(t) + Nbc_4 \cdot ibc_4(t) = A_{12} \\ Nca \cdot ica(t) + Nca_1 \cdot ica_1(t) + Nca_4 \cdot ica_4(t) = A_{13} \end{cases} \tag{3.11}$$

Onde:

$$\begin{cases} A_{11} = Nab_2 \cdot iab_2(t) + Nab_3 \cdot iab_3(t) \\ A_{12} = Nbc_2 \cdot ibc_2(t) + Nbc_3 \cdot ibc_3(t) \\ A_{13} = Nca_2 \cdot ica_2(t) + Nca_3 \cdot ica_3(t) \end{cases} \tag{3.12}$$

Figura 3.3 – Núcleo e enrolamentos do ATRU18PDDS



Considerando que os enrolamentos auxiliares estão conectados em série e as correntes secundárias estão fluindo através dele, obtém-se (3.13):

$$\begin{cases} ia_1(t) = ibc_4(t) = iab_2(t) \\ ia_2(t) = ica_1(t) = ibc_3(t) \\ ib_1(t) = ica_4(t) = ibc_2(t) \\ ib_2(t) = iab_1(t) = ica_3(t) \\ ic_1(t) = iab_4(t) = ica_2(t) \\ ic_2(t) = ibc_1(t) = iab_3(t) \end{cases} \quad (3.13)$$

Substituindo (3.11) e (3.12) em (3.13) resulta:

$$\begin{cases} Nab \cdot iab(t) + Nab_1 \cdot ib_2(t) + Nab_4 \cdot ic_1(t) = A_{14} \\ Nbc \cdot ibc(t) + Nbc_1 \cdot ic_2(t) + Nbc_4 \cdot ia_1(t) = A_{15} \\ Nca \cdot ica(t) + Nca_1 \cdot ia_2(t) + Nca_4 \cdot ib_1(t) = A_{16} \end{cases} \quad (3.14)$$

Onde:

$$\begin{cases} A_{14} = Nab_2 \cdot ia_1(t) + Nab_3 \cdot ic_2(t) \\ A_{15} = Nbc_2 \cdot ib_1(t) + Nbc_3 \cdot ia_2(t) \\ A_{16} = Nca_2 \cdot ic_1(t) + Nca_3 \cdot ib_2(t) \end{cases} \quad (3.15)$$

Portanto, *iab(t), ibc(t) e ica*(t) podem ser dados por (3.16):

$$\begin{cases} iab(t) = \dfrac{A_{17} - A_{18}}{Nab} \\ ibc(t) = \dfrac{A_{19} - A_{20}}{Nbc} \\ ica(t) = \dfrac{A_{21} - A_{22}}{Nca} \end{cases} \quad (3.16)$$

Sendo que:

$$\begin{cases} A_{17} = Nab_2 \cdot ia_1(t) + Nab_3 \cdot ic_2(t) \\ A_{18} = Nab_1 \cdot ib_2(t) - Nab_4 \cdot ic_1(t) \\ A_{19} = Nbc_2 \cdot ib_1(t) + Nbc_3 \cdot ia_2(t) \\ A_{20} = Nbc_1 \cdot ic_2(t) - Nbc_4 \cdot ia_1(t) \\ A_{21} = Nca_2 \cdot ic_1(t) + Nca_3 \cdot ib_2(t) \\ A_{22} = Nca_1 \cdot ia_2(t) - Nca_4 \cdot ib_1(t) \end{cases} \quad (3.17)$$

Sabendo que:

$$\begin{cases} Nab = Nbc = Nca \\ Nab_1 = Nab_2 = Nbc_1 = Nbc_2 = Nca_1 = Nca_2 \\ Nab_3 = Nab_4 = Nbc_3 = Nbc_4 = Nca_3 = Nca_4 \end{cases} \tag{3.18}$$

Assim, os ganhos de tensão relativos aos enrolamentos auxiliares são dados por:

$$\begin{cases} K_b = \dfrac{Nab}{Nab_1} = \dfrac{Nbc}{Nbc_1} = \dfrac{Nca}{Nca_1} \\ K_c = \dfrac{Nab}{Nab_3} = \dfrac{Nbc}{Nbc_3} = \dfrac{Nca}{Nca_3} \end{cases} \tag{3.19}$$

Substituindo (3.18) e (3.19) em (3.16) resulta:

$$\begin{cases} iab(t) = \dfrac{ia_1(t) - ib_2(t)}{K_b} + \dfrac{ic_2(t) - ic_1(t)}{K_c} \\ ibc(t) = \dfrac{ib_1(t) - ic_2(t)}{K_b} + \dfrac{ia_2(t) - ia_1(t)}{K_c} \\ ica(t) = \dfrac{ic_1(t) - ia_2(t)}{K_b} + \dfrac{ib_2(t) - ib_1(t)}{K_c} \end{cases} \tag{3.20}$$

Pela lei das correntes de Kirchhoff, as correntes da linha de entrada primária são dadas por (3.21):

$$\begin{cases} ia(t) = ia_1(t) + ia_2(t) + ia_0(t) + iab(t) - ica(t) \\ ib(t) = ib_1(t) + ib_2(t) + ib_0(t) + ibc(t) - iab(t) \\ ic(t) = ic_1(t) + ic_2(t) + ic_0(t) + ica(t) - ibc(t) \end{cases} \tag{3.21}$$

Substituindo (3.20) em (3.21) resulta:

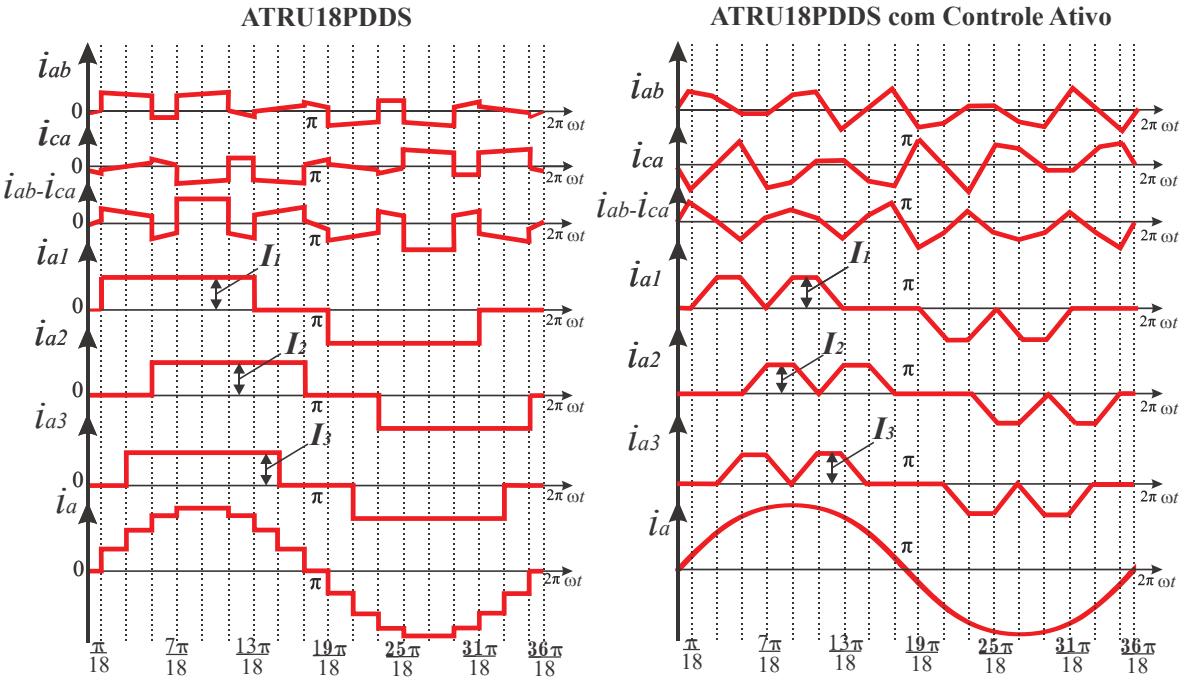
$$\begin{cases} ia(t) = ia_1(t) + ia_2(t) + ia_0(t) + A_{23} + A_{24} \\ ib(t) = ib_1(t) + ib_2(t) + ib_0(t) + A_{25} + A_{26} \\ ic(t) = ic_1(t) + ic_2(t) + ic_0(t) + A_{27} + A_{28} \end{cases} \tag{3.22}$$

Sendo que:

$$\begin{cases} A_{23} = \dfrac{ia_1(t) + ia_2(t) - ib_2(t) - ic_1(t)}{K_b} \\ A_{24} = \dfrac{ib_1(t) + ic_2(t) - ib_2(t) - ic_1(t)}{K_c} \\ A_{25} = \dfrac{ib_1(t) + ib_2(t) - ia_1(t) - ic_2(t)}{K_b} \\ A_{26} = \dfrac{ia_2(t) + ic_1(t) - ia_1(t) - ic_2(t)}{K_c} \\ A_{27} = \dfrac{ic_1(t) + ic_2(t) - ia_2(t) - ib_1(t)}{K_b} \\ A_{28} = \dfrac{ia_1(t) + ib_2(t) - ia_2(t) - ib_1(t)}{K_c} \end{cases} \quad (3.23)$$

De acordo com (3.22) e (3.23), a forma de onda teórica da corrente de linha de entrada, *ia,* é obtida conforme mostrado na figura 3.4, na qual se observa que a corrente de linha de entrada apresenta ondas de 18 degraus em um ciclo de alimentação.

Figura 3.4 – Composição da corrente da linha de entrada



(a) Operação de 18 pulsos

(b) Operação de modelagem de corrente ativa

3.2.3. Formas de Onda Teóricas da Corrente de Linha de Entrada Sem o Controle Ativo

A partir da análise das formas de onda teóricas retratadas na figura 3.4 (a), as correntes dos enrolamentos e a corrente da rede CA podem ser expressas por suas respectivas séries de Fourier dadas por (3.24) a (3.25), em que o coeficiente k é o número de iterações harmônicas.

Pela série de Fourier, quanto maior o número de iterações, mais precisas graficamente são as formas de onda obtidas. Portanto, utilizando softwares de cálculos matemáticos como Mathcad® e Mathcad Prime®, a análise das correntes de entrada e saída do autotransformador sem modelagem ativa foi realizada considerando até a 40ª componente harmônica.

$$\begin{cases} ia_1(t) = \dfrac{2\sqrt{3}}{3\pi}\cdot I_d\cdot\left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right)\cdot\left(\operatorname{sen}\left(\omega t+\dfrac{\pi}{9}\right)-B_{13}+B_{14}\right) \\ ia_2(t) = \dfrac{2\sqrt{3}}{3\pi}\cdot I_d\cdot\left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right)\cdot\left(\operatorname{sen}\left(\omega t-\dfrac{\pi}{9}\right)-B_{15}+B_{16}\right) \\ ia_3(t) = \dfrac{2\sqrt{3}}{3\pi}\cdot I_d\cdot\left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right)\cdot\left(\operatorname{sen}\left(\omega t\right)-B_{11}+B_{12}\right) \end{cases} \tag{3.24}$$

$$\begin{cases} ib_1(t) = \dfrac{2\sqrt{3}}{3\pi}\cdot I_d\cdot\left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right)\cdot\left(\operatorname{sen}\left(\omega t+\dfrac{7\pi}{9}\right)-B_{19}+B_{20}\right) \\ ib_2(t) = \dfrac{2\sqrt{3}}{3\pi}\cdot I_d\cdot\left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right)\cdot\left(\operatorname{sen}\left(\omega t+\dfrac{5\pi}{9}\right)-B_{21}+B_{22}\right) \\ ib_3(t) = \dfrac{2\sqrt{3}}{3\pi}\cdot I_d\cdot\left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right)\cdot\left(\operatorname{sen}\left(\omega t+\dfrac{2\pi}{3}\right)-B_{17}+B_{18}\right) \end{cases} \tag{3.25}$$

$$\begin{cases} ic_1(t) = \dfrac{2\sqrt{3}}{3\pi}\cdot I_d\cdot\left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right)\cdot\left(\operatorname{sen}\left(\omega t-\dfrac{5\pi}{9}\right)-B_{25}+B_{26}\right) \\ ic_2(t) = \dfrac{2\sqrt{3}}{3\pi}\cdot I_d\cdot\left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right)\cdot\left(\operatorname{sen}\left(\omega t-\dfrac{7\pi}{9}\right)-B_{27}+B_{28}\right) \\ ic_3(t) = \dfrac{2\sqrt{3}}{3\pi}\cdot I_d\cdot\left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right)\cdot\left(\operatorname{sen}\left(\omega t-\dfrac{2\pi}{3}\right)-B_{23}+B_{24}\right) \end{cases} \tag{3.26}$$

$$\begin{cases} ia(t) = \dfrac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_d \cdot \left(\dfrac{1}{1 - D_{Boost}} \right) \cdot \left(\text{sen}\left(\omega t\right) - B_{29} + B_{30} \right) \\ ib(t) = \dfrac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_d \cdot \left(\dfrac{1}{1 - D_{Boost}} \right) \cdot \left(\text{sen}\left(\omega t + \dfrac{2\pi}{3} \right) - B_{31} + B_{32} \right) \\ ic(t) = \dfrac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_d \cdot \left(\dfrac{1}{1 - D_{Boost}} \right) \cdot \left(\text{sen}\left(\omega t - \dfrac{2\pi}{3} \right) - B_{33} + B_{34} \right) \end{cases} \quad (3.27)$$

Sendo que:

$$\begin{cases} B_{11} = \displaystyle\sum_{k=5,7,17,19\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot \omega t\right) \\ B_{12} = \displaystyle\sum_{k=11,13,23,25\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot \omega t\right) \\ B_{13} = \displaystyle\sum_{k=5,7,17,19\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot \left(\omega t + \frac{\pi}{9} \right) \right) \\ B_{14} = \displaystyle\sum_{k=11,13,23,25\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot \left(\omega t + \frac{\pi}{9} \right) \right) \\ B_{15} = \displaystyle\sum_{k=5,7,17,19\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot \left(\omega t - \frac{\pi}{9} \right) \right) \\ B_{16} = \displaystyle\sum_{k=11,13,23,25\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot \left(\omega t - \frac{\pi}{9} \right) \right) \end{cases} \quad (3.28)$$

$$\begin{cases} B_{17} = \displaystyle\sum_{k=5,7,17,19\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\ B_{18} = \displaystyle\sum_{k=11,13,23,25\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\ B_{19} = \displaystyle\sum_{k=5,7,17,19\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot \left(\omega t + \frac{7\pi}{9} \right) \right) \\ B_{20} = \displaystyle\sum_{k=11,13,23,25\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot \left(\omega t + \frac{7\pi}{9} \right) \right) \\ B_{21} = \displaystyle\sum_{k=5,7,17,19\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot \left(\omega t + \frac{5\pi}{9} \right) \right) \\ B_{22} = \displaystyle\sum_{k=11,13,23,25\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot \left(\omega t + \frac{5\pi}{9} \right) \right) \end{cases} \quad (3.29)$$

$$\begin{cases} B_{23} = \sum_{k=5,7,17,19\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ B_{24} = \sum_{k=11,13,23,25\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ B_{25} = \sum_{k=5,7,17,19\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot \left(\omega t - \frac{5\pi}{9}\right)\right) \\ B_{26} = \sum_{k=11,13,23,25\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot \left(\omega t - \frac{5\pi}{9}\right)\right) \\ B_{27} = \sum_{k=5,7,17,19\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot \left(\omega t - \frac{7\pi}{9}\right)\right) \\ B_{28} = \sum_{k=11,13,23,25\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot \left(\omega t - \frac{7\pi}{9}\right)\right) \end{cases} \quad (3.30)$$

$$\begin{cases} B_{29} = \sum_{k=17,19\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot (\omega t)\right) \\ B_{30} = \sum_{k=35,37\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot \omega t\right) \\ B_{31} = \sum_{k=17,19\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot \left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ B_{32} = \sum_{k=35,37\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot \left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ B_{33} = \sum_{k=17,19\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ B_{34} = \sum_{k=35,37\ldots} \frac{1}{k} \cdot \text{sen}\left(k \cdot \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \quad (3.31)$$

Considerando que a corrente no indutor de entrada de cada conversor Boost é dada por (3.32), onde I_d é a corrente nominal de carga e D_{Boost} é o ciclo de trabalho, o valor RMS da corrente dos enrolamentos pode ser obtido por (3.33) a (3.35). Assim, o valor RMS das correntes de rede CA pode ser dado por (3.36). Portanto, encontrando os valores RMS dados por (3.33) a (3.36), a corrente que flui através das bobinas principais *Nab, Nbc e Nca* pode ser determinada usando (3.20).

$$I_1 = I_2 = I_3 = \frac{I_d}{3} \cdot \left(\frac{1}{1 - D_{Boost}} \right) \tag{3.32}$$

$$\begin{cases} ia_{1(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{2\sqrt{3}}{3\pi} \cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{1 - D_{Boost}} \right) \cdot \left(\text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{9} \right) - B_{13} + B_{14} \right) \right]^2 dt} \\ ia_{2(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{2\sqrt{3}}{3\pi} \cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{1 - D_{Boost}} \right) \cdot \left(\text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{9} \right) - B_{15} + B_{16} \right) \right]^2 dt} \\ ia_{3(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{2\sqrt{3}}{3\pi} \cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{1 - D_{Boost}} \right) \cdot \left(\text{sen}\left(\omega t \right) - B_{11} + B_{12} \right) \right]^2 dt} \end{cases} \tag{3.33}$$

$$\begin{cases} ib_{1(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{2\sqrt{3}}{3\pi} \cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{1 - D_{Boost}} \right) \cdot \left(\text{sen}\left(\omega t + \frac{7\pi}{9} \right) - B_{19} + B_{20} \right) \right]^2 dt} \\ ib_{2(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{2\sqrt{3}}{3\pi} \cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{1 - D_{Boost}} \right) \cdot \left(\text{sen}\left(\omega t + \frac{5\pi}{9} \right) - B_{21} + B_{22} \right) \right]^2 dt} \\ ib_{3(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{2\sqrt{3}}{3\pi} \cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{1 - D_{Boost}} \right) \cdot \left(\text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) - B_{17} + B_{18} \right) \right]^2 dt} \end{cases} \tag{3.34}$$

$$\begin{cases} ic_{1(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{2\sqrt{3}}{3\pi} \cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{1 - D_{Boost}} \right) \cdot \left(\text{sen}\left(\omega t - \frac{5\pi}{9} \right) - B_{25} + B_{26} \right) \right]^2 dt} \\ ic_{2(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{2\sqrt{3}}{3\pi} \cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{1 - D_{Boost}} \right) \cdot \left(\text{sen}\left(\omega t - \frac{7\pi}{9} \right) - B_{27} + B_{28} \right) \right]^2 dt} \\ ic_{3(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{2\sqrt{3}}{3\pi} \cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{1 - D_{Boost}} \right) \cdot \left(\text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - B_{23} + B_{24} \right) \right]^2 dt} \end{cases} \tag{3.35}$$

$$\begin{cases} ia_{(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{2\sqrt{3}}{\pi}\cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{1-D_{Boost}}\right)\cdot\left(\text{sen}\left(\omega t\right) - B_{29} + B_{30}\right)\right] dt} \\ ib_{(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{2\sqrt{3}}{\pi}\cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{1-D_{Boost}}\right)\cdot\left(\text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - B_{31} + B_{32}\right)\right] dt} \\ ic_{(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{2\sqrt{3}}{\pi}\cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{1-D_{Boost}}\right)\cdot\left(\text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - B_{33} + B_{34}\right)\right] dt} \end{cases} \quad (3.36)$$

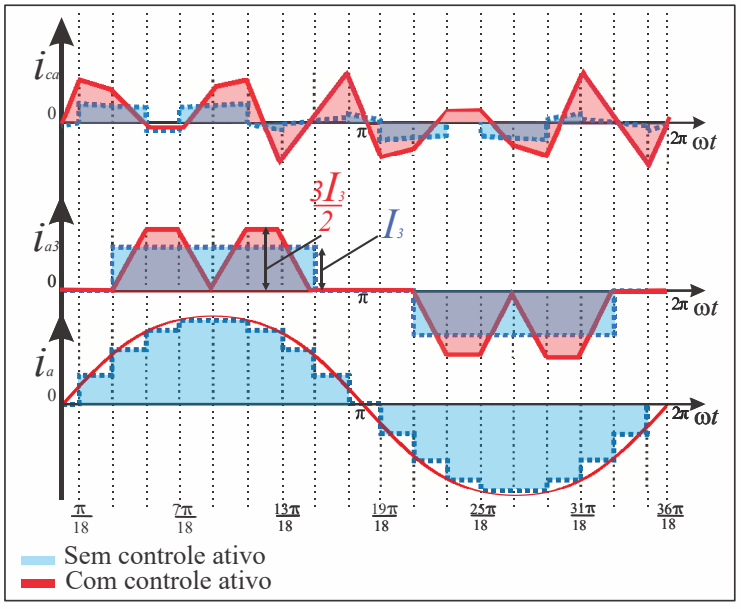
3.2.4. Formas de Onda Teóricas da Corrente de Linha de Entrada Com o Controle Ativo

A partir da análise das formas de onda teóricas retratadas nas figuras 3.5 e 3.6, verifica-se, que a área das correntes dos enrolamentos secundários, sem a imposição, é reduzida. Isso diminui, também, a potência transferida para a carga.

As bobinas primárias *Nab, Nca e Nbc* são as que mais reduzem, como pode ser visto pela corrente i_{ca}.

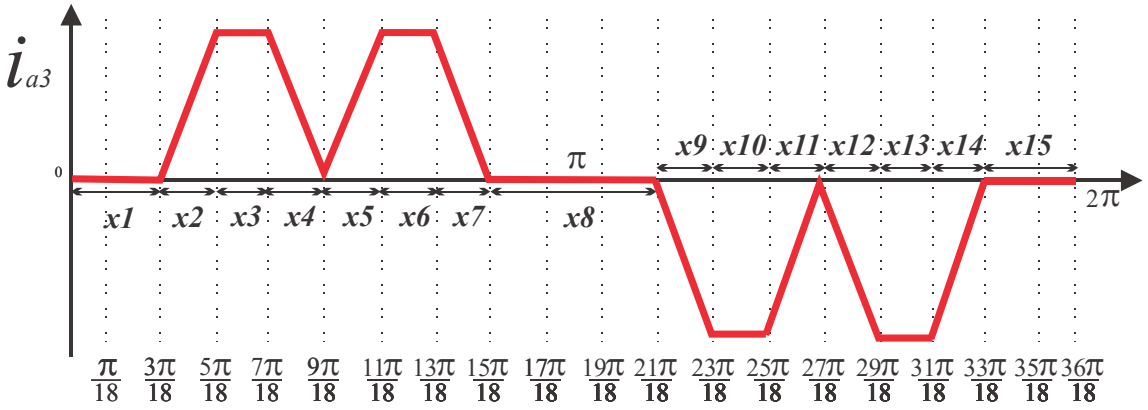
Focalizando a análise na forma de onda das correntes impostas aos enrolamentos auxiliares, conforme ilustrado na figura 3.6, é possível obter a corrente em cada intervalo como apresentado em (3.37).

Figura 3.5 – Comparação entre as formas de onda da corrente circulando no ATRU18PDDS



Determina-se a respectiva série de Fourier de i_{a3}, pois a tensão v_{a3} está em fase com a tensão de entrada da fonte de alimentação. As demais, considera o defasamento de ±120º para o caso de i_{b3} e i_{c3} de ±20º para i_{a1} e i_{a2}. Analisa-se a forma de onda, definindo as equações de cada intervalo. Estas são dadas por (3.37), em que os coeficientes a_n e b_n das funções periódicas das correntes dos enrolamentos auxiliares são dados por (3.41), (3.42) e (3.43), respectivamente. Utilizando as equações de (3.38) a (3.43) e fazendo cerca de mil iterações matemáticas para obter, com precisão adequada, as equações das correntes no domínio do tempo, que são dadas pelas equações de (3.44) a (3.47), é possível determinar a taxa kVA do ATRU18PDDS operando com modelagem ativa, conforme demonstrado na próxima seção.

Figura 3.6 – Detalhe da forma de onda da corrente imposta ao ATRU18PDDS.



$$
\begin{cases}
0,0 < x1 < {}^{3\pi}/_{18} \\
\dfrac{I_d \cdot \left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right)}{2\pi} \cdot (6 \cdot t - \pi), {}^{3\pi}/_{18} < x2 < {}^{5\pi}/_{18} \\
\dfrac{I_d}{3} \cdot \left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right), {}^{5\pi}/_{18} < x3 < {}^{7\pi}/_{18} \\
\dfrac{3 \cdot I_d \cdot \left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right)}{2\pi} \cdot (-2 \cdot t + \pi), {}^{7\pi}/_{18} < x4 < {}^{9\pi}/_{18} \\
\dfrac{3 \cdot I_d \cdot \left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right)}{2\pi} \cdot (2 \cdot t - \pi), {}^{9\pi}/_{18} < x5 < {}^{11\pi}/_{18} \\
\dfrac{I_d}{3} \cdot \left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right), {}^{11\pi}/_{18} < x6 < {}^{13\pi}/_{18} \\
\dfrac{I_d \cdot \left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right)}{2\pi} \cdot (-6 \cdot t + 5 \cdot \pi), {}^{13\pi}/_{18} < x7 < {}^{15\pi}/_{18} \\
0, {}^{15\pi}/_{18} < x8 < {}^{21\pi}/_{18} \\
\dfrac{I_d \cdot \left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right)}{2\pi} \cdot (-6 \cdot t + 7 \cdot \pi), {}^{21\pi}/_{18} < x9 < {}^{23\pi}/_{18} \\
-\dfrac{I_d}{3} \cdot \left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right), {}^{23\pi}/_{18} < x10 < {}^{25\pi}/_{18} \\
\dfrac{3 \cdot I_d \cdot \left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right)}{2\pi} \cdot (2 \cdot t - 3 \cdot \pi), {}^{25\pi}/_{18} < x11 < {}^{27\pi}/_{18} \\
\dfrac{3 \cdot I_d \cdot \left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right)}{2\pi} \cdot (-2 \cdot t + 3 \cdot \pi), {}^{27\pi}/_{18} < x12 < {}^{29\pi}/_{18} \\
-\dfrac{I_d}{3} \cdot \left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right), {}^{29\pi}/_{18} < x13 < {}^{31\pi}/_{18} \\
\dfrac{I_d \cdot \left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right)}{2\pi} \cdot (6 \cdot t - 11 \cdot \pi), {}^{31\pi}/_{18} < x14 < {}^{33\pi}/_{18} \\
0, {}^{33\pi}/_{18} < x15 < {}^{36\pi}/_{18}
\end{cases}
\tag{3.37}
$$

$$\begin{cases} ia_1(t) = \dfrac{I_d \cdot \left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty}\left(\left(\sum_{n=1}^{12} a_n\right) \cdot \cos\left(k \cdot \left(\omega t + \dfrac{\pi}{9}\right)\right) + \left(\sum_{n=1}^{12} b_n\right) \cdot \operatorname{sen}\left(k \cdot \left(\omega t + \dfrac{\pi}{9}\right)\right)\right)}{2\pi^2} \\ ia_2(t) = \dfrac{I_d \cdot \left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty}\left(\left(\sum_{n=1}^{12} a_n\right) \cdot \cos\left(k \cdot \left(\omega t - \dfrac{\pi}{9}\right)\right) + \left(\sum_{n=1}^{12} b_n\right) \cdot \operatorname{sen}\left(k \cdot \left(\omega t - \dfrac{\pi}{9}\right)\right)\right)}{2\pi^2} \\ ia_3(t) = \dfrac{I_d \cdot \left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty}\left(\left(\sum_{n=1}^{12} a_n\right) \cdot \cos(k \cdot \omega \cdot t) + \left(\sum_{n=1}^{12} b_n\right) \cdot \operatorname{sen}(k \cdot \omega \cdot t)\right)}{2\pi^2} \end{cases} \quad (3.38)$$

$$\begin{cases} ib_1(t) = \dfrac{I_d \cdot \left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty}\left(\left(\sum_{n=1}^{12} a_n\right) \cdot \cos\left(k \cdot \left(\omega t + \dfrac{7\pi}{9}\right)\right) + \left(\sum_{n=1}^{12} b_n\right) \cdot \operatorname{sen}\left(k \cdot \left(\omega t + \dfrac{7\pi}{9}\right)\right)\right)}{2\pi^2} \\ ib_2(t) = \dfrac{I_d \cdot \left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty}\left(\left(\sum_{n=1}^{12} a_n\right) \cdot \cos\left(k \cdot \left(\omega t + \dfrac{5\pi}{9}\right)\right) + \left(\sum_{n=1}^{12} b_n\right) \cdot \operatorname{sen}\left(k \cdot \left(\omega t + \dfrac{5\pi}{9}\right)\right)\right)}{2\pi^2} \\ ib_3(t) = \dfrac{I_d \cdot \left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty}\left(\left(\sum_{n=1}^{12} a_n\right) \cdot \cos\left(k \cdot \left(\omega t + \dfrac{2\pi}{3}\right)\right) + \left(\sum_{n=1}^{12} b_n\right) \cdot \operatorname{sen}\left(k \cdot \left(\omega t + \dfrac{2\pi}{3}\right)\right)\right)}{2\pi^2} \end{cases} \quad (3.39)$$

$$\begin{cases} ic_1(t) = \dfrac{I_d \cdot \left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty}\left(\left(\sum_{n=1}^{12} a_n\right) \cdot \cos\left(k \cdot \left(\omega t - \dfrac{5\pi}{9}\right)\right) + \left(\sum_{n=1}^{12} b_n\right) \cdot \operatorname{sen}\left(k \cdot \left(\omega t - \dfrac{5\pi}{9}\right)\right)\right)}{2\pi^2} \\ ic_2(t) = \dfrac{I_d \cdot \left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty}\left(\left(\sum_{n=1}^{12} a_n\right) \cdot \cos\left(k \cdot \left(\omega t - \dfrac{7\pi}{9}\right)\right) + \left(\sum_{n=1}^{12} b_n\right) \cdot \operatorname{sen}\left(k \cdot \left(\omega t - \dfrac{7\pi}{9}\right)\right)\right)}{2\pi^2} \\ ic_3(t) = \dfrac{I_d \cdot \left(\dfrac{1}{1-D_{Boost}}\right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty}\left(\left(\sum_{n=1}^{12} a_n\right) \cdot \cos\left(k \cdot \left(\omega t - \dfrac{2\pi}{3}\right)\right) + \left(\sum_{n=1}^{12} b_n\right) \cdot \operatorname{sen}\left(k \cdot \left(\omega t - \dfrac{2\pi}{3}\right)\right)\right)}{2\pi^2} \end{cases} \quad (3.40)$$

Como:

$$
\begin{cases}
a1 = \dfrac{k\cdot\pi\cdot\operatorname{sen}\left(\frac{31\cdot k\cdot\pi}{18}\right)+9\cdot\cos\left(\frac{11\cdot k\cdot\pi}{6}\right)-9\cdot\cos\left(\frac{31\cdot k\cdot\pi}{6}\right)}{k^2} \\
a2 = \dfrac{k\cdot\pi\cdot\operatorname{sen}\left(\frac{25\cdot k\cdot\pi}{18}\right)-9\cdot\cos\left(\frac{25\cdot k\cdot\pi}{18}\right)}{k^2} \\
a3 = \dfrac{\operatorname{sen}\left(\frac{13\cdot k\cdot\pi}{18}\right)-\operatorname{sen}\left(\frac{11\cdot k\cdot\pi}{18}\right)}{k} \\
a4 = \dfrac{k\cdot\pi\cdot\operatorname{sen}\left(\frac{11\cdot k\cdot\pi}{18}\right)+9\cdot\cos\left(\frac{11\cdot k\cdot\pi}{18}\right)}{k^2} \\
a5 = \dfrac{\operatorname{sen}\left(\frac{7\cdot k\cdot\pi}{18}\right)-\operatorname{sen}\left(\frac{5\cdot k\cdot\pi}{18}\right)}{k} \\
a6 = \dfrac{k\cdot\pi\cdot\operatorname{sen}\left(\frac{5\cdot k\cdot\pi}{18}\right)+9\cdot\cos\left(\frac{5\cdot k\cdot\pi}{18}\right)-9\cdot\cos\left(\frac{k\cdot\pi}{6}\right)}{k^2} \\
a7 = \dfrac{-k\cdot\pi\cdot\operatorname{sen}\left(\frac{7\cdot k\cdot\pi}{18}\right)-9\cdot\cos\left(\frac{7\cdot k\cdot\pi}{18}\right)}{k^2} \\
a8 = \dfrac{-k\cdot\pi\cdot\operatorname{sen}\left(\frac{13\cdot k\cdot\pi}{18}\right)+9\cdot\cos\left(\frac{5\cdot k\cdot\pi}{6}\right)-9\cdot\cos\left(\frac{13\cdot k\cdot\pi}{18}\right)}{k^2} \\
a9 = \dfrac{-k\cdot\pi\cdot\operatorname{sen}\left(\frac{23\cdot k\cdot\pi}{18}\right)+9\cdot\cos\left(\frac{23\cdot k\cdot\pi}{18}\right)-9\cdot\cos\left(\frac{7\cdot k\cdot\pi}{6}\right)}{k^2} \\
a10 = \dfrac{-\operatorname{sen}\left(\frac{25\cdot k\cdot\pi}{18}\right)-\operatorname{sen}\left(\frac{23\cdot k\cdot\pi}{18}\right)}{k} \\
a11 = \dfrac{-k\cdot\pi\cdot\operatorname{sen}\left(\frac{29\cdot k\cdot\pi}{18}\right)+9\cdot\cos\left(\frac{29\cdot k\cdot\pi}{18}\right)}{k^2} \\
a12 = \dfrac{-\operatorname{sen}\left(\frac{31\cdot k\cdot\pi}{18}\right)-\operatorname{sen}\left(\frac{29\cdot k\cdot\pi}{18}\right)}{k}
\end{cases}
\tag{3.41}
$$

$$
\begin{cases}
b1 = \dfrac{9\cdot \text{sen}\left(\dfrac{11\cdot k\cdot \pi}{6}\right) - \left(9\cdot \text{sen}\left(\dfrac{31\cdot k\cdot \pi}{18}\right) + k\cdot \pi\cdot \cos\left(\dfrac{31\cdot k\cdot \pi}{18}\right)\right)}{k^2} \\
b2 = \dfrac{9\cdot I_3\cdot \text{sen}\left(\dfrac{3\cdot k\cdot \pi}{2}\right) - \left(9\cdot I_3\cdot \text{sen}\left(\dfrac{25\cdot k\cdot \pi}{18}\right) + k\cdot \pi\cdot \cos\left(\dfrac{25\cdot k\cdot \pi}{18}\right)\right)}{k^2} \\
b3 = \dfrac{9\cdot \text{sen}\left(\dfrac{11\cdot k\cdot \pi}{2}\right) - \left(9\cdot \text{sen}\left(\dfrac{k\cdot \pi}{2}\right) + k\cdot \pi\cdot \cos\left(\dfrac{11\cdot k\cdot \pi}{18}\right)\right)}{k^2} \\
b4 = \dfrac{9\cdot \text{sen}\left(\dfrac{5\cdot k\cdot \pi}{18}\right) - \left(9\cdot I_3\cdot \text{sen}\left(\dfrac{k\cdot \pi}{6}\right) + k\cdot \pi\cdot \cos\left(\dfrac{5\cdot k\cdot \pi}{18}\right)\right)}{k^2} \\
b5 = \dfrac{\cos\left(\dfrac{31\cdot k\cdot \pi}{18}\right) - \cos\left(\dfrac{29\cdot k\cdot \pi}{18}\right)}{k} \\
b6 = \dfrac{\cos\left(\dfrac{25\cdot k\cdot \pi}{18}\right) - \cos\left(\dfrac{23\cdot k\cdot \pi}{18}\right)}{k} \\
b7 = \dfrac{-\cos\left(\dfrac{13\cdot k\cdot \pi}{18}\right) + \cos\left(\dfrac{11\cdot k\cdot \pi}{18}\right)}{k} \\
b8 = \dfrac{-\cos\left(\dfrac{7\cdot k\cdot \pi}{18}\right) + \cos\left(\dfrac{5\cdot k\cdot \pi}{18}\right)}{k} \\
b9 = \dfrac{-9\cdot \text{sen}\left(\dfrac{k\cdot \pi}{2}\right) - \left(9\cdot \text{sen}\left(\dfrac{7\cdot k\cdot \pi}{18}\right) + k\cdot \pi\cdot \cos\left(\dfrac{7\cdot k\cdot \pi}{18}\right)\right)}{k^2} \\
b10 = \dfrac{-9\cdot \text{sen}\left(\dfrac{5\cdot k\cdot \pi}{6}\right) - \left(9\cdot \text{sen}\left(\dfrac{13\cdot k\cdot \pi}{18}\right) + k\cdot \pi\cdot \cos\left(\dfrac{13\cdot k\cdot \pi}{18}\right)\right)}{k^2} \\
b11 = \dfrac{-9\cdot \text{sen}\left(\dfrac{23\cdot k\cdot \pi}{18}\right) - \left(9\cdot \text{sen}\left(\dfrac{7\cdot k\cdot \pi}{6}\right) + k\cdot \pi\cdot \cos\left(\dfrac{23\cdot k\cdot \pi}{18}\right)\right)}{k^2} \\
b12 = \dfrac{-9\cdot \text{sen}\left(\dfrac{29\cdot k\cdot \pi}{18}\right) - \left(9\cdot \text{sen}\left(\dfrac{3\cdot k\cdot \pi}{2}\right) + k\cdot \pi\cdot \cos\left(\dfrac{29\cdot k\cdot \pi}{18}\right)\right)}{k^2}
\end{cases}
\tag{3.42}
$$

Sabendo que:

$$\begin{cases} a_n = a_1 + a_2 + a_3 + \ldots + a_{11} + a_{12} \\ b_n = b_1 + b_2 + b_3 + \ldots + b_{11} + b_{12} \end{cases} \tag{3.43}$$

Finalmente, a partir das equações de correntes no domínio do tempo dadas por (3.44) a (3.46), os valores eficazes das correntes da rede são obtidos por (3.47).

$$\begin{cases} ia_{1(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{I_d \cdot \left(\frac{1}{1-D_{Boost}}\right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \left(\left(\sum_{n=1}^{12} a_n\right) \cdot \cos\left(k \cdot \left(\omega t + \frac{\pi}{9}\right)\right) + \left(\sum_{n=1}^{12} b_n\right) \cdot \operatorname{sen}\left(k \cdot \left(\omega t + \frac{\pi}{9}\right)\right)\right)}{2\pi^2} \right]^2 dt} \\ ia_{2(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{I_d \cdot \left(\frac{1}{1-D_{Boost}}\right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \left(\left(\sum_{n=1}^{12} a_n\right) \cdot \cos\left(k \cdot \left(\omega t - \frac{\pi}{9}\right)\right) + \left(\sum_{n=1}^{12} b_n\right) \cdot \operatorname{sen}\left(k \cdot \left(\omega t - \frac{\pi}{9}\right)\right)\right)}{2\pi^2} \right]^2 dt} \\ ia_{3(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{I_d \cdot \left(\frac{1}{1-D_{Boost}}\right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \left(\left(\sum_{n=1}^{12} a_n\right) \cdot \cos(k \cdot \omega \cdot t) + \left(\sum_{n=1}^{12} b_n\right) \cdot \operatorname{sen}(k \cdot \omega \cdot t)\right)}{2\pi^2} \right]^2 dt} \end{cases} \tag{3.44}$$

$$\begin{cases} ib_{1(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{I_d \cdot \left(\frac{1}{1-D_{Boost}}\right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \left(\left(\sum_{n=1}^{12} a_n\right) \cdot \cos\left(k \cdot \left(\omega t + \frac{7\pi}{9}\right)\right) + \left(\sum_{n=1}^{12} b_n\right) \cdot \operatorname{sen}\left(k \cdot \left(\omega t + \frac{7\pi}{9}\right)\right)\right)}{2\pi^2} \right]^2 dt} \\ ib_{2(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{I_d \cdot \left(\frac{1}{1-D_{Boost}}\right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \left(\left(\sum_{n=1}^{12} a_n\right) \cdot \cos\left(k \cdot \left(\omega t + \frac{5\pi}{9}\right)\right) + \left(\sum_{n=1}^{12} b_n\right) \cdot \operatorname{sen}\left(k \cdot \left(\omega t + \frac{5\pi}{9}\right)\right)\right)}{2\pi^2} \right]^2 dt} \\ ib_{3(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{I_d \cdot \left(\frac{1}{1-D_{Boost}}\right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \left(\left(\sum_{n=1}^{12} a_n\right) \cdot \cos\left(k \cdot \left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \left(\sum_{n=1}^{12} b_n\right) \cdot \operatorname{sen}\left(k \cdot \left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right)\right)}{2\pi^2} \right]^2 dt} \end{cases} \tag{3.45}$$

$$\begin{cases} ic_{1(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{I_d \cdot \left(\frac{1}{1-D_{Boost}}\right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty}\left(\left(\sum_{n=1}^{12} a_n\right)\cdot\cos\left(k\cdot\left(\omega t-\frac{5\pi}{9}\right)\right)+\left(\sum_{n=1}^{12} b_n\right)\cdot\operatorname{sen}\left(k\cdot\left(\omega t-\frac{5\pi}{9}\right)\right)\right)}{2\pi^2} \right]^2 dt} \\ ic_{2(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{I_d \cdot \left(\frac{1}{1-D_{Boost}}\right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty}\left(\left(\sum_{n=1}^{12} a_n\right)\cdot\cos\left(k\cdot\left(\omega t-\frac{7\pi}{9}\right)\right)+\left(\sum_{n=1}^{12} b_n\right)\cdot\operatorname{sen}\left(k\cdot\left(\omega t-\frac{7\pi}{9}\right)\right)\right)}{2\pi^2} \right]^2 dt} \\ ic_{3(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{I_d \cdot \left(\frac{1}{1-D_{Boost}}\right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty}\left(\left(\sum_{n=1}^{12} a_n\right)\cdot\cos\left(k\cdot\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)\right)+\left(\sum_{n=1}^{12} b_n\right)\cdot\operatorname{sen}\left(k\cdot\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)\right)\right)}{2\pi^2} \right]^2 dt} \end{cases} \quad (3.46)$$

$$\begin{cases} ia_{(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{1-D_{Boost}}\right) \cdot \left(\operatorname{sen}(\omega t)\right) \right]^2 dt} \\ ib_{(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{1-D_{Boost}}\right) \cdot \left(\operatorname{sen}\left(\omega t+\frac{2\pi}{3}\right)\right) \right]^2 dt} \\ ic_{(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{1-D_{Boost}}\right) \cdot \left(\operatorname{sen}\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)\right) \right]^2 dt} \end{cases} \quad (3.47)$$

3.2.5. Taxa kVA Com e Sem o Controle Ativo

Através das equações de (3.44) a (3.47), sabendo que o valor RMS das correntes nos enrolamentos do ATRU18PDDS pode ser obtido através de (3.48), o valor RMS das correntes em cada enrolamento pode ser encontrado usando (3.49), que é obtida em função da corrente de saída com carga nominal (I_d).

$$i_{ab}(rms) = i_{bc}(rms) = i_{ca}(rms) = ixy(rms) = \sqrt{\frac{1}{T}\cdot\int_0^T \left(ixy(t)\right)^2 dt} \quad (3.48)$$

Sabe-se que $i_{xx1,2}$(rms) é a corrente dos enrolamentos auxiliares com 1 e 2, como por exemplo i_{ab1}(rms). E $i_{xx3,4}$ dos enrolamentos 2 e 4, assim como, i_{xxn} dos com o índice n.

$$\begin{cases} ixy_{(rms)} = 0,034 \cdot I_d \cdot \left(\dfrac{1}{1 - D_{Boost}} \right) \\ ixx1,2_{(rms)} = ixx3,4_{(rms)} = ixxn_{(rms)} = 0,27 \cdot I_d \cdot \left(\dfrac{1}{1 - D_{Boost}} \right) \end{cases} \quad (3.49)$$

Com o intuito de verificar a variação da taxa kVA para um ganho de tensão que varia 0 a 5, determina-se uma condição genérica deste. Para isso, mais 6 bobinas são adicionadas para regulação de tensão v_{a3}, e (3.9) pode ser reescrito como segue:

$$vxxn = \frac{115 \cdot G - 115}{2 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} \quad (3.50)$$

Onde G é o ganho de tensão global do ATRU18PDDS.

Se a tensão de saída média em cada terminal DBRU (Vs) for calculada por (3.51), a classificação em kVA será dada por (3.52).

$$Vs = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \sqrt{6} \cdot vx \cdot \text{sen}(\omega t) d\omega t = \frac{3 \cdot \sqrt{6} \cdot vx}{\pi} = 2,339 \cdot vx \quad (3.51)$$

Onde vx = 115V.

Substituindo (3.7) a (3.9) e (3.49) a (3.51), determina-se a equação geral da taxa kVA do autotransformador em função do ganho de tensão (G), como pode ser vista em dada por (3.52),

$$kVA_{taxa}[\%] = \frac{S_{nucleo}}{P_S} \cdot 100 \quad (3.52)$$

Sabendo que:

S_{nucleo}– Potência processada pelo núcleo;

P_S – Potência de saída do autotransformador.

Logo:

$$S_{nucleo} = \frac{1}{2} \cdot \left(3 \cdot |vxy| \cdot ixy + 6 \cdot |vxx1,2| \cdot ixx1,2 + 6 \cdot |vxx3,4| \cdot ixx3,4 + 6 \cdot |vxxn| \cdot ixxn\right) \tag{3.53}$$

$$P_S = 2,339 \cdot 115 \cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{1 - D_{Boost}}\right) \tag{3.54}$$

Considerando o ganho de tensão (G) unitário, tem-se sua taxa kVA dada por (3.55);

$$kVA_{taxa}[\%] = \frac{\frac{1}{2} \cdot (C11 + C12 + C13)}{2,339 \cdot 115 \cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{1 - D_{Boost}}\right)} \cdot 100 = 16,82\% \tag{3.55}$$

$$\begin{cases} C11 = 3 \cdot \sqrt{3}.115 \cdot 0,034 \cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{1 - D_{Boost}}\right) \\ C12 = 6 \cdot 8,008 \cdot 0,27 \cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{1 - D_{Boost}}\right) \\ C13 = 6 \cdot 35,22 \cdot 0,27 \cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{1 - D_{Boost}}\right) \end{cases} \tag{3.56}$$

Operando com modelagem ativa, o valor de pico da corrente do indutor de entrada de cada conversor Boost é aumentado. Esta elevação deve ser considerada para o cálculo correto das correntes RMS, portanto, usando as equações em (3.57), obtém-se a nova taxa kVA, como determinada por (3.60), para ganho unitário.

$$\begin{cases} ixyas_{(rms)} = 0,057 \cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{1 - D_{Boost}}\right) \\ ixxas1,2_{(rms)} = ixxas3,4_{(rms)} = ixxasn_{(rms)} = 0,305 \cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{1 - D_{Boost}}\right) \end{cases} \tag{3.57}$$

$$kVA_{taxa\_as}[\%] = \frac{S_{nucleo\_as}}{P_S} \cdot 100 \tag{3.58}$$

Onde:

$$S_{nucleo\_as} = \frac{1}{2}\cdot\left(3\cdot|vxy|\cdot ixyas + 6\cdot|vxx1,2|\cdot ixxas1,2 + 6\cdot|vxx3,4|\cdot ixxas3,4 + 6\cdot|vxxn|\cdot ixxnas\right) \quad (3.59)$$

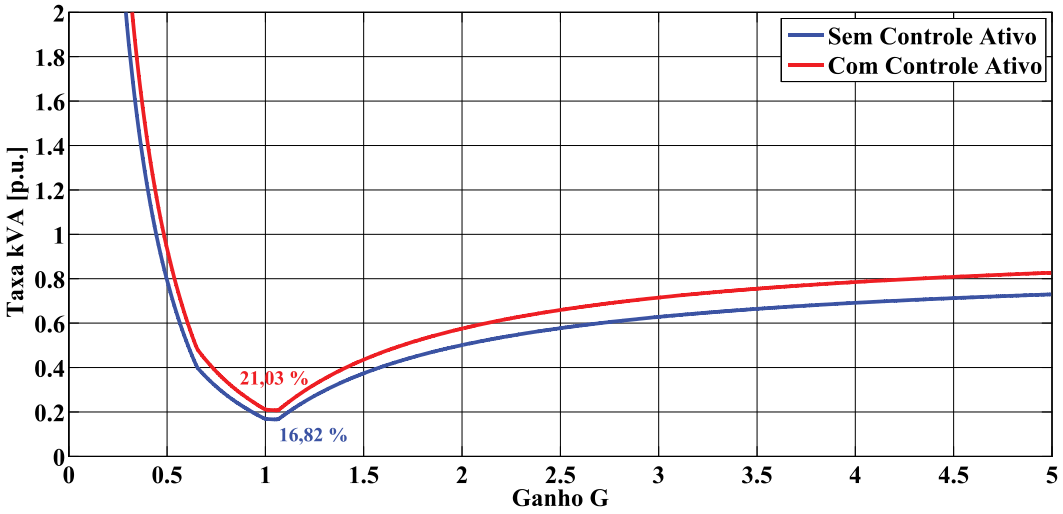
Então, para o ganho unitário:

$$kVA_{taxa\_as}[\%] = \frac{\frac{1}{2}\cdot\left(E11+E12+E13\right)}{2,339\cdot 115\cdot I_d\cdot\left(\frac{1}{1-D_{Boost}}\right)}\cdot 100 = 21,03\% \quad (3.60)$$

$$\begin{cases} E11 = 3\cdot\sqrt{3}\cdot 115\cdot 0,057\cdot I_d\cdot\left(\frac{1}{1-D_{Boost}}\right) \\ E12 = 6\cdot 8,008\cdot 0,305\cdot I_d\cdot\left(\frac{1}{1-D_{Boost}}\right) \\ E13 = 6\cdot 35,22\cdot 0,305\cdot I_d\cdot\left(\frac{1}{1-D_{Boost}}\right) \end{cases} \quad (3.61)$$

Por fim, por meio de (3.52), pode-se avaliar a taxa kVA para diferentes valores de ganho de tensão, conforme ilustrado na figura 3.7. Nesse sentido, pode-se concluir que, para ganho de tensão unitário, há um aumento da taxa kVA dos ATRU18PDDS em cerca de 4,21%. Lembrando que o ATRU18PDDS +Boost proposto opera de acordo com as restrições de conteúdo harmônico impostas pelo padrão DO-160F.

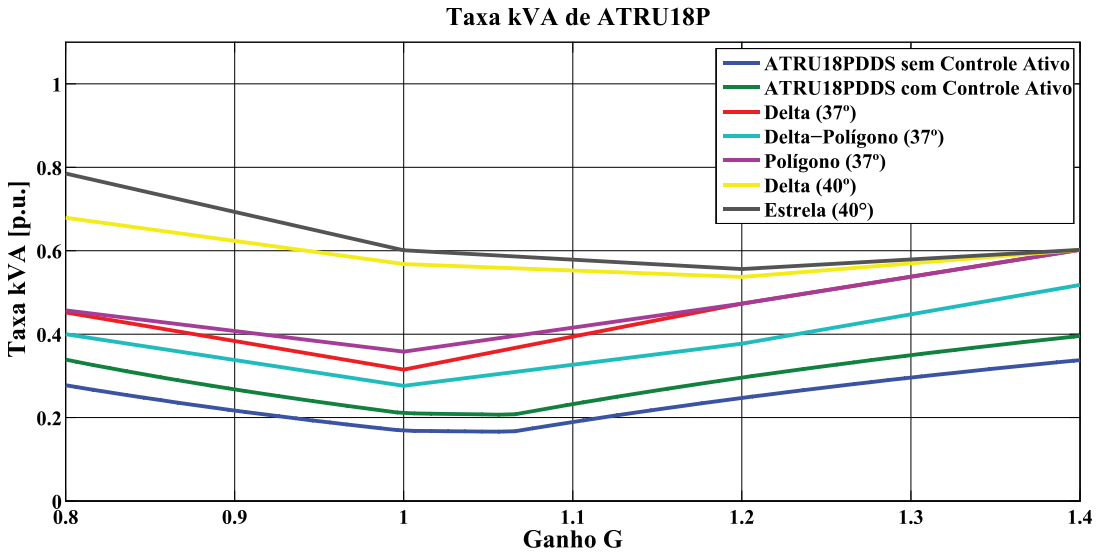
Figura 3.7 – Taxa kVA do ATRU18PDDS em função do ganho de tensão (sem e com o controle ativo).



A figura 3.8 traz uma comparação entre as taxas kVA com outros ATRUs apresentados em [50], em que os autores analisaram a taxa kVA dos transformadores e o ganho geral de tensão G de várias estruturas de ATRUs de 18 pulsos (simétricas e assimétricas). A figura 3.8 mostra que o ATRU18PDDS é o de menor potência nominal em taxa kVA, mesmo com formação de corrente ativa, e para o ganho de tensão G variando de 0,8 a 1,4.

Outros ATRUs possuem a taxa kVA menor do que o ATRU18PDDS+Boost como as topologias apresentadas em [54], [55]. Não obstante, seu projeto foi para uma frequência da tensão de alimentação de 60Hz, sendo que esses não estão em conformidade com as normas da aviação em relação à tensão de alimentação. Isso pode levar a problemas de EMI, necessitando de filtros para resolver este problema, agregando peso à estrutura. A estrutura apresentada em [54] ainda possui uma THDi mais elevada do que a topologia proposta.

Figura 3.8 – Comparação da taxa kVA do ATRU18PDDS com outros ATRUs apresentados em [50].



Fonte: Adaptado de [50]

A próxima análise será em relação ao projeto e a especificação do núcleo.

3.2.6. Projeto e Especificação do Núcleo

Para aplicações em MEA, uma das principais preocupações é reduzir o peso e o volume da unidade retificadora. Com este intuito, o material do núcleo magnético escolhido para a implementação do ATRU18PDDS é o aço silício. Uma vez que comparando o núcleo de aço silício e o núcleo amorfo, aquele apresenta mais vantagens em termos de ruído, custo, densidade de fluxo de saturação, densidade de potência em aplicações com alta potência e faixa de média frequência [56] é o melhor a ser utilizado. O aço silício ainda possui baixa perda de histerese, alta permeabilidade, alta resistência e envelhecimento praticamente eliminado [57].

Assim sendo, é preciso definir o valor da densidade máxima de fluxo (B_m) a ser empregada. Para isso, escolhe-se um valor de B_m no ponto de operação, que está no joelho da curva B-H [58]. O valor adotado foi de 1,4T para o aço silício.

O desenho da diretriz do núcleo é baseado no método de produto entre as áreas, Ap [59], usado em transformadores trifásicos e é dado por:

$$A_p = \frac{S_{nucleo} \cdot 10^4}{K_f \cdot K_u \cdot B_m \cdot f \cdot J} = 7,047 cm^4 \tag{3.62}$$

Onde:

K_f – Coeficiente da forma de onda;

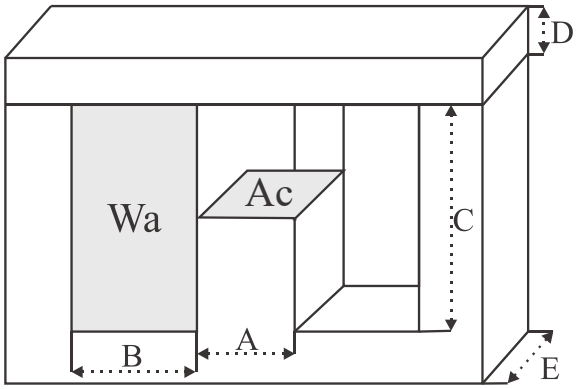
K_u – Fator de utilização da janela;

f – Frequência de operação;

J – Densidade de corrente. (Os valores para estas variáveis encontram-se na tabela IV).

À vista disso, é necessário estipular as dimensões do núcleo, como visto na figura 3.9, a fim de determinar o empilhamento.

Figura 3.9 – Dimensões do núcleo



Onde:

A – Perna central do núcleo E: 2cm

B – Largura da janela do núcleo E: 2cm;

C – Altura da janela do núcleo E: 5cm;

D – Largura do fechamento do núcleo E: 2cm;

E – Empilhamento.

Dessa forma, tem-se a área da janela, W_a, dada pela equação (3.63):

$$W_a = B \cdot C = 10cm^2 \tag{3.63}$$

A área da perna central, A_c é apresentada na equação (3.64):

$$A_c = \frac{2}{3} \cdot \frac{A_p}{W_a} = 0,47cm^2 \tag{3.64}$$

Considerando lâmina de 2cm de perna central, tem-se o empilhamento da equação (3.65):

$$E = \frac{A_c}{A} = \frac{0,47}{2} = 0,235cm \tag{3.65}$$

Devido às limitações das dimensões disponibilizadas para o carretel usado, define-se um novo empilhamento, E_{novo}, que foi de 4cm.

Por conseguinte, a nova área do ferro, A_{c_nova}, é exibida em (3.66):

$$A_{c\_nova} = E_{novo} \cdot A = 4 \cdot 2 = 8cm^2 \tag{3.66}$$

E consequentemente o A_{p_calc} em (3.67):

$$A_{\text{p\_calc}} = \frac{3}{2} \cdot W_a \cdot A_{c\_nova} = 120cm^4 \tag{3.67}$$

Transformadores operando com o valor máximo de indução magnética (B_m) do material no núcleo podem apresentar surtos na corrente de alimentação, quando há presença de sobretensões na entrada do transformador. Isso pode causar o seu desligamento pelos circuitos de proteção da aeronave [60]. Em razão da confiabilidade de operação, adotou-se *Bop* = 0,7T.

Projetado o núcleo, o próximo passo é determinar as espiras de cada enrolamento, como visto em (3.68):

$$\begin{aligned} Nxy &= \sqrt{3} \cdot vxy. \left(\frac{1}{4,44 \cdot Bop \cdot f \cdot A_{c\_nova}} \right) = 201,094 espiras \\ Nxx1,2 &= vxx1,2. \left(\frac{1}{4,44 \cdot Bop \cdot f \cdot A_{c\_nova}} \right) = 8,052 espiras \\ Nxx3,4 &= vxx3,4. \left(\frac{1}{4,44 \cdot Bop \cdot f \cdot A_{c\_nova}} \right) = 35,521 espiras \end{aligned} \tag{3.68}$$

Em seguida, calcula-se a área da seção transversal do fio, a fim de determinar o AWG empregado nos enrolamentos, utilizando as correntes eficazes para a condição do controle ativo.

$$\begin{aligned} Awxy &= \frac{ixyas}{J} \cong 0,88 \cdot 10^{-3} cm^2 \\ Awxx1,2 &= \frac{ixxas1,2}{J} \cong 0,008 cm^2 \\ Awxx3,4 &= \frac{ixxas3,4}{J} \cong 0,008 cm^2 \end{aligned} \tag{3.69}$$

De acordo com a área da seção e utilizando a tabela dos fios encontrada no anexo A, os fios utilizados foram: AWG 28 para os enrolamentos primários e o AWG 18 para os secundários e sua área de seção é:

$$\begin{aligned} Aw28 &= 0,8046 \cdot 10^{-3} cm^2 \\ Aw18 &= 8,228 \cdot 10^{-3} cm^2 \end{aligned} \tag{3.70}$$

Logo, a área utilizada é apresentada em (3.71):

$$\begin{aligned} Awuxy &= Aw28 \cdot Nxy = 0,162cm^2 \\ Awuxx1,2 &= Aw18 \cdot Nxx1,2 = 0,066cm^2 \\ Awuxx3,4 &= Aw18 \cdot Nxx3,4 = 0,292cm^2 \end{aligned} \tag{3.71}$$

Assim, o fator de utilização total é dado por:

$$K_{u\_total} = 3 \cdot \left(Awuxy + 2 \cdot Awuxx1,2 + 2 \cdot Awuxx3,4 \right) = 3 \cdot 0,878 = 2,634cm^2 \tag{3.72}$$

Como regra prática para transformadores, o fator de utilização de cada braço é cerca de 40%.

$$A_{ocupada} = \frac{K_{u\_total}}{0,4 \cdot W_a} = \frac{2,634}{4} = 0,6585 \tag{3.73}$$

Para aproveitar a ocupação das janelas, foi adicionado mais 20% de espiras em cada enrolamento, como recomendado pelo fabricante, a fim de evitar que a saturação do núcleo:

$$\begin{aligned} Nxy_{\text{xusad}} &= 1,2 \cdot Nxy = 241,313espiras \\ Nxx1,2_{usad} &= 1,2 \cdot Nxx1,2 = 9,662espiras \\ Nxx3,4_{usad} &= 1,2 \cdot Nxx3,4 = 42,626espiras \end{aligned} \tag{3.74}$$

Assim a nova a área utilizada é apresentada em (3.75):

$$\begin{aligned} Awnuxy &= Aw28 \cdot Nxy_{usad} = 0,195cm^2 \\ Awnuxx1,2 &= Aw18 \cdot Nxx1,2_{usad} = 0,08cm^2 \\ Awnuxx3,4 &= Aw18 \cdot Nxx3,4_{usad} = 0,351cm^2 \end{aligned} \tag{3.75}$$

O novo fator de utilização total é dado por:

$$K_{u\_total\,novo} = 3 \cdot \left(Awu_{xy} + 2 \cdot Awu_{\text{xx}1,2} + 2 \cdot Awu_{\text{xx}3,4} \right) = 3 \cdot 1,056 = 3,168cm^2 \tag{3.76}$$

E a área final ocupada é dada por:

$$A_{finalocupada} = \frac{K_{u\_total\,novo}}{0,4 \cdot W_a} = \frac{3,168}{4} = 0,792 \tag{3.77}$$

Foi ocupado 79,2%, contribuindo para reduzir a densidade magnética e auxiliando o transformador a operar em uma região mais distante da saturação.

O próximo passo é determinar as perdas que estão concentradas em sua maioria no ferro e no cobre. Portanto, com o valor RMS das correntes dadas por (3.57), determina-se as resistências nos enrolamentos, como visto em (3.78) e as perdas no cobre e no ferro em (3.80) e (3.81).

Sabendo que a curva de comprimento médio (CCM) é usada para determinar a resistência do enrolamento e o peso para qualquer enrolamento [59], [60]. O valor de *CCM* = 22,44 e os valores de $\left(\frac{\mu\Omega 28}{cm}\right)$ e $\left(\frac{\mu\Omega 18}{cm}\right)$ são encontrados na tabela de fios, do anexo A. Para os respectivos AWGs e são 2142 e 209, respectivamente;

$$\begin{cases} R_{prim} = CCM \cdot Nxy_{\text{usad}} \cdot \left(\dfrac{\mu\Omega 28}{cm}\right) \cdot 10^{-6} = 9,67\Omega \\ R_{\text{sec}1,2} = CCM \cdot Nxx1,2_{usad} \cdot \left(\dfrac{\mu\Omega 18}{cm}\right) \cdot 10^{-6} = 0,038\Omega \\ R_{\text{sec}3,4} = CCM \cdot Nxx3,4_{usad} \cdot \left(\dfrac{\mu\Omega 18}{cm}\right) \cdot 10^{-6} = 0,167\Omega \end{cases} \tag{3.78}$$

As perdas nos enrolamentos primários e secundários é exposta em (3.79):

$$\begin{cases} P_{prim} = 3 \cdot (ixyas)^2 \cdot R_{prim} = 21,089W \\ P_{\text{sec}1,2} = 6 \cdot (ixxas1,2)^2 \cdot R_{\text{sec}1,2} = 4,588W \\ P_{\text{sec}3,4} = 6 \cdot (ixxas3,4)^2 \cdot R_{\text{sec}3,4} = 20,241W \end{cases} \tag{3.79}$$

Logo as perdas no cobre do autotransformador são:

$$P_{cobre\_autotrans} = P_{prim} + P_{\text{sec}1,2} + P_{\text{sec}3,4} = 45,919W \tag{3.80}$$

E as perdas no ferro podem ser determinadas por (3.81):

$$P_{ferro\_autotrans} = Watts / ki \log ram \cdot (W_e) = 1,99 \cdot 2,473 = 4,921W \tag{3.81}$$

Logo, as perdas no autotransformador são:

$$P_{autotrans} = P_{cobre\_autotrans} + P_{ferro\_autotrans} = 50,84W \tag{3.82}$$

Sendo que o peso do núcleo, W_e, é dado por:

$$W_e = 68,2 \cdot \left(A_{p\_usad} \right)^{0,75} = 2,473kg \tag{3.83}$$

Para concluir, na tabela 3.1 é apresentada a especificação do ATRU18PDDS implementado em laboratório. O projeto de isolamento dos cinco enrolamentos em cada janela do ATRU18PDDS foi estabelecido com base na IEC 60076-11:2004. Esta norma corresponde aos transformadores de potência do tipo seco e estabelece o uso de materiais classe F que resistem à temperatura máxima de até 155º e tensão de isolamento de até 1,1kV [61].

Tabela 3.1 – Especificações do ATRU18PDDS

Símb.	Parâmetro	Valor
-	Tensão de Entrada: *va, vb, vc*	115V/400Hz – Trifásico
-	Primário: *Nab, Nbc, Nca*	28 AWG/241,3 espiras
-	Secundários 1 e 2: *Nab1, Nab2, Nbc1, Nbc2, Nca1, Nca2*	18 AWG/9,66 espiras
-	Secundários 3 e 4: *Nab3, Nab4, Nbc3, Nbc4, Nca3, Nca4*	18 AWG/42,626 espiras
-	Tipo de núcleo	Nippon BSD25/25/50
-	Espessura da lâmina	0,27 mm
W_a	Área da janela	10 cm^2
B_m	Densidade máxima de fluxo magnético	0,7
J	Densidade de Corrente	6 A/ mm^2
W_t	Peso total do autotransformador	3,93 kg
K_u	Fator de utilização da janela	0,4
K_f	Coeficiente da forma de onda	4,44
CCM	Curva de comprimento médio	22,44
-	Watts/quilograma	1,99

3.3. Pontes Retificadoras

As pontes retificadoras usadas foram DMA40U1800GU.

De acordo com o *datasheet* da *Wolfspeed,* possuem baixa queda de tensão direta, são fáceis de montar, economizam espaço no circuito e seu peso é reduzido. De acordo com seu datasheet, possui os dados mencionados na tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Especificações das pontes retificadoras

Símb.	Parâmetro	Valor
V_{RRMp}	Tensão de pico reversa repetitiva da ponte	1200V
I_{Fp}	Corrente média da ponte	10 A
V_{Top}	Queda de tensão interna na ponte	0,74V
R_{Rp}	Resistência interna na ponte	16,3mΩ

De posse destes dados, podem-se determinar as perdas nas pontes retificadoras.

Para isso, é necessário saber a potência de entrada de cada conversor Boost, utilizando a potência de saída, que é de 400W, considerando um rendimento de 90% e uma situação crítica do sistema, ou seja, a condição de degrau de carga de 40% [62], [63]. Logo tem-se que:

$$P_{in\_Boost} = \frac{1,4 \cdot P_o}{\eta} = \frac{1,4 \cdot 400}{0,9} = 622,22W \tag{3.84}$$

Sabendo que sua corrente eficaz ou rms é:

$$I_{rms} = \frac{P_{in\_Boost}}{V_L} \tag{3.85}$$

Onde:

$$V_L = V_{fase} \cdot \sqrt{3} = 115 \cdot \sqrt{3} = 199,19V \tag{3.86}$$

Para evitar a saturação do núcleo, é necessário determinar a corrente de pico. Adotando uma taxa de ondulação de 30% da corrente eficaz, tem-se:

$$I_{Pico} = \left(\frac{I_{rms} \cdot 0,3}{2} \right) + I_{rms} = 3,592A \tag{3.87}$$

E ainda se tem que:

$$I_{med} = I_{rms} \cdot \sqrt{1 - D} = 2,257A \tag{3.88}$$

Onde D_{Boost} = 0,478 e é o ciclo de trabalho do conversor Boost.

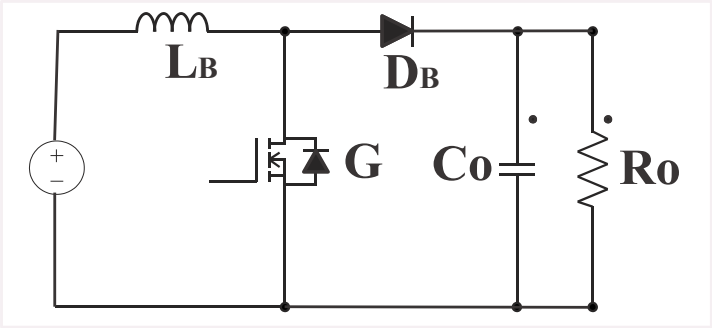
Então as perdas em cada ponte retificadora são dadas por:

$$P_{ponte} = P_{condução\_ponte} = 6 \cdot \left(V_{TOp} \cdot I_{med} + R_{Rp} \cdot {I_{rms}}^2 \right) = 12,41W \tag{3.89}$$

3.4. Conversor Boost

O conversor Boost, apresentado na figura 3.10. É um conversor CC-CC simples, robusto, com um número reduzido de componentes eletrônicos contribuindo para melhorar a eficiência geral da estrutura. Ele não possui isolamento galvânico, possibilita o ajuste da tensão de saída e a conexão com diversas cargas, além de possuir a característica de fonte de corrente na entrada [64], [65], [66].

Figura 3.10 – Conversor CC-CC Boost.



Ele pode ser conectado diretamente ao ATRU de forma cascateada, devido ao fato de ser fonte de corrente na entrada, contribuindo para a imposição de correntes com forma de onda trapezoidal e frequência de 2400Hz a 4800Hz nos indutores de entrada de cada conversor Boost, possibilitando a obtenção de correntes perfeitamente senoidais. Para isso, é necessário o seu projeto e dimensionamento.

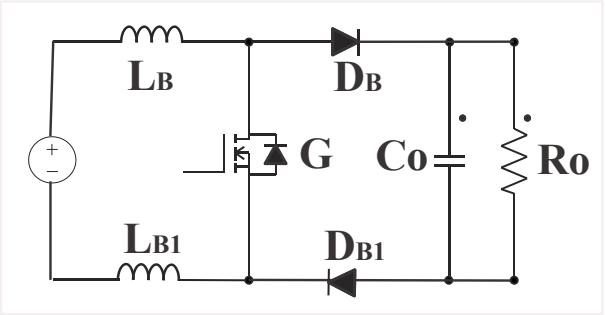
O êxito no projeto e funcionamento de um conversor CC-CC está concentrado no dimensionamento dos elementos magnéticos [67]. Isso se deve ao fato que de transformadores e indutores operando em alta frequência inserem no sistema de potência alguns elementos parasitas ou não linearidades, tais como: indutância magnetizante, indutância de dispersão, capacitâncias entre enrolamentos ou entre espiras, entre outros [67]. Estes elementos parasitas se apresentam em resultados indesejáveis ao conversor, tais como: picos de tensão em semicondutores, altas perdas, interferência eletromagnética (*Electromagnetic Interference – EMI*) [67]. Devido a isso, torna-se necessário detalhar todos os componentes do conversor Boost.

3.4.1. Indutores de Entrada

O conversor CC-CC Boost para a conexão multipulso é projetado para operar em modo de condução contínua, possuindo dois modos de operação: chave aberta e chave fechada.

Dessa forma, para evitar que a corrente que circula por um conversor retorne para o outro, quando a chave está fechada, adiciona-se um segundo diodo na saída, no ramo negativo. E, consequentemente, para evitar circulação de corrente na saída da carga, divide-se a indutância de entrada em dois ramos [68], conforme observado na figura 3.11.

Figura 3.11 –Conversor Boost para conexão multipulso.



O procedimento de projeto usado é apresentado em [66] e [69] e é empregado para definir as indutâncias de entrada e os capacitores de saída.

3.4.1.1. Indutância

Para a determinação da indutância dos indutores de entrada de cada conversor Boost, foi utilizado uma condição crítica do conversor, ou seja, o degrau de carga já mencionado [62], [63].

Emprega-se uma taxa de ondulação de 15% da corrente de pico., para garantir que o indutor não seja grande, pois um dos principais objetivos no MEA é reduzir peso e volume.

$$\Delta I_{in} = 0{,}15 \cdot I_{Pico} = 0{,}539 A \tag{3.90}$$

Assim. a indutância de entrada é dada por:

$$L_{in} = \frac{V_{in\_med} \cdot D}{\Delta L_{in} \cdot fs} = 2,386mH \tag{3.91}$$

Onde a frequência de chaveamento, *fs,* adotada é de 100kHz, que é a metade da frequência de amostragem. A estratégia de controle empregada é a modulação por histerese constante e a frequência de chaveamento pode variar acima e abaixo do valor estipulado.

Para ajustes de bancada, a indutância de entrada empregada foi de 2,2mH, sendo 1,1mH cada, pois, como já mencionado, foram divididos em dois ramos.

3.4.1.2. Escolha do Núcleo

Essa escolha é baseada nas Leis de Àmpere (3.92) e de Faraday [62], [67], [70]:

$$\Im = \oint H \cdot dl = H \cdot l = N \cdot i \tag{3.92}$$

$$v(t) = N \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} = N \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \tag{3.93}$$

Onde:

H: Intensidade do campo magnético;

dl: Elemento vetorial diferencial do comprimento tangencial à curva;

N: Número de espiras;

I: Corrente;

$\Delta\phi$ - Variação do fluxo magnético;

A relação volt-àmpere no indutor e a relação entre indução magnética (3.94) e campo magnético (3.95) também são importantes [65], [68], [69]:

$$v(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt} = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} \tag{3.94}$$

$$B_{max} = \mu_0 \cdot H \tag{3.95}$$

Onde:

B_{max}: indução magnética;

μ_0: Permeabilidade do ar ($4\pi x10^{-7}$ H/m)

Igualando (3.94) e (3.95):

$$N \cdot \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} \tag{3.96}$$

$$N \cdot \Delta \phi = L \cdot \Delta i \tag{3.97}$$

Sendo que:

$$\Delta \phi = \Delta B \cdot A_e \tag{3.98}$$

Onde A_e é a área da seção transversal do núcleo.

Tendo em conta que, quando a corrente no indutor é máxima (I_{pico}), tem-se o máximo valor de B (B_{max}), e substituindo (3.98) em (3.97):

$$N \cdot B_{\max} \cdot A_e = L \cdot I_{pico} \tag{3.99}$$

Assim:

$$N = \frac{L \cdot I_{pico}}{B_{\max} \cdot A_e} \tag{3.100}$$

A máxima densidade de corrente é dada por:

$$J_{\max} = \frac{N \cdot I_{rms}}{A_p} \tag{3.101}$$

Onde A_p é a área transversal do enrolamento de cobre.

É necessário, ainda, definir o k_w, fator de ocupação do cobre dentro do carretel. Seu valor típico para indutores é de 0,7. Isso significa que a área ocupada pelos enrolamentos é de 70% da janela [67]. Logo:

$$k_{\mathrm{w}} = \frac{A_p}{A_w} \tag{3.102}$$

Sabendo que A_w é a área da janela.

Reescrevendo (3.101) utilizando (3.102):

$$N = \frac{J_{\max} \cdot k_{\mathrm{w}} \cdot A_w}{I_{rms}} \tag{3.103}$$

Igualando (3.100) e (3.103):

$$\frac{L \cdot I_{pico}}{B_{\max} \cdot A_e} = \frac{J_{\max} \cdot k_w \cdot A_w}{I_{rms}} \tag{3.104}$$

Assim, define-se o valor do produto A_eA_w necessário para a construção do indutor.

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{pico} \cdot I_{rms} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot J_{\max} \cdot k_w} \tag{3.105}$$

O fator 10^4 na equação (3.105) foi acrescentado para ajuste de unidade (cm^4) [67].

Para núcleos de ferrite, o valor de B_{max} fica em torno de 0,3T, devido à curva de magnetização do material magnético.

$$A_e A_w = \frac{1{,}1 \cdot 10^{-3} \cdot 3{,}592 \cdot 3{,}124 \cdot 10^4}{0{,}3 \cdot 600 \cdot 0{,}7} = 0{,}98 cm^4 \tag{3.106}$$

Com este valor define-se os núcleos utilizados, que possuem as seguintes especificações, conforme visto no anexo B.

- Núcleo EE de Ferrite;
- MMT140EE4220;
- A_L = 6365 nH/esp^2;
- Fator de utilização da janela (k_w): 0,7;
- Densidade máxima de saturação: 0,39T (informado pelo fabricante como visto no anexo B);
- A_e = 2,4 cm^2;
- l_e = 2,4 cm;

A seguir determina-se o número de espiras.

3.4.1.3. Número de Espiras

Este número é obtido diretamente da expressão (3.100):

$$N = \frac{L \cdot I_{pico} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot A_e} = \frac{1{,}1 \cdot 10^{-3} \cdot 3{,}592 \cdot 10^4}{0{,}3 \cdot 2{,}4} = 54{,}878 \tag{3.107}$$

Logo, adotou-se 55 espiras.

3.4.1.4. Entreferro

O valor da relutância do núcleo pode ser aumentado pelo entreferro [70]. Isso resulta em uma menor sensibilidade do valor da indutância em relação às variações da permeabilidade do mesmo. Além disso, permite que o indutor opere com níveis mais elevados de corrente no enrolamento, evitando, dessa forma, sua saturação [69]. Logo:

$$L = \frac{N^2}{R_{total}} \tag{3.108}$$

A relutância do núcleo é dada por:

$$R_{nucleo} = \frac{l_{nucleo}}{\mu_{nucleo} \cdot A_e} \tag{3.109}$$

Onde:

l_{nucleo} – comprimento do caminho magnético;

μ_{nucleo} – permeabilidade do núcleo.

Um entreferro aumenta a relutância total do circuito magnético [63]. Utilizando um entreferro de ar, a relutância é expressa por:

$$R_{entrefesso} = \frac{l_{entreferro}}{\mu_0 \cdot A_e} \tag{3.110}$$

Sabendo que $l_{entreferro}$ é o comprimento do entreferro.

Como a relutância do ferrite é muito menor que a relutância do ar, porque sua permeabilidade relativa é muito maior [69], a relutância do núcleo é desconsiderada.

Para o núcleo disponibilizado, de material do tipo MMT140EE4220, a permeabilidade relativa é de 2300±25%, assim sua relutância será muito menor do que a do entreferro. Então:

$$L = \frac{N^2}{R_{entreferro}} \tag{3.111}$$

Substituindo (3.110) em (3.111):

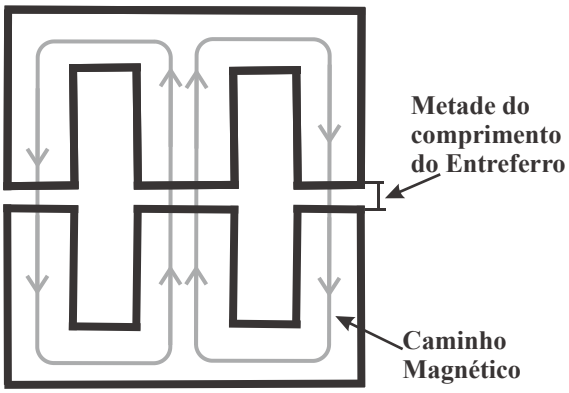
$$l_{entrefesso} = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L} \tag{3.112}$$

Logo:

$$l_{entrefesso} = \frac{55^2 \cdot \left(4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}\right) \cdot 2,4 \cdot 10^{-2}}{1,1 \cdot 10^{-3}} = 0,08cm \tag{3.113}$$

Este valor é referente ao comprimento total do entreferro, todavia, no caso de núcleos do tipo EE, o entreferro é colocado nas pernas laterais [67]. Assim, cada perna lateral deve ter um entreferro com a metade do valor determinado, uma vez que o fluxo magnético circula pelo caminho mostrado na figura 3.12. O próximo passo é definir os condutores.

Figura 3.12 –Distribuição do entreferro.



Fonte: Barbi, 2002 [65].

3.4.1.5. Condutores

O efeito pelicular ou efeito *Skin* deve ser considerado, quando se utiliza condutores em altas frequências [67]. Isso ocorre porque a frequência da corrente aumenta e tende a passar pela periferia do condutor [70]. Isto significa que existe maior densidade de corrente nas bordas e menor na região central, causando uma redução na área efetiva do condutor. Por isso, torna-se necessário definir o valor da profundidade de penetração:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{fs}} = 0,024cm \tag{3.114}$$

O condutor deve possuir um diâmetro menor que 2Δ, ou seja, não deve ultrapassar 0,048cm.

Consultando a tabela de fios (anexo A), o fio de máxima seção transversal que poderá ser empregado é o AWG 25, cujos dados são:

- d – Diâmetro do cobre: 0,045 cm;
- A_{cobre} – Área do cobre: 0,001624 cm^2.
- A densidade máxima de corrente nos condutores é 600 A/cm^2

A área do condutor necessária para conduzir a corrente eficaz no enrolamento é dada por, a:

$$S_{fio} = \frac{I_{rms}}{J_{\max}} = 0,006cm^2 \tag{3.115}$$

O número de condutores paralelos que se deve associar para que se possa conduzir a corrente sem superaquecimento dos fios é [67]:

$$n_{condutores} = \frac{S_{fio}}{A_{cobre}} = 3,695condutores \tag{3.116}$$

Logo: o número de condutores é 4.

3.4.1.6. Perdas no Cobre

O circuito projetado é não ideal, existindo, assim, perdas associadas à resistência dos fios e não idealidades dos circuitos magnéticos [70]. Essas perdas são chamadas de perdas no cobre ou perdas Joule e dependem diretamente da resistência do enrolamento [67]:

$$R_{cobre} = \frac{\rho_{fio} \cdot l_{espira} \cdot N}{n_{condutores}} = \frac{0,001062 \cdot 6,44 \cdot 55}{4} = 0,094\Omega \tag{3.117}$$

Sendo que:

ρ_{fio} – resistividade do fio em cm: 0,001062 (anexo A;

l_{espira} – Comprimento médio de uma espira: Perna Central (2. (2+1,22)=6,44cm)

Logo, as perdas no cobre são:

$$P_{cobre\_indutor} = R_{cobre} \cdot I_{rms}^2 = 0,918W \tag{3.118}$$

3.4.1.7. Perdas Magnéticas

As perdas magnéticas são causadas principalmente pela histerese [62], [67], [70]. São determinadas por:

$$P_{nucleo\_indutor} = \Delta B^{2,4} \cdot \left(K_h \cdot fs + K_f \cdot fs^2 \right) \cdot V_{nucleo} \tag{3.119}$$

Onde:

K_h – Coeficiente de perdas por histerese: 4.10^{-5};

K_f – Coeficiente de perdas por correntes parasitas: 4.10^{-10};

V_{nucleo} – Volume do núcleo.

Então:

$$P_{nucleo\_indutor} = 0,3^{2,4} \cdot \left(4 \cdot 10^{-5} \cdot 100000 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot 100000^2 \right) \cdot 23,1 = 10,275W \tag{3.120}$$

3.4.1.8. Perdas Totais

As perdas totais no indutor são determinadas pela soma das perdas no cobre e perdas magnéticas:

$$P_{indutor} = P_{cobre\_indutor} + P_{nucleo\_indutor} = 11,193W \tag{3.121}$$

3.4.1.9. Resistência Térmica do Núcleo

Essa resistência é dada por [67], [70]:

$$Rt_{nucleo\_indutor} = 23 \cdot \left(A_e \cdot A_w \right)^{-0,37} = 23 \cdot \left(2,4 \cdot 2,66 \right)^{-037} = 11,584^{o} C / W \tag{3.122}$$

3.4.1.10. Elevação de Temperatura

A elevação de temperatura é definida como [67], [70]:

$$\Delta T_{indutor} = \left(P_{cobre\_indutor} + P_{nucleo\_indutor} \right) \cdot Rt_{nucleo\_indutor} = 129,656^{o} C \tag{3.123}$$

3.4.1.11. Possibilidade de Execução

Aqui verifica-se a possibilidade de colocar os enrolamentos na janela do núcleo [67]. Para isso, é preciso uma janela mínima:

$$A_{w\_\min} = \frac{N \cdot n_{condutores} \cdot S_{fio}}{k_w} = 1,886 cm^2 \tag{3.124}$$

E assim, a possibilidade de execução é dada por:

$$Exec = \frac{A_{w\_\min}}{A_w} < 1 \tag{3.125}$$

Logo:

$$Exec = \frac{1,886}{2,66} = 0,709 \tag{3.126}$$

A seguir será detalhado o transistor empregado em cada conversor Boost.

3.4.2. Transistor

O transistor empregado foi SIC MOSFET C3M0120100K devido à sua tensão e corrente.

Segundo o *datasheet* da *Wolfspeed*, possui alta tensão de bloqueio com baixa resistência, 8mm de distância entre o dreno e a fonte, comutação de alta velocidade com baixas capacitâncias, diodo intrínseco rápido com baixa recuperação reversa e é livre de halogênio. Ele possui as seguintes características de acordo com a tabela 3.3. De posse destes dados, determina-se suas perdas.

Tabela 3.3 – Especificações do transistor - C3M0120100K

Símb.	Parâmetro	Valor
V_{DS}	Tensão dreno *source*	1000V
I_D	Corrente de dreno	22 A
t_r	Tempo de subida (*rise time*)	15ns
t_f	Tempo de descida (*fall time*)	8ns
E	Tensão de saída	540V
R_{DS}	Resistência interna na ponte	170mΩ

As perdas no transistor são por condução e comutação. Nesse sentido, tem-se que as perdas por condução são dadas pela expressão:

$$P_{conducao\_transist} = R_{DS} \cdot I_{rms}{}^2 = 1,659 W \tag{3.127}$$

E as perdas por comutação:

$$P_{comutacao\_transist} = P_{on\_transist} + P_{off\_transist} \tag{3.128}$$

Sendo que:

$$P_{on\_transist} = \frac{E \cdot I_{dmed} \cdot t_r \cdot f_s}{2} = 0,914W \tag{3.129}$$

$$P_{off\_transist} = \frac{E \cdot I_{dmed} \cdot t_f \cdot f_s}{2} = 0,488W \tag{3.130}$$

Substituindo (3.128) e (3.129) em (3.127):

$$P_{comutacao\_transist} = 0,914 + 0,488 = 1,402W \tag{3.131}$$

Assim as perdas totais no transistor são dadas por:

$$P_{transistor} = P_{conducao\_transist} + P_{comutacao\_transist} = 3,061W \tag{3.132}$$

A próxima etapa é especificar o tipo de diodo usado e suas perdas.

3.4.3. Diodo

O diodo empregado foi C3D0065A. Segundo o *datasheet* da *Wolfspeed:* é um diodo Schottky de carboneto de silício (SiC), possui uma corrente de recuperação reversa zero, operação de alta frequência e comportamento de comutação independente da temperatura, fornece comutação extremamente rápida com praticamente nenhuma perda de comutação. Sua especificação encontra-se na tabela 3.4.

Tabela 3.4 – Especificações do diodo - C3D0065A

Símb.	Parâmetro	Valor
V_{RRMd}	Tensão de pico reversa repetitiva do diodo	650V
I_{Fd}	Corrente média do diodo	10 A
I_{Rd}	Corrente reversa no diodo	12μA
P_{Dd}	Potência dissipada no diodo	136,3W
V_{Fd}	Queda de tensão direta	1,5V
V_{Tod}	Queda de tensão interna no diodo	0,84V
R_{Rd}	Resistência interna no diodo	0,094Ω

Como este diodo não apresenta praticamente nenhuma perda por comutação, consideram-se apenas suas perdas por condução:

$$P_{\text{diodo}} = P_{conducao\_\text{diodo}} = V_{TOd} \cdot I_{med} + R_{Rd} \cdot I_{rms}{}^2 = 2,813W \tag{3.133}$$

Para finalizar os componentes do conversor Boost, tem-se ainda o capacitor de saída, que será mencionado no próximo tópico.

3.4.4. Capacitor de Saída

O capacitor de saída de cada Boost foi projetado baseado em [55], sabendo que:

$$\Delta V_{C_o} = 0,01 \cdot V_o = 5,4V \tag{3.134}$$

Logo a capacitância de saída é dada por:

$$C_o = \frac{I_o}{\Delta V_{C_o} \cdot fs} \cdot \frac{\left(V_o - V_{in}\right)}{V_o} = 467,5\mu F \tag{3.135}$$

Para ajustes de bancada o valor adotado foi de 500μF.

Na tabela 3.5, estão as especificações para cada conversor Boost.

Tabela 3,5 – Especificações do conversor Boost

Parâmetro	**Valor**
Potência de saída de cada conversor	400 W
Frequência máxima de chaveamento	100 kHz
Indutâncias de entrada	1,1 mH
Transistores: *S1, S2, S3*	SIC MOSFET C3M0120100K (22A/1000V)
Diodos de saída: *Dout1, Dout2, ..., Dout6*	C3D10065A (10A / 650V)

3.4.5. Perdas Totais no Boost

As perdas totais são obtidas através da soma das perdas dos elementos passivos e semicondutores.

$$P_{total} = 2 \cdot P_{indutor} + P_{transistor} + 2 \cdot P_{diodo} = 31,073W \tag{3.136}$$

A eficiência de um conversor Boost é:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{total}} = 0,928 = 92,8\% \tag{3.137}$$

3.6. Considerações Finais

Neste capítulo foi definido detalhadamente os procedimentos de cálculo e projeto do autotransformador, pontes e conversores Boost.

O autotransformador empregado foi dimensionado, a fim de se obter uma estrutura compacta. Levando isso em consideração, analisou-se sua especificação de acordo com a relação de transformação, taxa kVA, núcleo, empilhamento, nível de potência, conexão, frequência.

Já os conversores Boost foram projetados para operarem no modo de condução contínuo, aprimorando, assim, o desempenho do conversor quando usado com o autotransformador.

Capítulo 4 – Estratégia de Controle e Projeto dos Controladores

4.1. Considerações Iniciais

Neste capítulo, será exibida a estratégia de controle usada e o projeto dos controladores utilizando o método de espaço de estados médio.

Isto posto, a técnica apresentada têm a função de regular a tensão do barramento de saída em virtude da variação de carga, controlando o processamento de potência em cada conversor Boost, para que cada um opere com 1/3 da potência de saída da estrutura. Isso auxilia na redução da distorção harmônica das correntes de entrada e o equilíbrio entre elas

4.2. Estratégia de Controle

A técnica aplicada é a modulação por histerese digital e baseia-se na imposição trapezoidal nos indutores de entrada dos conversores Boost. Para isso, é necessário que essa corrente esteja em fase com qualquer tensão de linha do secundário, a fim de definir o ponto da geração da referência trapezoidal, evitando que as formas de onda das correntes sejam altamente distorcidas. Como pode ser observado na figura 4.1, na qual a corrente do retificador 1, $I_{1\text{-}ref}$, está em fase com $V_{ab1} = V_{xxy}$.

O diagrama de blocos da estratégia de controle desenvolvida é apresentado na figura 4.2. Essa metodologia foi implementada através de algoritmos em linguagem C, utilizando o microcontrolador TMS320F28379D com arquitetura dual-core. A malha de controle de tensão de saída juntamente com o algoritmo para geração da forma de onda de corrente de referência é gerenciada por um núcleo do microcontrolador com uma frequência de amostragem de 200kHz. O controlador de corrente opera em paralelo usando o segundo núcleo do microcontrolador com um acelerador da lei de Controle (*Control Law Accelerator* – CLA) na mesma frequência de amostragem.

Figura 4.1 – Detalhes da forma de onda da corrente imposta aos indutores de entrada de cada conversor Boost.

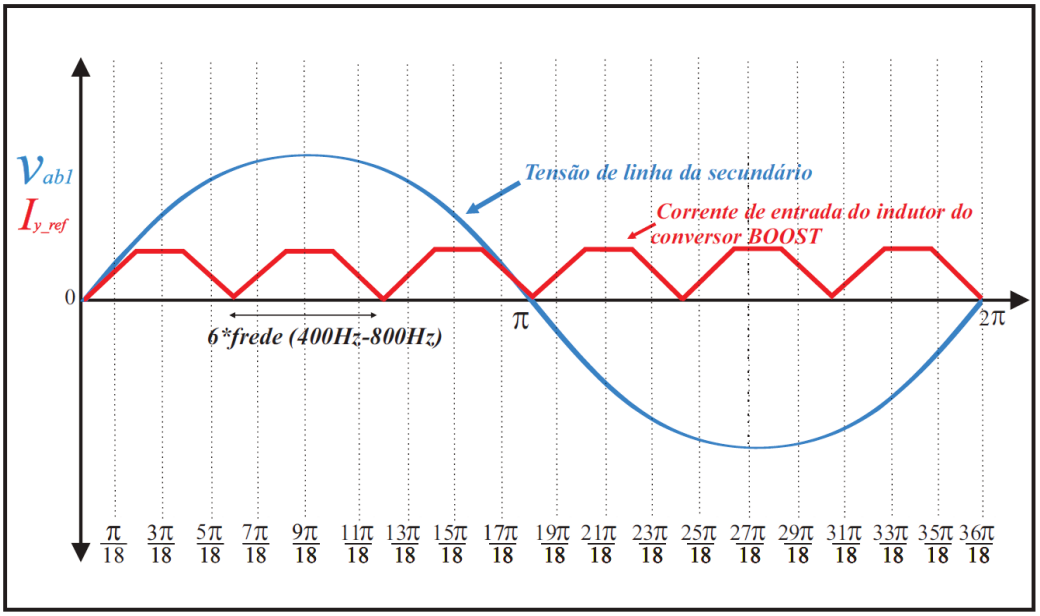
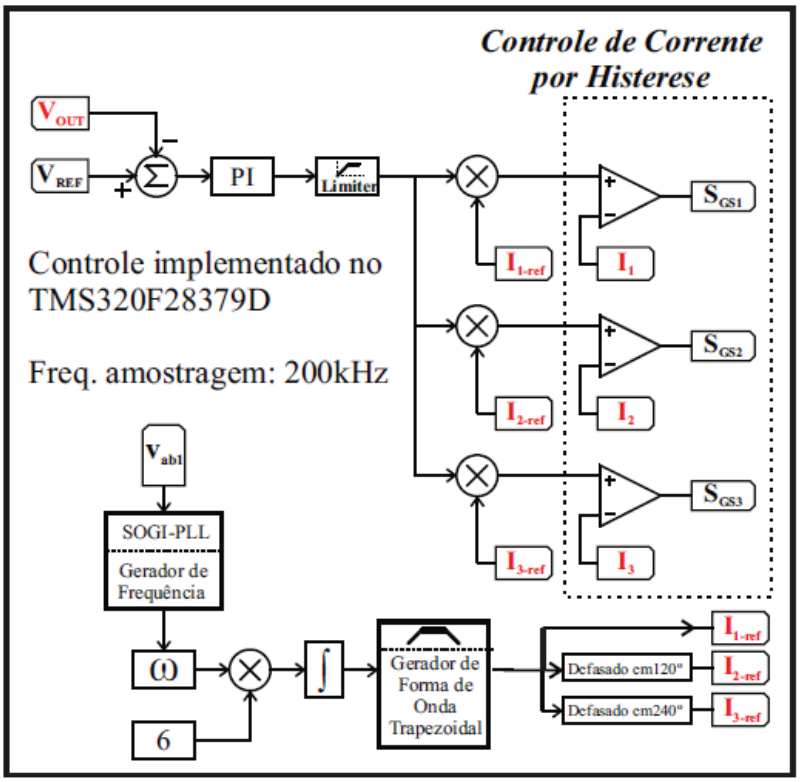


Figura 4.2 – Diagrama de blocos do controle de modulação por histerese.



O sincronismo ocorre em fase e frequência entre as correntes de linha de entrada e a tensão de alimentação. É assegurado através de um PLL-SOGI [71]-[73].

A entrada do PLL-SOGI é a tensão de entrada *vab1*. Obtém-se a frequência angular (ω) da tensão *vab1*. Multiplica a mesma por seis. Em seguida, este sinal passa por um integrador, gerando uma rampa que é a entrada para o algoritmo do gerador da forma de onda trapezoidal desejada para o controle de corrente de cada conversor Boost.

O gerador de forma de onda trapezoidal é formado uma função que analisa a rampa gerada na integração, criando uma rampa positiva e outra negativa e, utilizando um saturador para limitar o sinal. Isso evita que ocorra alguma instabilidade, o PI suba e danifique as chaves. Então, se o sinal de erro for alto, o compensador PI age, mandando um sinal alto para reduzir esse erro e evitar problemas.

O emprego do PLL-SOGI é melhor do que o uso do detector de cruzamento por zero (ZCD – *Zero Crossing Detector*), usado em [54] e [55], evitando qualquer atraso de sincronismo durante o transitório.

Os sinais de referência de corrente do Boost gerados (I1-ref, I2-ref, I3-ref) são multiplicados pela tensão de controle fornecida pelo controlador de tensão proporcional-integral (PI) de saída.

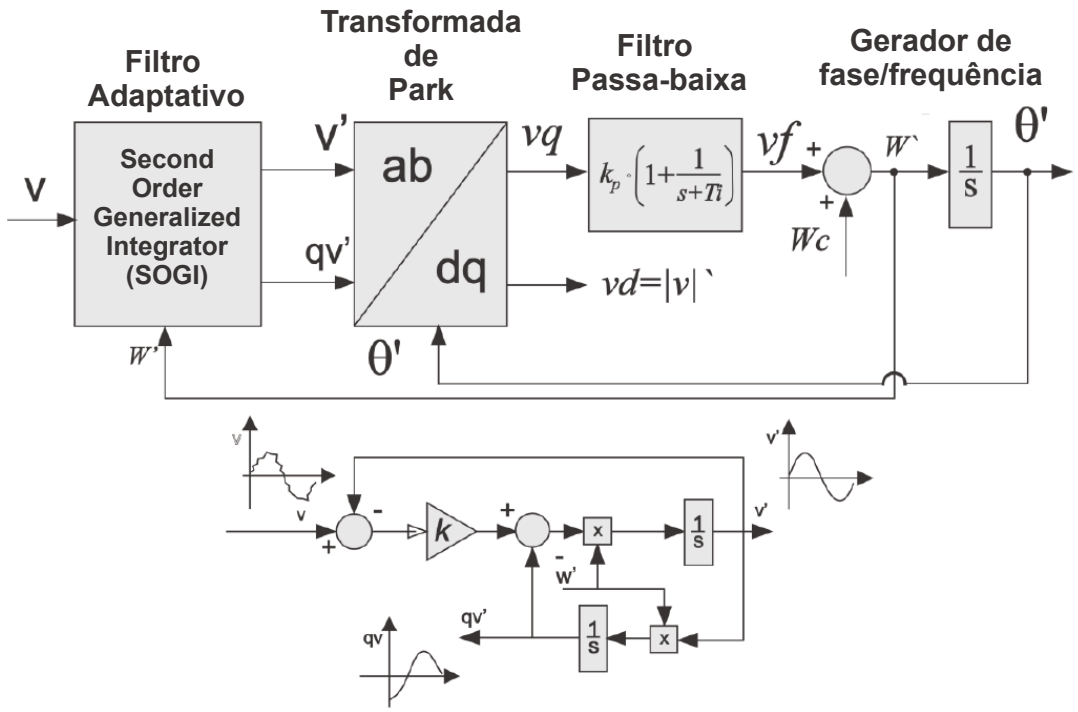
Utilizou-se o PLL-SOGI, conforme figura 4.3, porque ele possui um integrador de segunda ordem que fornece um sinal de tensão ortogonal, ou seja, defasado em 90º em relação ao sinal de referência [82]. Ele utiliza a transformada de Park para converter o sinal de tensão ortogonal em componentes *d* e *q*. Depois disso, um filtro passa-baixa é usado a fim de atenuar o sinal *vq* convertido. Esse filtro é implementado através de um compensador PI de primeira ordem. Seus valores interferem na dinâmica do sincronismo em fase e na variação da frequência angular [82].

A equação (4.1) descreve esse compensador PI, sendo que o ganho K_{PL}=0,3 e a constante de tempo T_{PLL}=0.04.

$$G_{pi}(s) = K_{PLL} \cdot \frac{1 + s \cdot T_{PLL}}{s \cdot T_{PLL}} = 0,3 \cdot \frac{100 + s \cdot 4}{s \cdot 4} \tag{4.1}$$

O estágio final do PLL-SOGI é o gerador de fase e frequência. Ele supri a fase gerada para a transformada Park. Esse gerador também fornece a frequência angular central, *Wc,* que funciona como condição inicial para o sistema e está relacionada com a frequência da rede de alimentação.

Figura 4.3 – PLL-SOGI implementado



Fonte : Adaptdp de [71]

Assim, o integrador de segunda ordem (SOGI) é utilizado para gerar um sinal de tensão em quadratura, que é combinado com o sinal de erro filtrado, produzindo a resposta final do sistema. Isso mantém a estabilidade e precisão, sincronizando sem nenhum problema a tensão de linha do autotransformador com a corrente imposta no indutor de entrada dos conversores Boost.

O controlador por histerese foi implantado devido à sua velocidade e seu excelente desempenho dinâmico para uma ampla faixa de variação de carga [74]-[79]. Nas malhas de histerese de corrente, o mesmo sinal do compensador de tensão garante o equilíbrio entre as correntes com o objetivo de assegurar a correta divisão de potência da carga e, portanto, a correta composição das correntes da rede. Através da comparação do sinal de realimentação (I_1, I_2, I_3)

com o sinal de referência de corrente, obtém-se o sinal de comando para a chave de cada conversor Boost. A frequência de comutação é, portanto, variável, chegando a um máximo de 100 kHz.

A seguir, encontra-se o projeto do compensador proporcional integral da malha de tensão. Para isso, será o método de espaço de estados médios.

4.3. Método de Espaço de Estados Médio

Segundo [80], esta metodologia é a representação de um sistema físico formado por um conjunto de variáveis de entrada, saída e de estado relacionadas através de equações diferenciais de primeira ordem. Nesse sentido, as variáveis são exibidas por meio de vetores e equações, tanto diferenciais quanto algébricas, são apresentadas de forma matricial.

Nessa topologia, consideram-se as variáveis de apenas um Boost, pois para os demais analisa-se a defasagem deste.

4.3.1. Determinação das Funções Transferências

Assim sendo, o conversor Boost, apresentado na figura 4.4, pode ser definido de acordo com as seguintes equações:

$$\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \tag{4.2}$$

$$y(t) = C \cdot x(t) + E \cdot u(t) \tag{4.3}$$

Onde:

$x(t)$ – Vetor de estados;

$\dot{x}(t) = \frac{dx}{dt}$ – Derivada do vetor de estados;

$u(t)$ – Vetor de entrada;

A – Matriz do sistema;

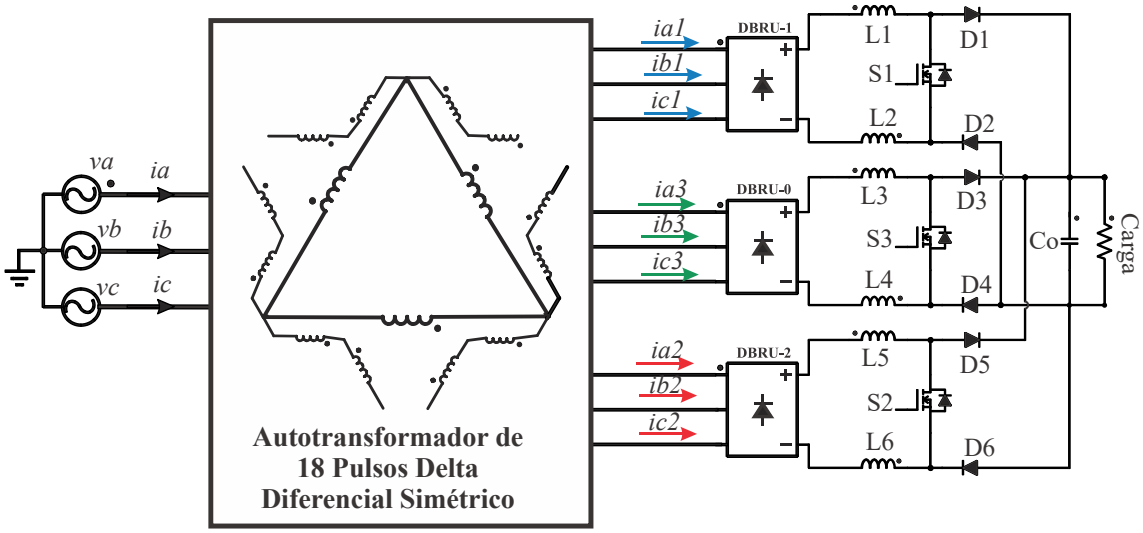
B – Matriz de entrada;

C – Matriz de saída;

E – Matriz de ação avante.

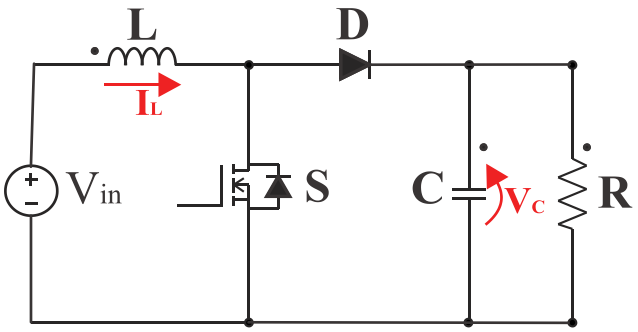
Como pode ser visto na figura 4.4, a estrutura possui três chaves (S1, S2 e S3) e se alterna entre duas possibilidades: chaves abertas e fechadas. Dessa forma, torna-se necessário analisar cada caso, determinando as matrizes do sistema e de entrada.

Figura 4.4 –Circuito do retificador



Para isso, como já mencionado, analisar-se-á apenas um Boost como pode ser visto na figura 4.5.

Figura 4.5 – Topologia do conversor Boost.



O conversor possui dois elementos que armazenam energia: o indutor L e o capacitor C, então o vetor de estados é formado pela corrente do indutor L (i_L) e a tensão no capacitor (v_c):

$$x(t)=\begin{bmatrix} I_L(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} \tag{4.4}$$

Sua derivada é dada por:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \frac{dI_L(t)}{dt} \\ \frac{dV_C(t)}{dt} \end{bmatrix} \tag{4.5}$$

Já o vetor de entrada é formado pelas fontes de tensão presentes, logo:

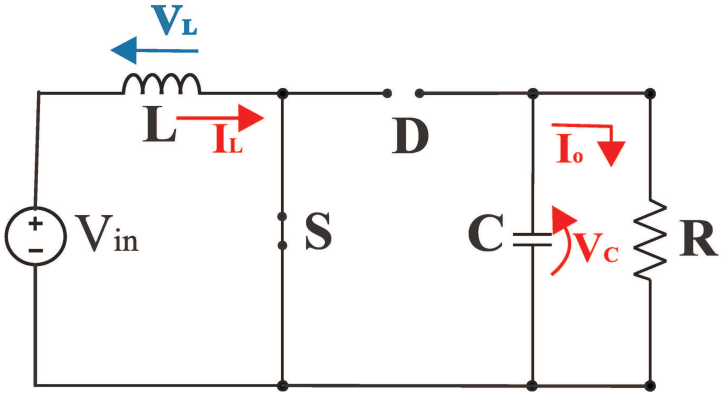
$$u(t) = \left[V_{in}(t) \right] \tag{4.6}$$

É necessário determinar as matrizes do sistema (A) e de entrada (B). Para isso, é preciso analisar o conversor Boost nas duas condições: chave fechada e chave aberta.

4.3.1.1. Circuito para Chave Fechada

O circuito para a condição de chave fechada é apresentado na figura 4.6:

Figura 4.6 – Circuito para chave fechada.



Logo, tem-se:

$$V_{in}(t) - V_L(t) = 0 \tag{4.7}$$

$$V_L(t) = V_{in}(t) \tag{4.8}$$

$$L \cdot \frac{dI_L(t)}{dt} = V_{in}(t) \tag{4.9}$$

$$\frac{dI_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} \cdot V_{in}(t) \tag{4.10}$$

Tem-se ainda:

$$I_C(t) + I_R(t) = 0 \tag{4.11}$$

$$I_C(t) = -I_R(t) \tag{4.12}$$

$$C \cdot \frac{dV_C(t)}{dt} = -\frac{V_c(t)}{R} \tag{4.13}$$

$$\frac{dV_C(t)}{dt} = -\frac{1}{(C \cdot R)} \cdot V_c(t) \tag{4.14}$$

Então, a matriz do sistema para a chave fechada A_1 será:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{(R \cdot C)} \end{bmatrix} \tag{4.15}$$

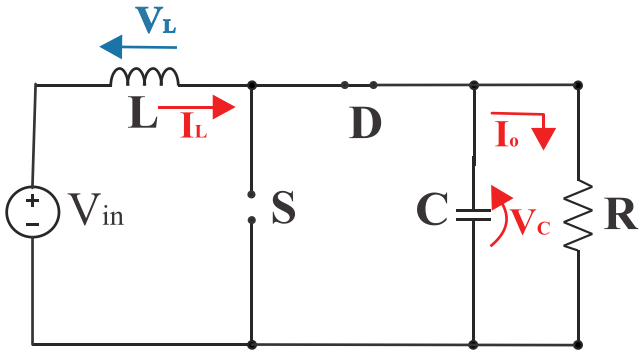
E a matriz de entrada para chave fechada, B_1 será:

$$B_1 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \tag{4.16}$$

4.3.1.2. Circuito para Chave Aberta

Para o caso de chave aberta, o circuito é exibido na figura 4.7:

Figura 4.7 – Circuito para chave aberta.



Logo, tem-se:

$$V_{in}(t) - V_L(t) - V_C(t) = 0 \tag{4.17}$$

$$V_L(t) = V_{in}(t) - V_C(t) \tag{4.18}$$

$$L \cdot \frac{dI_L(t)}{dt} = V_{in}(t) - V_C(t) \tag{4.19}$$

$$\frac{dI_L(t)}{dt} = -\frac{1}{L} \cdot V_C(t) + \frac{1}{L} \cdot V_{in}(t) \tag{4.20}$$

Obtém-se ainda:

$$I_L(t) - I_C(t) - I_R(t) = 0 \tag{4.21}$$

$$I_C(t) = I_L(t) - I_R(t) \tag{4.22}$$

$$C \cdot \frac{dV_C(t)}{dt} = I_L(t) - \frac{V_c(t)}{R} \tag{4.23}$$

$$\frac{dV_C(t)}{dt} = \frac{1}{C} \cdot I_L(t) - \frac{1}{(C \cdot R)} \cdot V_c(t) \tag{4.24}$$

Dessa forma, a matriz do sistema para a chave aberta A_2 será:

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{(R \cdot C)} \end{bmatrix} \tag{4.25}$$

E a matriz de entrada para chave aberta, B_2 será:

$$B_2 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \tag{4.26}$$

Como o conversor opera no modo de condução contínua (MCC), as matrizes do sistema e de entrada são definidas por seus valores médios. Dessa forma, tem-se que:

$$A_{med} = A_1.D + A_2 \cdot (1 - D) \tag{4.27}$$

Logo:

$$A_{med} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\dfrac{1}{(R \cdot C)} \end{bmatrix} .D + \begin{bmatrix} 0 & -\dfrac{1}{L} \\ \dfrac{1}{C} & -\dfrac{1}{(R \cdot C)} \end{bmatrix} \cdot (1-D) \tag{4.28}$$

$$A_{med} = \begin{bmatrix} 0 & \dfrac{(D-1)}{L} \\ \dfrac{(1-D)}{C} & -\dfrac{1}{(R \cdot C)} \end{bmatrix} \tag{4.29}$$

$$B_{med} = B_1 .D + B_2 \cdot (1-D) \tag{4.30}$$

Então

$$B_{med} = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} .D + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot (1-D) \tag{4.31}$$

$$B_{med} = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \tag{4.32}$$

Linearizando este sistema de equações ao redor de um ponto de operação, que corresponde às especificações de projeto, nesse caso, os valores das variáveis de estado são os valores eficazes ou os de pico. Assim as derivadas das variáveis de estado são nulas:

$$\frac{dx(t)}{dt} = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \tag{4.33}$$

$$0 = A \cdot \bar{X} + B \cdot \bar{U} \tag{4.34}$$

$$0 = A^{-1} \cdot A \cdot \bar{X} + A^{-1} \cdot B \cdot \bar{U} \tag{4.35}$$

Isolando $\bar{X}$, sabendo que $A^{-1} \cdot A = 1$ e substituindo A^{-1} por A_{med}^{-1} e B por B_{med}:

$$\bar{X} = -A_{med}^{-1} \cdot B_{med} \cdot \bar{U} \tag{4.36}$$

Substituindo (4.6), (4.29) e (4.30) na equação (4.36):

$$\bar{X} = -\begin{bmatrix} 0 & \dfrac{(D-1)}{L} \\ \dfrac{(1-D)}{C} & -\dfrac{1}{(R\cdot C)} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \left[V_{in}(t)\right] \tag{4.37}$$

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} \dfrac{V_{in}}{\left[R\cdot(D-1)^2\right]} \\ -\dfrac{V_{in}}{(D-1)} \end{bmatrix} \tag{4.38}$$

Ainda é necessário determinar o modelo para pequenos sinais. Isso é feito perturbando as variáveis no ponto de operação [62], [63], admitindo que o valor das variáveis de estado é composto por seu valor médio e por pequenas perturbações próximas ao ponto de operação. Por conseguinte, as equações que constituem esses distúrbios na razão cíclica [81] são:

$$\begin{cases} x(t) = \bar{X} + \hat{x}(t) \\ u(t) = \bar{U} + \hat{u}(t) \\ d(t) = \bar{D} + \hat{d}(t) \\ d'(t) = 1 - d'(t) = \bar{D} - \hat{d}(t) \end{cases} \tag{4.39}$$

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_{med}\cdot x(t) + B_{med}\cdot u(t) \tag{4.40}$$

$$\frac{d\left[\bar{X}+\hat{x}(t)\right]}{dt} = \left[A_1\cdot d(t) + A_2\cdot d'(t)\right]\cdot x(t) + \left[B_1\cdot d(t) + B_2\cdot d'(t)\right]\cdot u(t) \tag{4.41}$$

$$\begin{aligned} \frac{d\left[\bar{X}+\hat{x}(t)\right]}{dt} &= \left\{A_1\cdot\left[\bar{D}+\hat{d}(t)\right] + A_2\cdot\left[\bar{D}'-\hat{d}(t)\right]\right\}\cdot\left[\bar{X}+\hat{x}(t)\right] + \\ &+ \left\{B_1\cdot\left[\bar{D}+\hat{d}(t)\right] + B_2\cdot\left[\bar{D}'-\hat{d}(t)\right]\right\}\cdot\left[\bar{U}+\hat{u}(t)\right] \end{aligned} \tag{4.42}$$

$$\begin{aligned}\frac{d\left[\bar{X}+\hat{x}(t)\right]}{dt} &= \left[A_1\cdot\bar{D}+A_2\cdot\bar{D}'\right]\cdot\bar{X}+\left[A_1\cdot\hat{d}(t)+A_2\cdot\hat{d}'(t)\right]\cdot\bar{X}+\\ &+\left[A_1\cdot\bar{D}+A_2\cdot\bar{D}'\right]\cdot\hat{x}(t)+\left[A_1\cdot\hat{d}(t)+A_2\cdot\hat{d}'(t)\right]\cdot\hat{x}(t)+\\ &+\left[B_1\cdot\bar{D}+B_2\cdot\bar{D}'\right]\cdot\bar{U}+\left[B_1\cdot\hat{d}(t)+B_2\cdot\hat{d}'(t)\right]\cdot\bar{U}+\\ &+\left[B_1\cdot\bar{D}+B_2\cdot\bar{D}'\right]\cdot\hat{u}(t)+\left[B_1\cdot\hat{d}(t)+B_2\cdot\hat{d}'(t)\right]\cdot\hat{u}(t)\end{aligned} \tag{4.43}$$

A multiplicação das seguintes perturbações ($\hat{d}(t)\cdot\hat{x}(t)$ ou $\hat{d}(t)\cdot\hat{u}(t)$) geram valores muito pequenos, sendo, portanto, desconsiderados. Então a equação (4.43) pode ser reescrita como a equação (4.44):

$$\begin{aligned}\frac{d\left[\bar{X}+\hat{x}(t)\right]}{dt} &= \left[A_1\cdot D+A_2\cdot\bar{D}'\right]\cdot\bar{X}+\left[A_1\cdot\hat{d}(t)+A_2\cdot\hat{d}(t)\right]\cdot\bar{X}\\ &\left[A_1\cdot D+A_2\cdot\bar{D}'\right]\cdot\hat{x}(t)+\left[A_1\cdot\hat{d}(t)+A_2\cdot\hat{d}(t)\right]\cdot\hat{x}(t)+\\ &+\left[B_1\cdot D+B_2\cdot\bar{D}'\right]\cdot\bar{U}+\left[B_1\cdot\hat{d}(t)+B_2\cdot\hat{d}(t)\right]\cdot\bar{U}+\\ &+\left[B_1\cdot D+B_2\cdot\bar{D}'\right]\cdot\hat{u}(t)+\left[B_1\cdot\hat{d}(t)+B_2\cdot\hat{d}(t)\right]\cdot\hat{u}(t)\end{aligned} \tag{4.44}$$

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{x}(t)}{dt} &= A_{med}\cdot\bar{X}+\left[A_1-A_2\right]\cdot\bar{X}\cdot\hat{d}(t)+A_{med}\cdot\hat{x}(t)+B_{med}\cdot\bar{U}+\\ &+\left[B_1-B_2\right]\cdot\hat{d}(t)\cdot\bar{U}+B_{med}\cdot\hat{u}(t)\end{aligned} \tag{4.45}$$

Separando os termos CC da equação (4.45):

$$\frac{d\bar{X}}{dt} = A_{med}\cdot\bar{X}+B_{med}\cdot\bar{U} \tag{4.46}$$

E os termos CA:

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = \frac{d\left[\bar{X}+\hat{x}(t)\right]}{dt}-\frac{d\bar{X}}{dt} \tag{4.47}$$

Substituindo (4.45) e (4.46) na equação (4.47) e sabendo que as derivadas no ponto de operação são constantes, portanto, são zero, chega-se à equação (4.48):

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A_{med}\cdot\bar{X} + \left[A_1 - A_2\right]\cdot\bar{X}\cdot\hat{d}(t) + A_{med}\cdot\hat{x}(t) + B_{med}\cdot\bar{U} + \\ + \left[B_1 - B_2\right]\cdot\hat{d}(t)\cdot\bar{U} + B_{med}\cdot\hat{u}(t) \tag{4.48}$$

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A_{med}\cdot\hat{x}(t) + B_{med}\cdot\hat{u}(t) + \left\{\left[A_1 - A_2\right]\cdot\bar{X} + \left[B_1 - B_2\right]\cdot\bar{U}\right\}\cdot\hat{d}(t) \tag{4.49}$$

Considerando que:

$$B_d = \left[A_1 - A_2\right]\cdot\bar{X} + \left[B_1 - B_2\right]\cdot\bar{U} \tag{4.50}$$

Tem-se que:

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A_{med}\cdot\hat{x}(t) + B_{med}\cdot\hat{u}(t) + B_d\cdot\hat{d}(t) \tag{4.51}$$

Logo:

$$B_d = \left\{\begin{bmatrix}0 & 0\\ 0 & -\dfrac{1}{(R\cdot C)}\end{bmatrix} - \begin{bmatrix}0 & -\dfrac{1}{L}\\ \dfrac{1}{C} & -\dfrac{1}{(R\cdot C)}\end{bmatrix}\right\}\cdot\begin{bmatrix}\dfrac{V_{in}}{\left[R\cdot(D-1)^2\right]}\\ -\dfrac{V_{in}}{(D-1)}\end{bmatrix} + \\ + \left\{\begin{bmatrix}1/L\\ 0\end{bmatrix} - \begin{bmatrix}1/L\\ 0\end{bmatrix}\right\}\cdot\left[V_{in}\right] \tag{4.52}$$

$$B_d = \begin{bmatrix}-\dfrac{V_{in}}{\left[L\cdot(D-1)\right]}\\ -\dfrac{V_{in}}{\left[R\cdot C\cdot(D-1)^2\right]}\end{bmatrix} \tag{4.53}$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (4.51), obtém-se:

$$\hat{X}(s) = \left(s\cdot I - A_{med}\right)^{-1}\cdot\left[B_{med}\cdot\hat{U}(s) + B_d\cdot\hat{D}(s)\right] \tag{4.54}$$

Determinam-se as funções transferências, empregando o princípio da superposição e considerando $\hat{D}(s)=0$, logo:

$$\hat{X}(s)=\left(s\cdot I-A_{med}\right)^{-1}\cdot B_{med}\cdot\hat{U}(s) \tag{4.55}$$

Então:

$$\hat{G}_{xu}(s)=\frac{\hat{X}(s)}{\hat{U}(s)}=\left(s\cdot I-A_{med}\right)^{-1}\cdot B_{med} \tag{4.56}$$

$$\hat{G}_{xu}(s)=\frac{\hat{X}(s)}{\hat{U}(s)}=\left\{s\cdot\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}0 & \frac{(D-1)}{L}\\ \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{(R\cdot C)}\end{bmatrix}\right\}^{-1}\cdot\begin{bmatrix}1/L\\ 0\end{bmatrix} \tag{4.57}$$

$$\hat{G}_{xu}(s)=\begin{bmatrix}\hat{G}_{I_LV_{in}}(s)\\ \hat{G}_{V_CV_{in}}(s)\end{bmatrix} \tag{4.58}$$

$$\hat{G}_{xu}(s)=\frac{\hat{X}(s)}{\hat{U}(s)}=\begin{bmatrix}\frac{C\cdot R\cdot s+1}{R\cdot D^2-2\cdot R\cdot D+C\cdot L\cdot R\cdot s^2+L\cdot s+R}\\ \frac{R-D\cdot R}{R\cdot D^2-2\cdot R\cdot D+C\cdot L\cdot R\cdot s^2+L\cdot s+R}\end{bmatrix} \tag{4.59}$$

Sabendo que $\hat{X}(s)$ representa o vetor $\begin{bmatrix}\hat{I}_L(s)\\ \hat{V}_C(s)\end{bmatrix}$ e $\hat{U}(s)$ equivale ao vetor $\left[\hat{V}_{in}(s)\right]$. Logo, $\hat{G}_{I_LV_{in}}(s)=\frac{\hat{I}_L(s)}{\hat{V}_{in}(s)}$ é o primeiro elemento da matriz e por conseguinte $\hat{G}_{V_CV_{in}}(s)=\frac{\hat{V}_C(s)}{\hat{V}_{in}(s)}$, o segundo.

Para definir a função transferência $\hat{G}_{vouti}(s)=\frac{\hat{V}_C(s)}{\hat{I}_L(s)}$ tem-se:

$$\hat{G}_{vi}(s)=\frac{\hat{V}_C(s)}{\hat{I}_L(s)}=\frac{\hat{G}_{V_CV_{in}}(s)}{\hat{G}_{I_LV_{in}}(s)}=\frac{R\cdot(1-D)}{C\cdot R\cdot s+1} \tag{4.60}$$

Agora aplicando o princípio da superposição e considerando $\hat{U}(s)=0$, logo:

$$\hat{X}(s)=(s\cdot I-A_{med})^{-1}\cdot B_d\cdot\hat{D}(s) \tag{4.61}$$

Então:

$$\hat{G}_{xd}(s)=\frac{\hat{X}(s)}{\hat{D}(s)}=(s\cdot I-A_{med})^{-1}\cdot B_d \tag{4.62}$$

$$\hat{G}_{xd}(s)=\frac{\hat{X}(s)}{\hat{D}(s)}=\left\{s\cdot\begin{bmatrix}1&0\\0&1\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}0&\frac{(D-1)}{L}\\\frac{(1-D)}{C}&-\frac{1}{(R\cdot C)}\end{bmatrix}\right\}^{-1}\cdot\begin{bmatrix}-\frac{V_{in}}{[L\cdot(D-1)]}\\-\frac{V_{in}}{[R\cdot C\cdot(D-1)^2]}\end{bmatrix} \tag{4.63}$$

$$\hat{G}_{xd}(s)=\begin{bmatrix}\hat{G}_{I_Ld}(s)\\\hat{G}_{V_Cd}(s)\end{bmatrix} \tag{4.64}$$

$$\hat{G}_{xd}(s)=\frac{\hat{X}(s)}{\hat{D}(s)}=\begin{bmatrix}\frac{V_{in}\cdot(C\cdot R\cdot s+2)}{(D-1)\cdot(R\cdot D^2-2\cdot R\cdot D+C\cdot L\cdot R\cdot s^2+L\cdot s+R)}\\\frac{V_{in}\cdot(R\cdot D^2-2\cdot R\cdot D+R-L\cdot s)}{(D-1)\cdot(R\cdot D^2-2\cdot R\cdot D+C\cdot L\cdot R\cdot s^2+L\cdot s+R)}\end{bmatrix} \tag{4.65}$$

Tem-se que, $\hat{G}_{I_Ld}(s)=\frac{\hat{I}_L(s)}{\hat{D}(s)}$ é o primeiro elemento da matriz e por conseguinte $\hat{G}_{V_Cd}(s)=\frac{\hat{V}_C(s)}{\hat{D}(s)}$, o segundo.

4.3.2. Projeto do Compensador Proporcional Integral

O projeto do compensador PI é feito para se ter uma resposta dinâmica estável, com *overshoot* abaixo de 10% e baixo tempo de assentamento. Para isso, é baseado na análise da função de transferência equivalente do sistema em malha aberta $\hat{G}_{vi}(s)$, definida na equação (4.60) do tópico anterior, em que o comportamento da tensão de saída para distúrbios da corrente de entrada pode ser modelado por uma resposta de primeira ordem.

$$\hat{G}_{vi}(s) = \frac{R \cdot (1-D)}{C \cdot R \cdot s + 1} \tag{4.66}$$

Então:

$$\hat{G}_{vi}(s) = \frac{126,8}{0,3645 \cdot s + 1} = \frac{348}{s + 2,74} \tag{4.67}$$

Para tanto, utilizou-se o SISOTOOL do software MATLAB® para obter o compensador de tensão de saída e analisar o desempenho do controle da malha interna de tensão. A partir do método de *Tustin*, a função de transferência discreta é dada por (4.68):

$$C_v(s) = \frac{0,402 \cdot (0,067 \cdot s + 1)}{0,067 \cdot s} = \frac{0,402 \cdot (s + 14,92)}{s} \tag{4.68}$$

O sistema completo em malha fechada foi simulado utilizando a ferramenta SISOTOOL do software *MATLAB*®, conforme representado na figura 4.7. Nota-se da resposta ao degrau um *overshot* de cerca de 5,09%, entra em regime permanente em cerca de 111ms, o que demonstra que o controlador de tensão tem uma resposta rápida o suficiente para o controle da tensão de saída, conforme desejado. O respectivo lugar das raízes da malha interna de tensão está exibido na figura 4.8, comprovando a estabilidade do sistema. Para as especificações de projeto do controlador PI, a margem de ganho foi definida para frequência de cruzamento de 22,1Hz e margem de fase de 85,1°.

Figura 4.8 – Lugar das raízes da malha interna de tensão

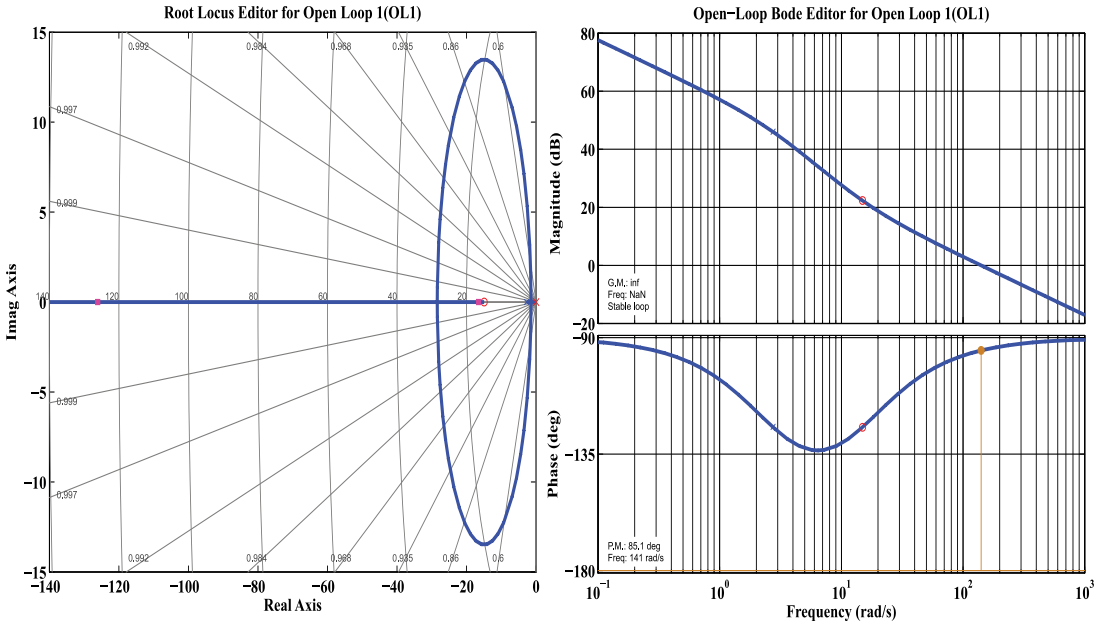
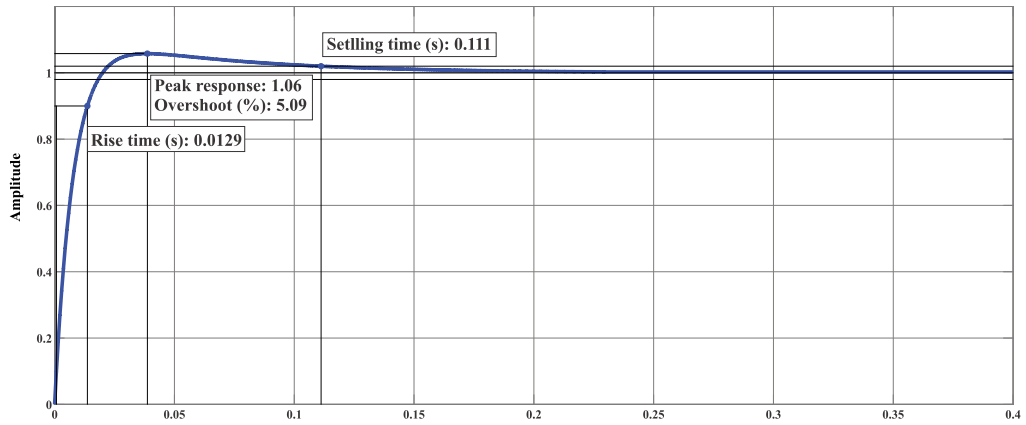


Figura 4.9 – Resposta ao degrau do sistema em malha fechada



Como pode ser visto, a estratégia de controle é aplicável ao controle dos conversores Boost, oferecendo uma resposta rápida e precisa.

4.4. Considerações Finais

Este capítulo apresentou a técnica de controle empregada, bem como a modelagem dos conversores Boost, com o intuito de determinar e comprovar a função transferência dos compensadores usados, demostrando que a estratégia é aplicável ao correto processamento de potência. O controle por histerese foi rápido e teve uma resposta satisfatória.

Capítulo 5 – Resultados Computacionais e Experimentais

5.1. Considerações Iniciais

Este capítulo exibe os resultados computacionais no software *Psim*®, com variação de frequência na fonte de alimentação CA em 400Hz e 800Hz. Para validação da estratégia de controle empregada e comprovação dos resultados de simulação obtidos, um protótipo de 1,2kW foi desenvolvido e analisado.

5.2. Resultados Computacionais

Como mencionado, a estrutura foi projetada no *software Psim*®, devido ao seu grande número de ferramentas e elementos usados em simulações na eletrônica de potência. Assim, as figuras 5.1 e 5.2 apresentam a simulação da topologia. Na figura 5.1, encontra-se o autotransformas. E a figura 5.2, as demais partes como os conversores Boost, PLL-SOGI, referência trapezoidal, malha de tensão e corrente, usando diagrama de blocos.

Figura 5.1 – Autotransformador simulado no Psim®.

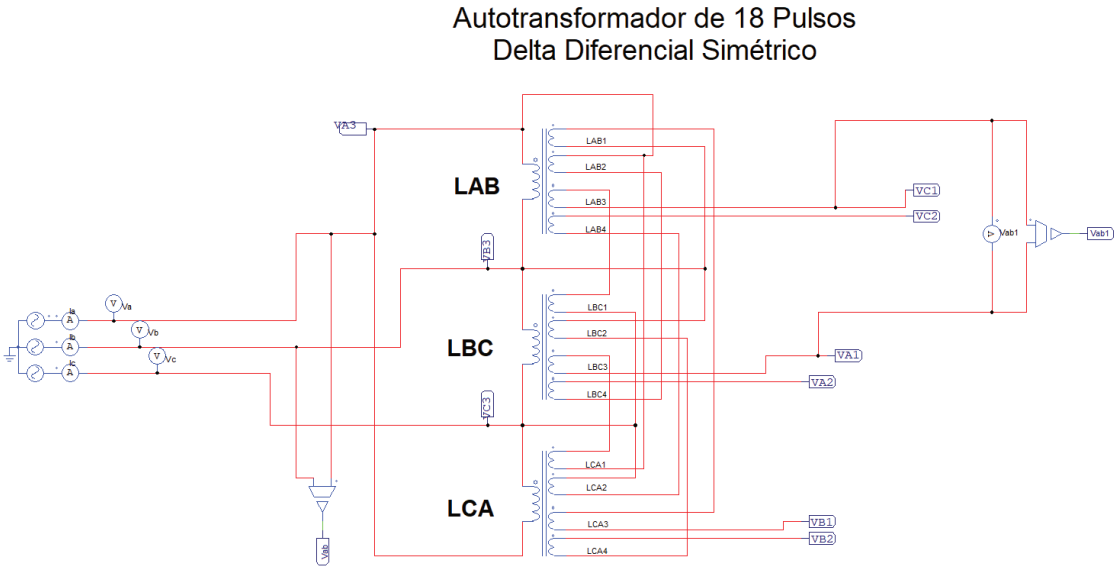
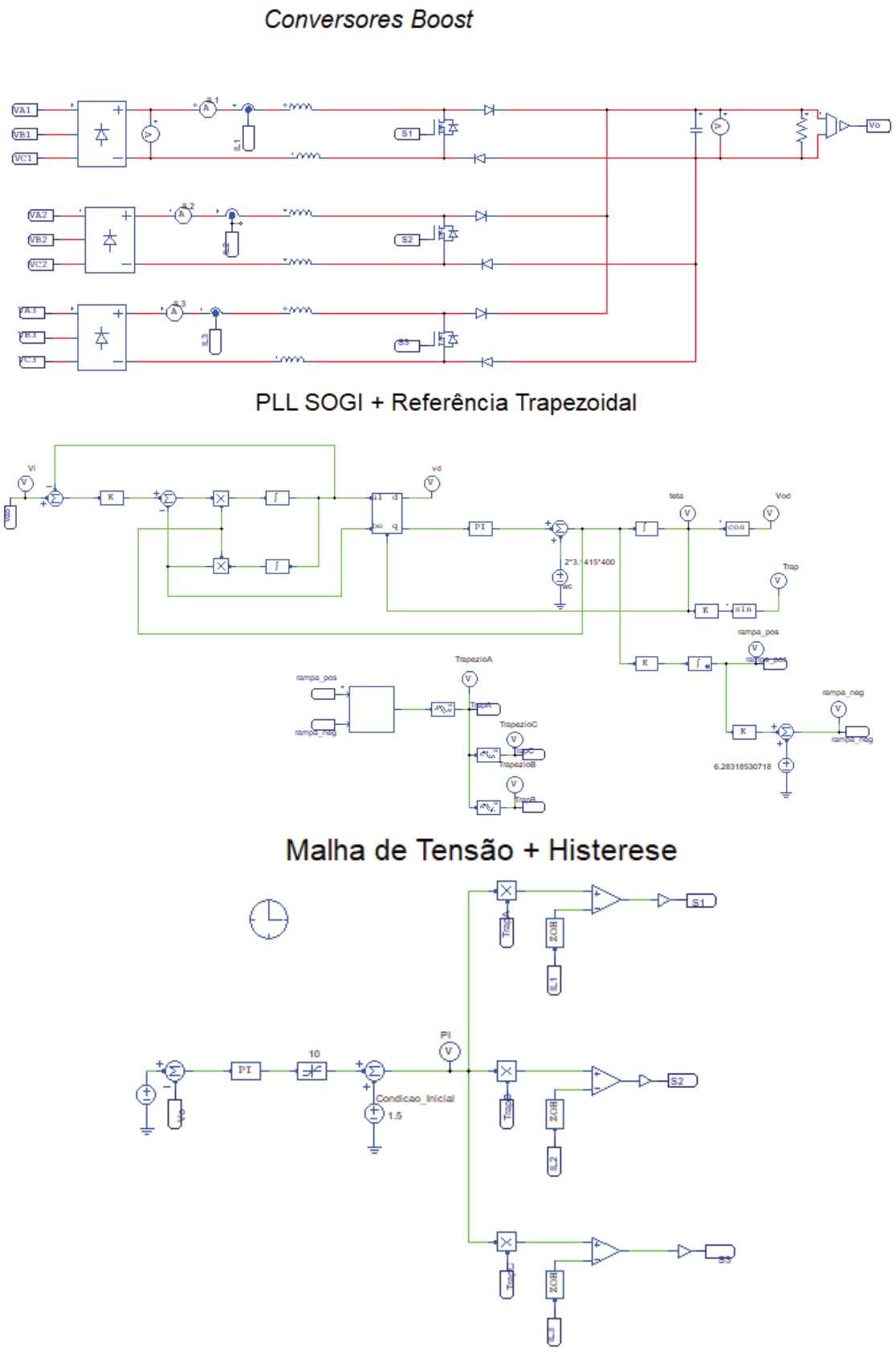
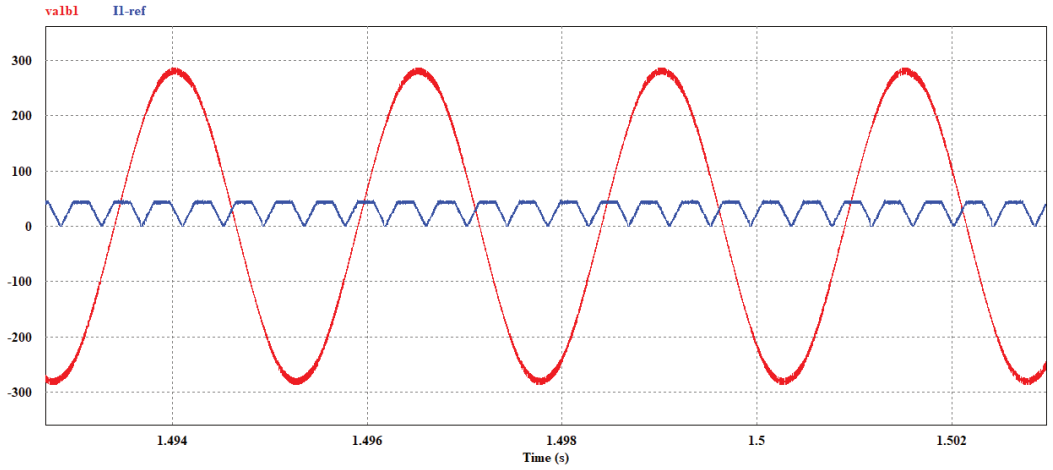


Figura 5.2 – Conversores Boost PLL-SOGI, referência trapezoidal, malha de tensão e corrente simulados no Psim®.



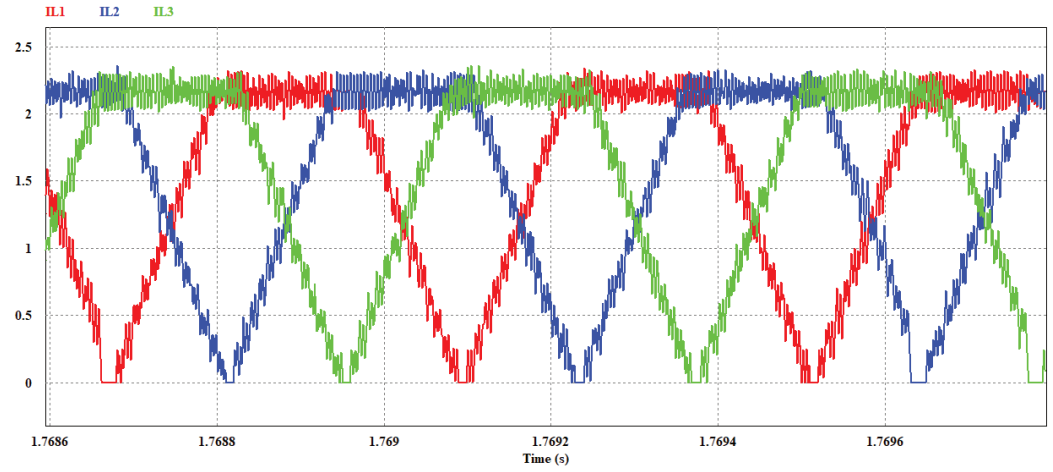
Como já mencionado, para que haja o controle ativo é necessário que a corrente do indutor do conversor Boost esteja em sincronia com a tensão de linha do secundário e isto pode ser observado na figura 5.3. Com o controle proposto, as correntes trapezoidais estão em torno de 6 vezes a frequência da fonte de alimentação, por isso, há 6 trapézios em cada ciclo.

Figura 5.3 – Simulação da corrente fluindo através dos indutores de entrada do Boost (I_{ref}) e da tensão de linha no secundário (v_{ab1})



A técnica de controle baseia-se na imposição de correntes trapezoidais nos indutores de cada conversor Boost, conforme visto na figura 5.4.

Figura 5.4 –Simulação das correntes impostas nos indutores de entrada de cada conversor Boost.



Sem a imposição, as formas de ondas das correntes de linha de entrada possuem a característica dos retificadores de 18 pulsos, como visto na figura 5.5.

E com o controle ativo, são praticamente senoidais, como observado na figura 5.6.

Figura 5.5 – Simulação das correntes de linha da entrada do ATRU18PDDS+*Boost* sem o controle ativo.

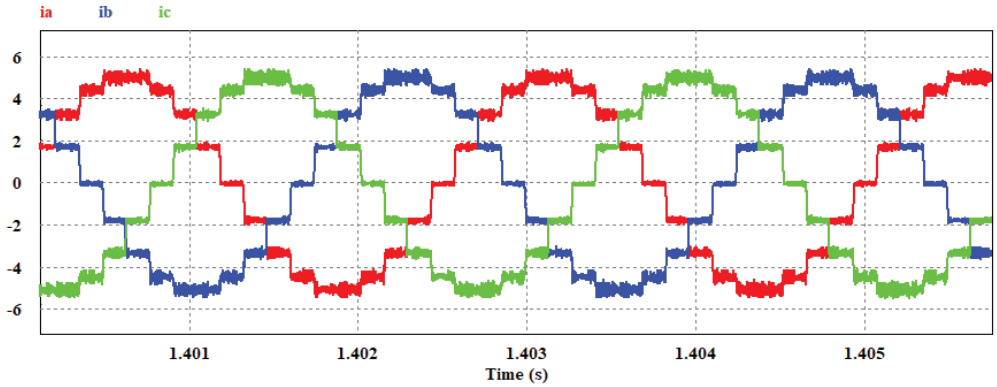
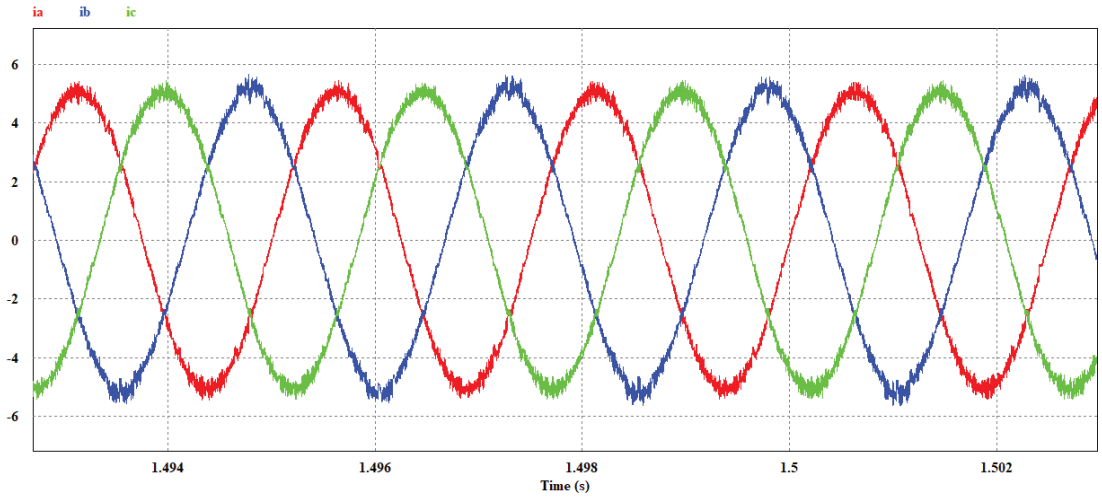


Figura 5.6 – Simulação das correntes de linha da entrada do ATRU18PDDS+Boost com o controle ativo.



A corrente de entrada e a tensão da fonte de alimentação estão em fase, possibilitando um fator de potência de 0,997.

Pode ser visto na figura 5.7, a corrente de entrada sem a imposição em fase com a tensão de entrada da fonte de alimentação e, na figura 5.8, observa-se a corrente de entrada com a imposição também em fase com a tensão de entrada.

Figura 5.7 – Simulação da tensão de alimentação (v_a) e a corrente de entrada fase A (i_a) sem a imposição ativa

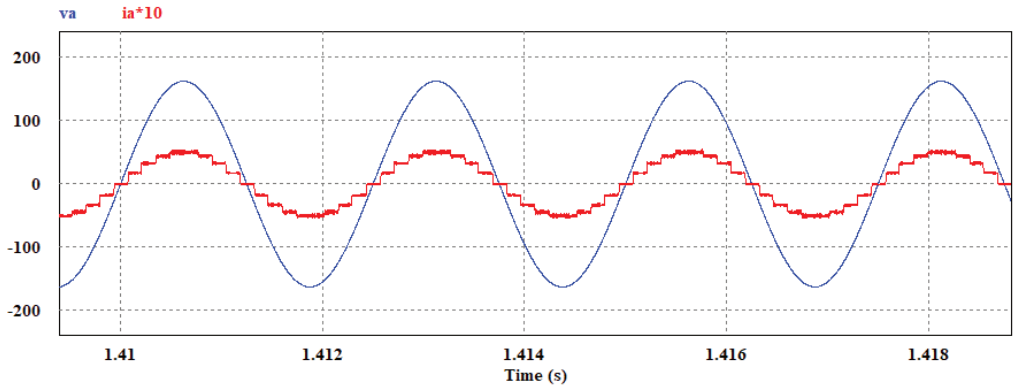
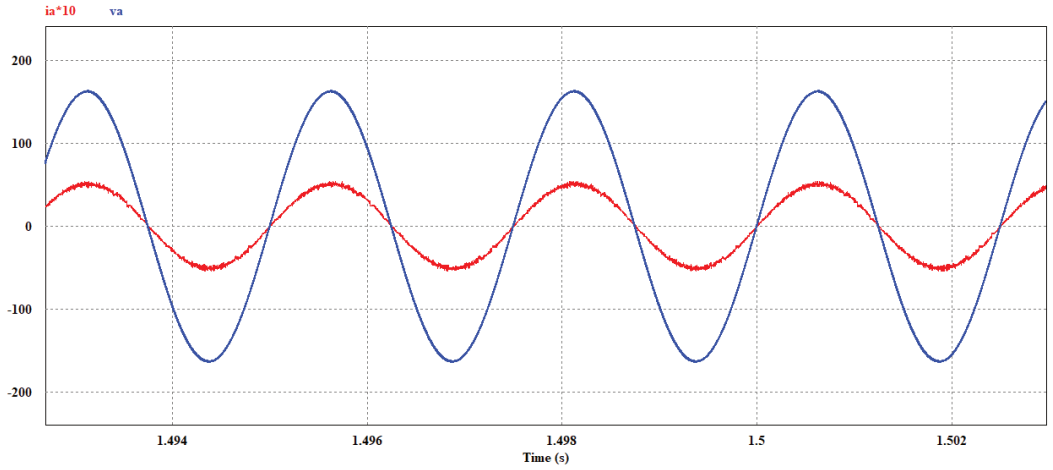


Figura 5.8– Simulação da tensão de alimentação (v_a) e a corrente de entrada fase A (i_a) com a imposição ativa



É necessário analisar a estrutura quanto às restrições do conteúdo harmônico impostas pela norma DO-160F. Para isso, foram investigadas as correntes de entrada da estrutura de acordo com a THDi, para as frequências de 400Hz e 800Hz da fonte de alimentação, conforme visto nas figuras 5.9 a 5.12. Nestas figuras, a cor azul está associada ao conteúdo harmônico imposto pela DO-160F, a cor verde se refere ao ATRU18PDDS+Boost operando como um ATRU de 18 pulsos e a cor vermelha está relacionada ao funcionamento da modelagem de corrente trapezoidal.

A THDi foi determinada pelo Psim® e o valor sem a formação da corrente ativa foi de 10,14% para 400Hz e 11,06% para 800Hz. Já com o controle ativo, a THDi foi de 4,04% para 400Hz e 5,07% para 800Hz.

Segundo a norma DO-160F, as ordens harmônicas são definidas separando os harmônicos pares e ímpares. Logo, observam-se os espectros harmônicos até a 40ª ordem. Pode ser observado, também, que sem a imposição ativa, os harmônicos superam a norma nos harmônicos característicos das topologias de 18 pulsos. Então, os harmônicos 17º, 19º, 35º e 37º superam a norma. Sem contar que em alguns harmônicos pares isto também ocorre.

Figura 5.9 – Harmônicos impares para 400Hz obtidos na simulação

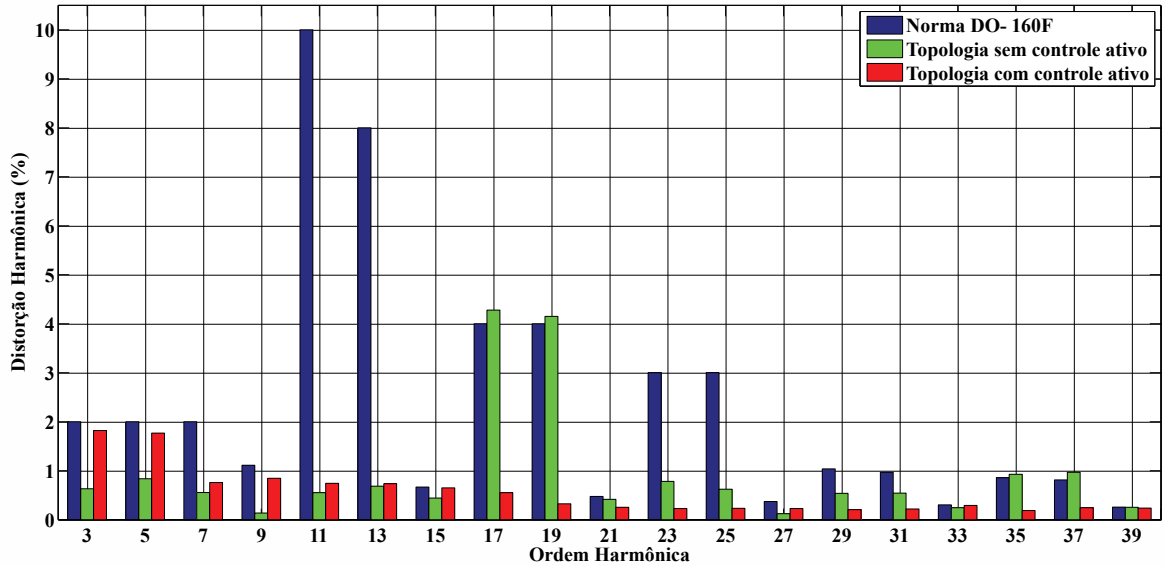


Figura 5.10 – Harmônicos pares para 400Hz obtidos na simulação

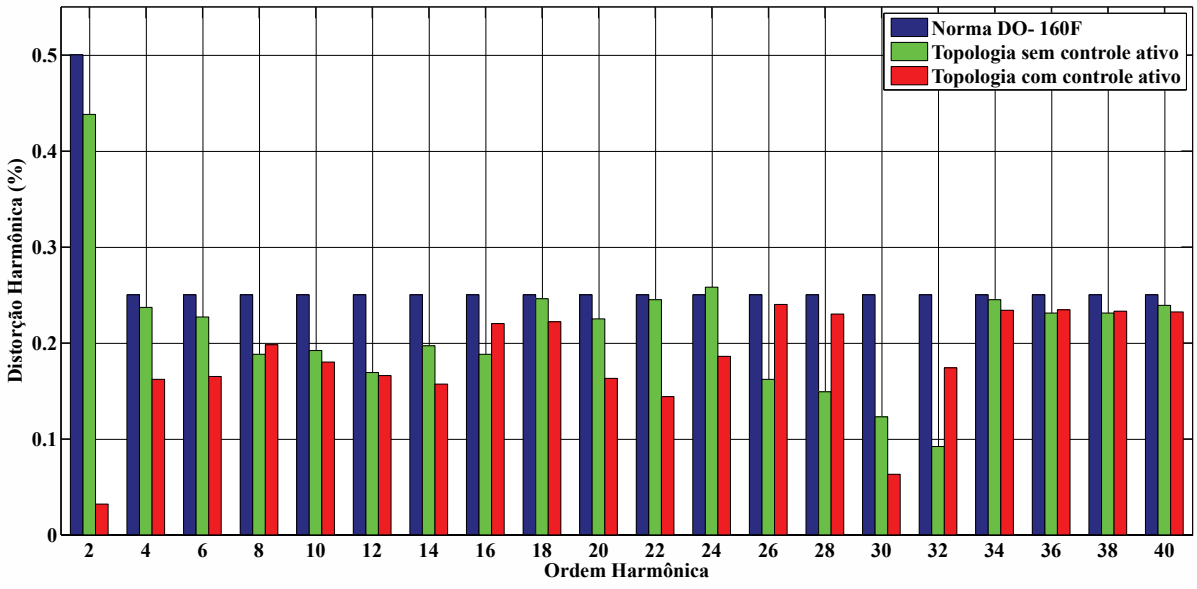


Figura 5.11 – Harmônicos ímpares para 800Hz obtidos na simulação

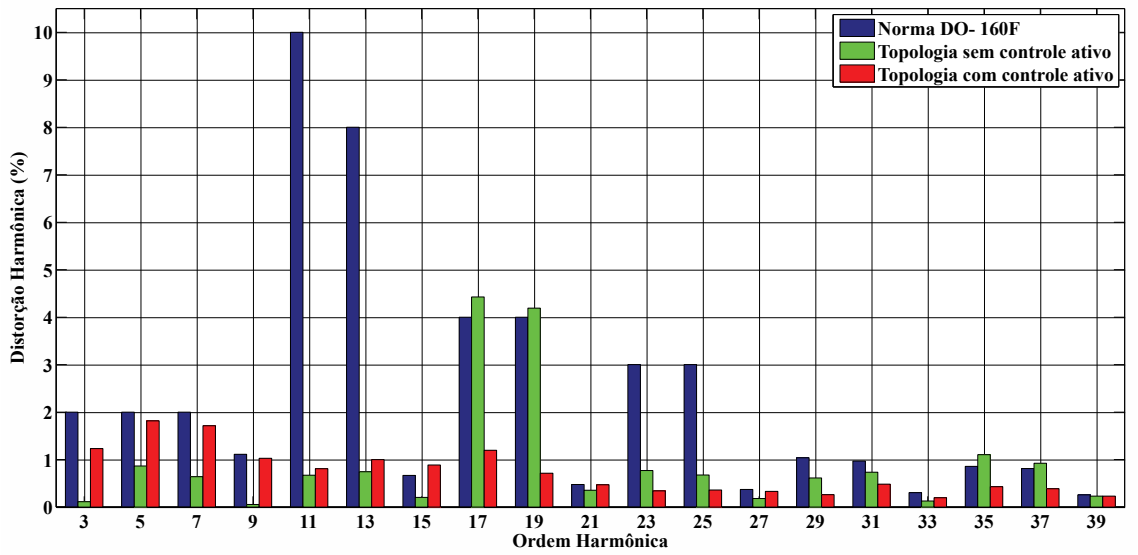
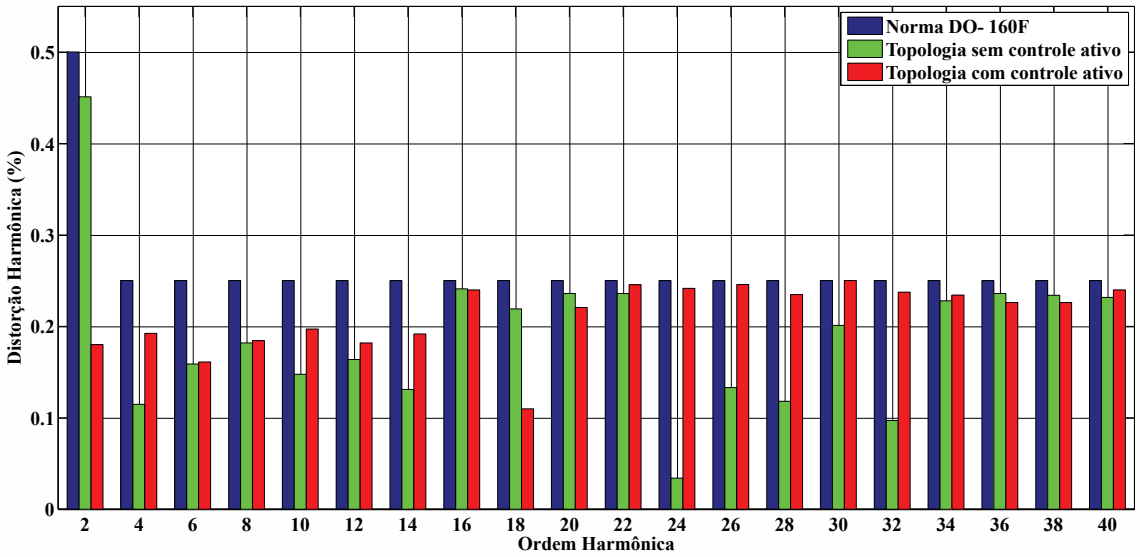
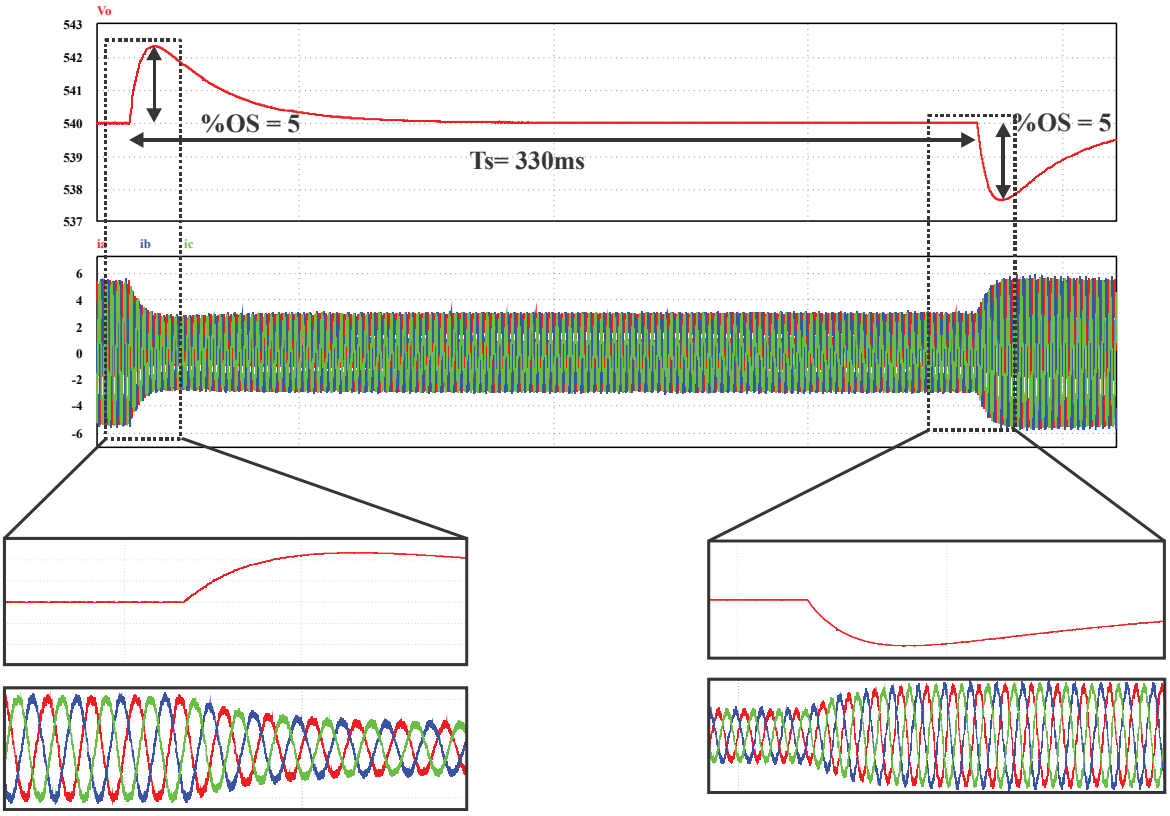


Figura 5.12 – Harmônicos pares para 800Hz obtidos na simulação



A resposta do controlador da tensão de saída quando esta foi submetida a um degrau de descida e de subida de aproximadamente 50%, ou seja, na subida do controlador, a potência foi de 600W para 1200W e de 1200W para 600W na descida, como visto na figura 5.13. Verifica-se um tempo de 330ms entre um degrau e outro. Observa-se, ainda, que as correntes estão em equilíbrio. Fato é que possível devido ao controle empregado.

Figura 5.13 – Simulação da resposta dinâmica de descida e de subida do conversor Boost.



Para comprovar os resultados de simulação, serão apresentados os dados experimentais do protótipo no próximo tópico.

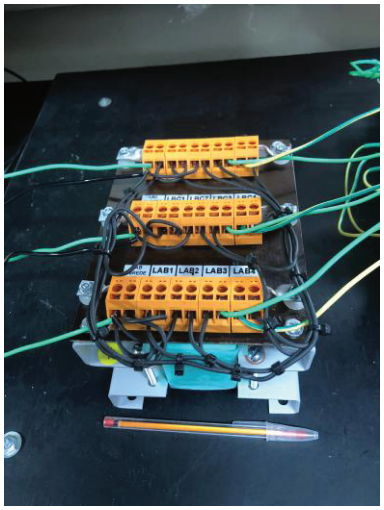
5.3. Resultados Experimentais

A fim de corroborar com os resultados de simulação, um protótipo de 1,2kW foi projetado e construído.

Inicialmente, o autotransformador foi projetado, fabricado e analisado com cargas independentes..

Como já mencionado, este autotransformador possui peso e, consequentemente, volume reduzido. Isso pode ser verificado pela figura 5.14, que apresenta a foto do mesmo comparado a uma caneta.

Figura 5.14 – Foto do autotransformador.



O ATRU foi analisado de acordo com o ensaio com cargas independentes.

5.3.1. Ensaio com Cargas Independentes

Nesse caso, não é necessário a utilização de IPTs, IPRs ou ZSBTs para resolver problemas de desbalanços de tensões nos grupos retificadores. Conecta-se o ATRU diretamente a cargas independentes, como exposto nas figuras 5.15 e 5.16, que mostram o diagrama esquemático para este ensaio e a conexão realizada no laboratório, respectivamente.

Figura 5.15 – Diagrama do ATRU com cargas independentes

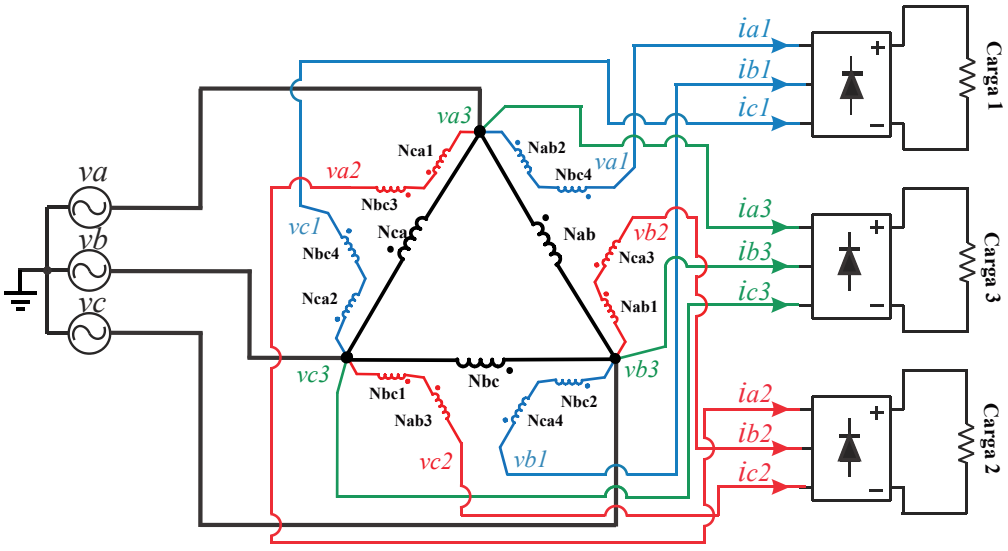
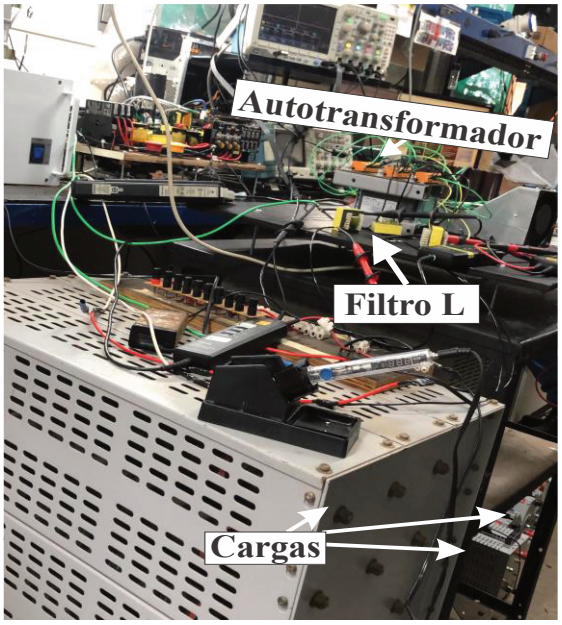
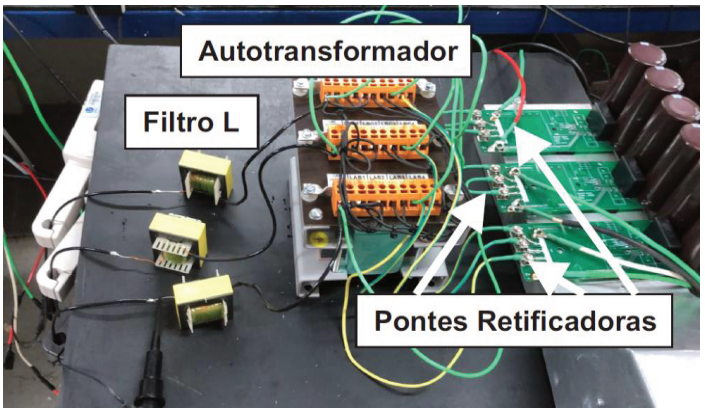


Figura 5.16 – Conexão com cargas independentes





Para este ensaio, foi utilizada uma fonte programável da *Supplier*, para definir a tensão de entrada de 115Vca fase e as frequências de 400Hz e 800Hz.

Neste caso, O ATRU foi observado em relação ao conteúdo harmônico em duas situações: sem e com um filtro indutivo de 450μH, na entrada.

Sem este filtro, as correntes de linha de entrada apresentaram picos de corrente, ultrapassando a norma DO-160F em algumas ordens.

Os resultados das correntes de linha de entrada sem o filtro para as respectivas frequências, podem ser vistos nas figuras 5.17 e 5.18, e, após a sua inclusão, nas figuras 5.19 e 5.20.

Figura 5.17 – Correntes de linha de entrada para cargas independentes em 400Hz

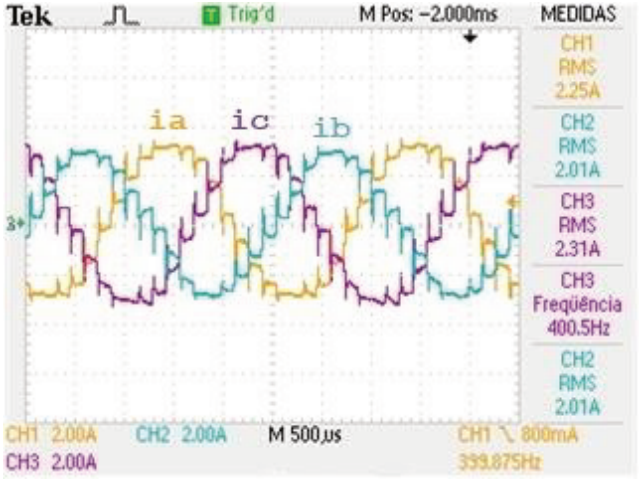


Figura 5.18 – Correntes de linha de entrada para cargas independentes em 800Hz

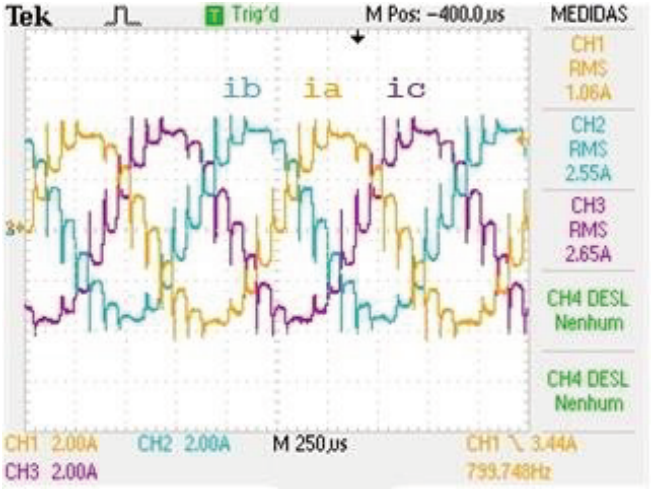


Figura 5.19 – Correntes de linha de entrada para cargas independentes com filtro para 400Hz

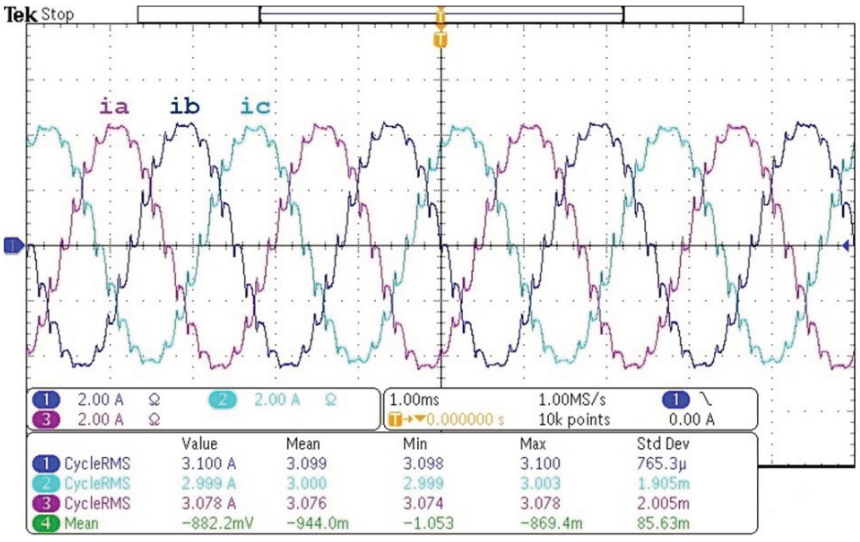
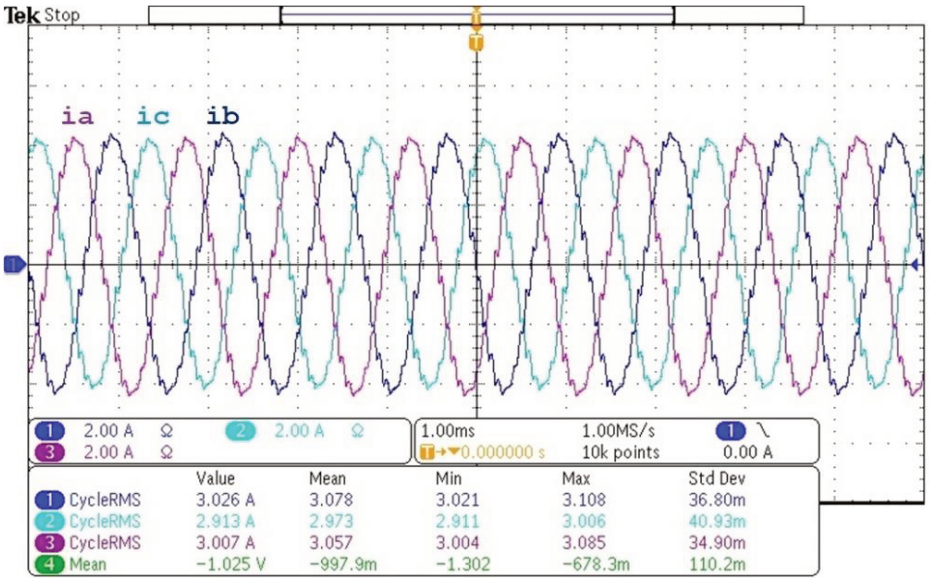


Figura 5.20 – Correntes de linha de entrada para cargas independentes com filtro para 800Hz



Averiguando os espectros harmônicos, pares e ímpares, das correntes de linha de entrada para as frequências de 400Hz e 800Hz, de acordo com o padrão DO-160F, nas figuras 5.21 a 5.24, constata-se que o ATRU sem filtro ultrapassa a norma nos harmônicos característicos dos 18 pulsos (17º, 19º, 35º, 37º) em ambos os casos. Sem embargo, isso já era esperado para retificadores de 18 pulsos.

A THDi do ATRU sem filtro foi de 10,98% para 400Hz e 12,13% para 800Hz, mas com este, passou a ser de 8,63% para 400Hz e 7,659% para 800Hz.

Figura 5.21 – Espectros harmônicos ímpares do ATRU comparados à norma DO-160F para 400Hz

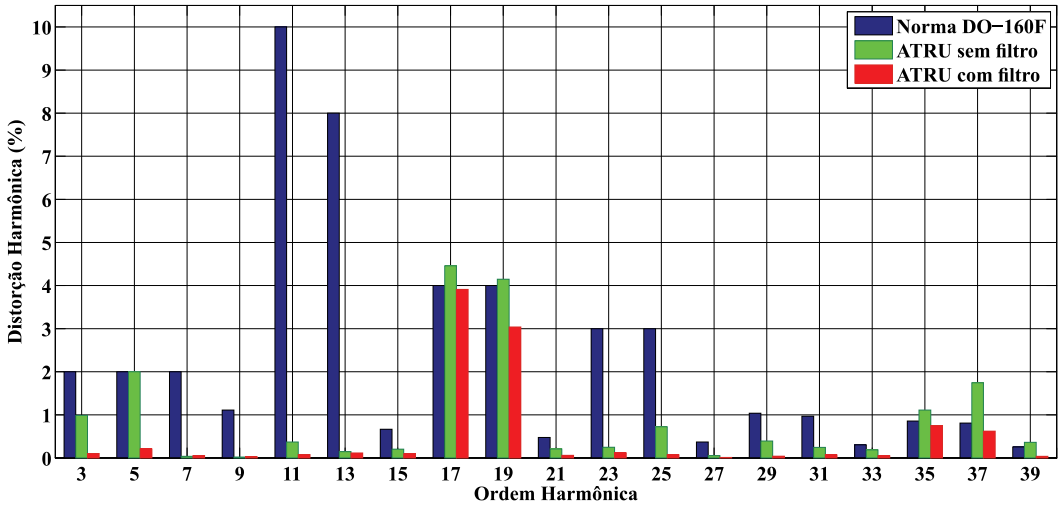


Figura 5.22 – Espectros harmônicos pares do ATRU comparados à norma DO-160F para 400Hz

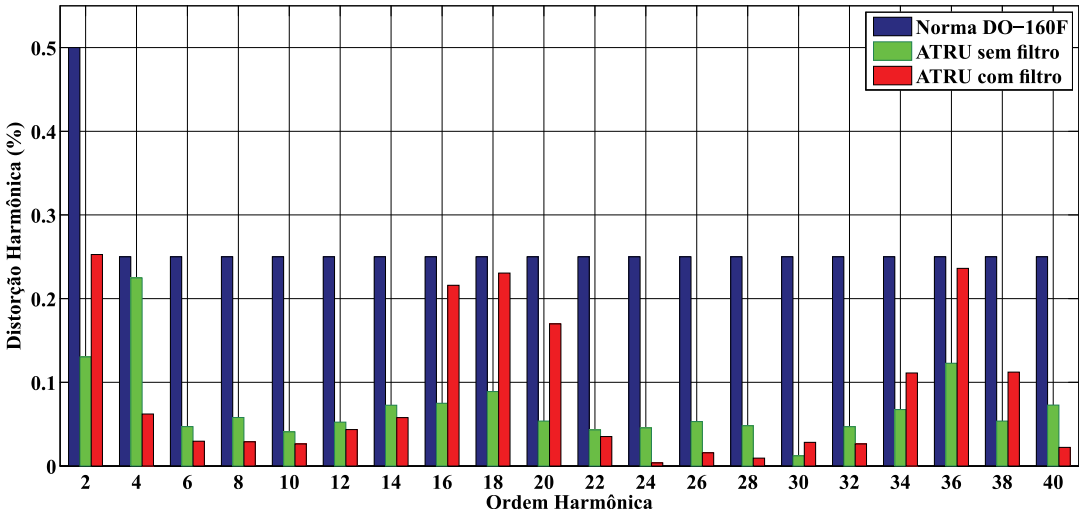
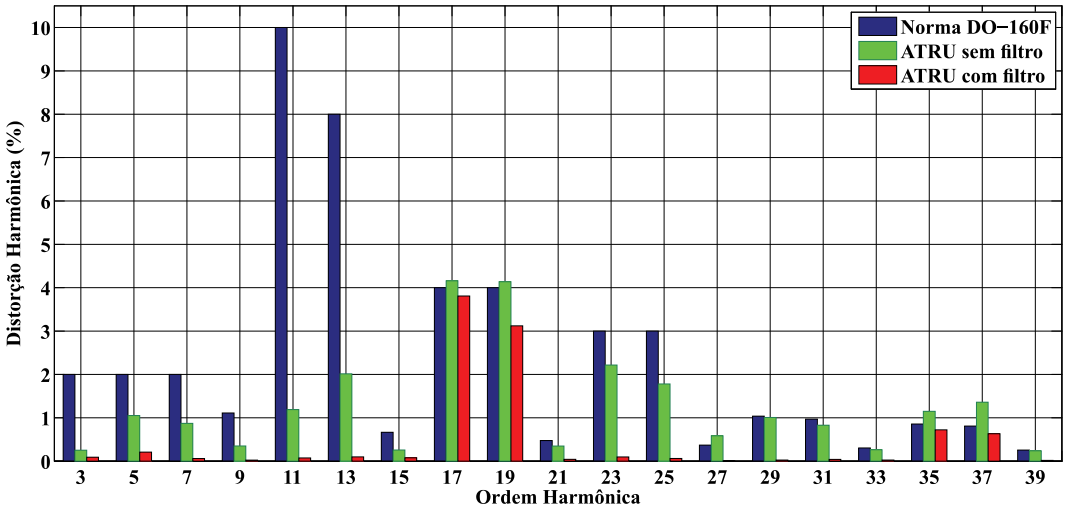
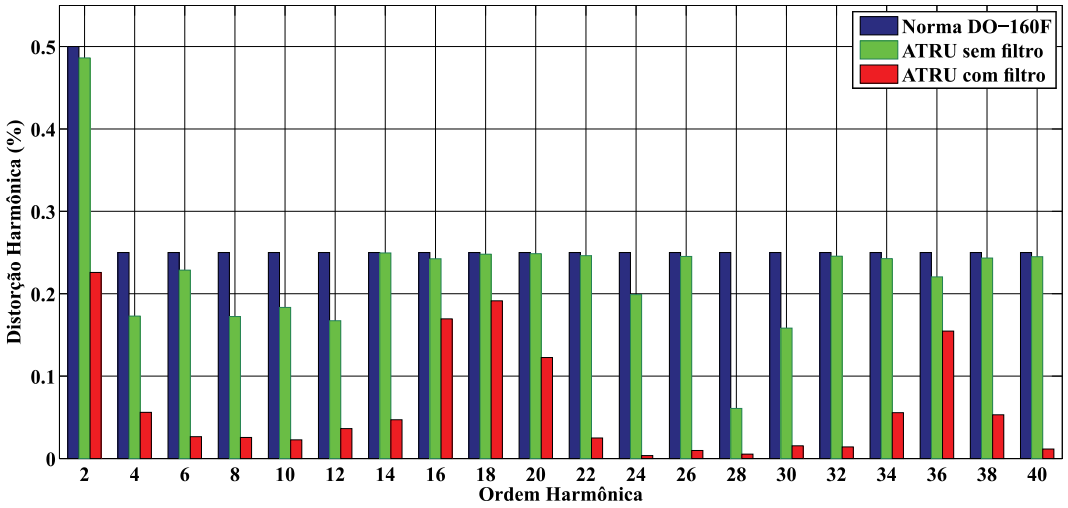


Figura 5.23 – Espectros harmônicos impares do ATRU comparados à norma DO-160F para 800Hz



O ATRU foi averiguado em relação à eficiência, fator de potência e THDi em 400Hz para variação da potência de saída de 200W a 1200W, como contemplado na figura 5.25. Nota-se, como esperado, que tanto a eficiência quanto o fator de potência se elevam, à medida que a potência de saída aumenta.

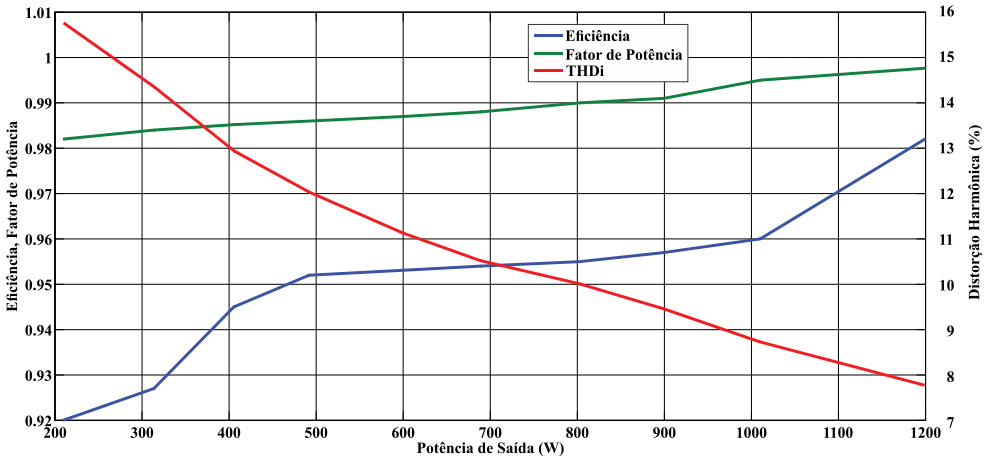
Figura 5.24 – Espectros harmônicos pares do ATRU comparados à norma DO-160F para 800Hz



Para a potência nominal, de 1200W, a eficiência foi de 98,1% e o fator de potência foi de 0,998.

Já a THDi diminui com o aumento da potência e foi de 7,65% para esta potência.

Figura 5.25 – Eficiência, fator de potência e THDi do ATRU para cargas independentes



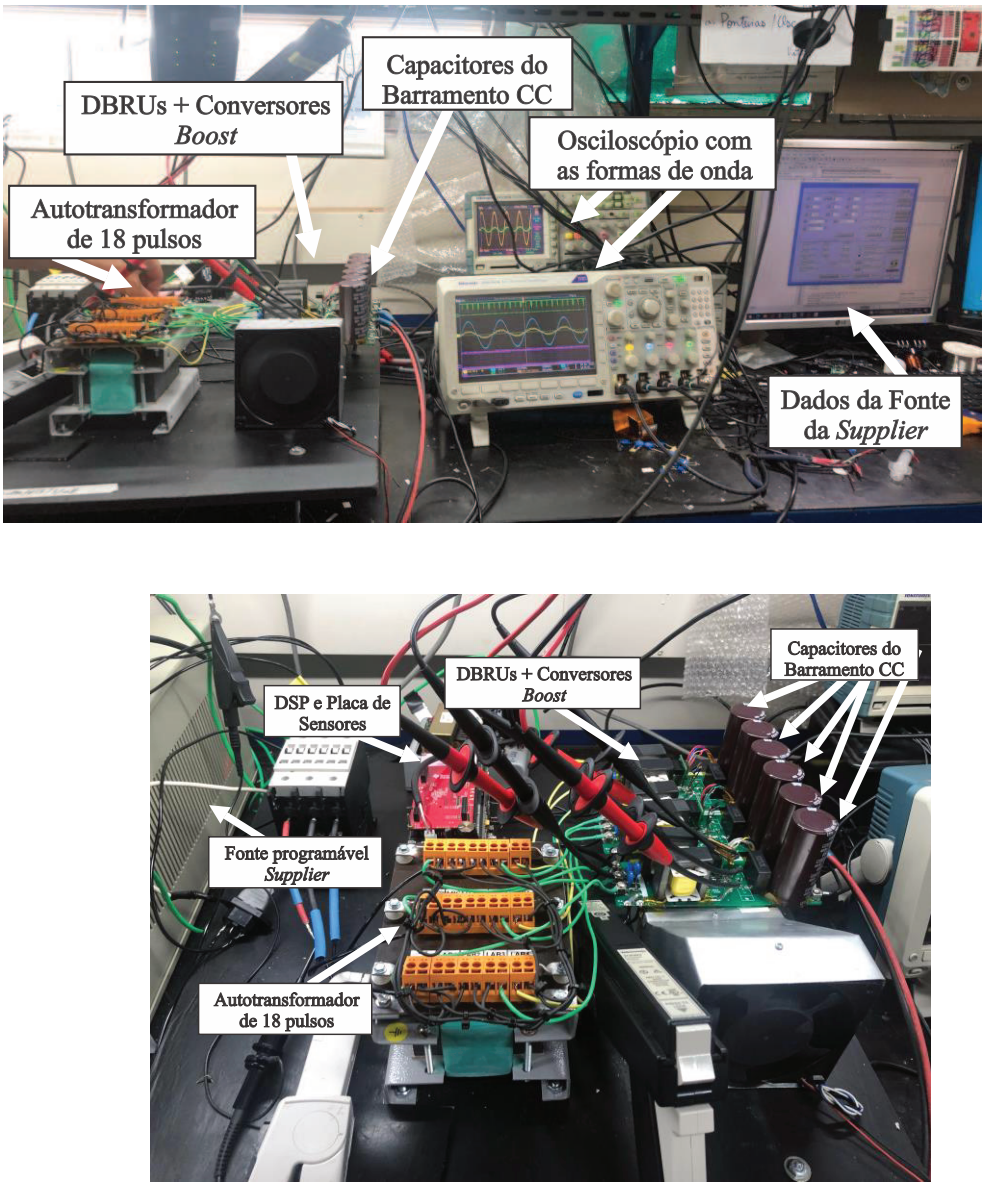
Adiante, serão apresentados os dados da topologia completa.

5.3.2. Estrutura Completa

Um protótipo de 1,2kW foi projetado e montado no laboratório do Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Uberlândia

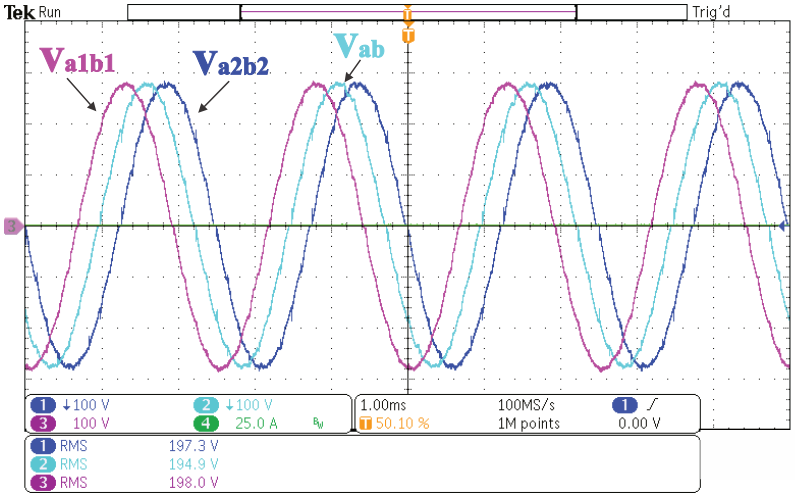
(NUPEP-UFU) a fim de comprovar os resultados computacionais. Ele pode ser observado na figura 5.26.

Figura 5.26 – Fotos do ATRU18PDDS+Boost



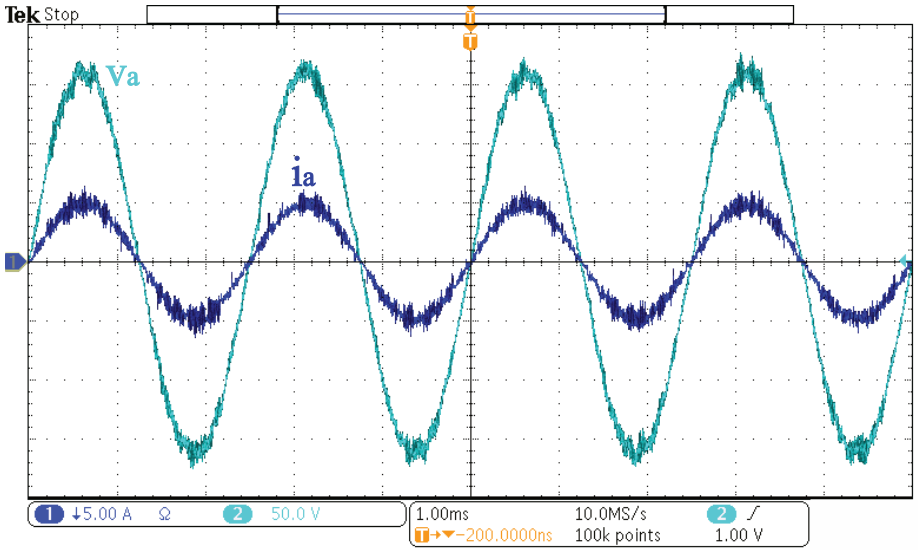
Na figura 5.27, verifica-se as tensões secundárias, com valor rms de 196,7V e o deslocamento de ±20º em relação a v_{ab}.

Figura 5.27 – Formas de onda das tensões secundárias



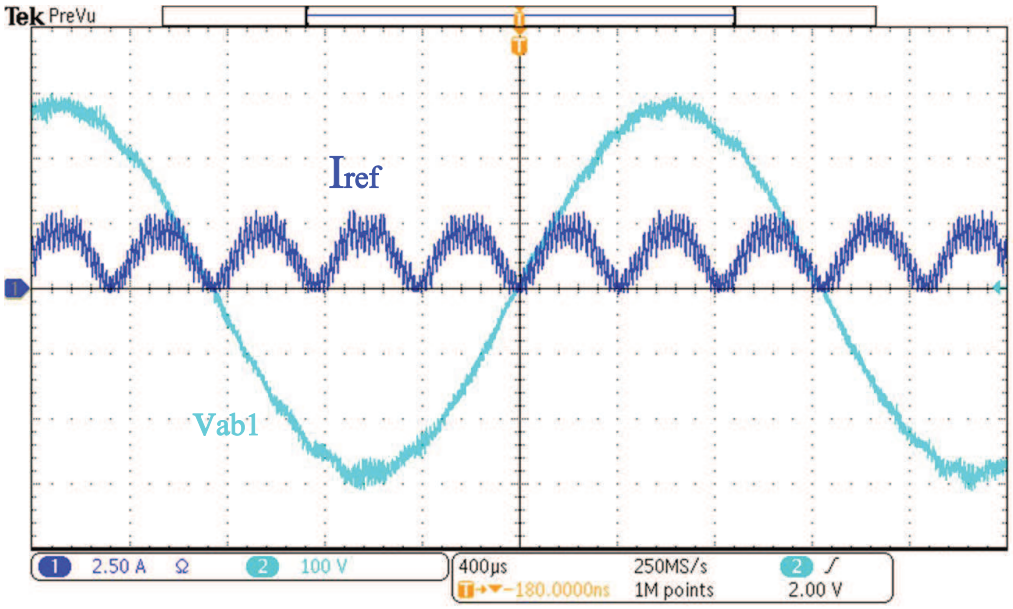
A estrutura possui um fator de potência próximo da unidade. Isso se deve ao fato que a corrente de entrada está em fase com a tensão de entrada, como constatado na figura 5.28, em relação à tensão e corrente na fase A.

Figura 5.28 – Corrente e tensão na fase A



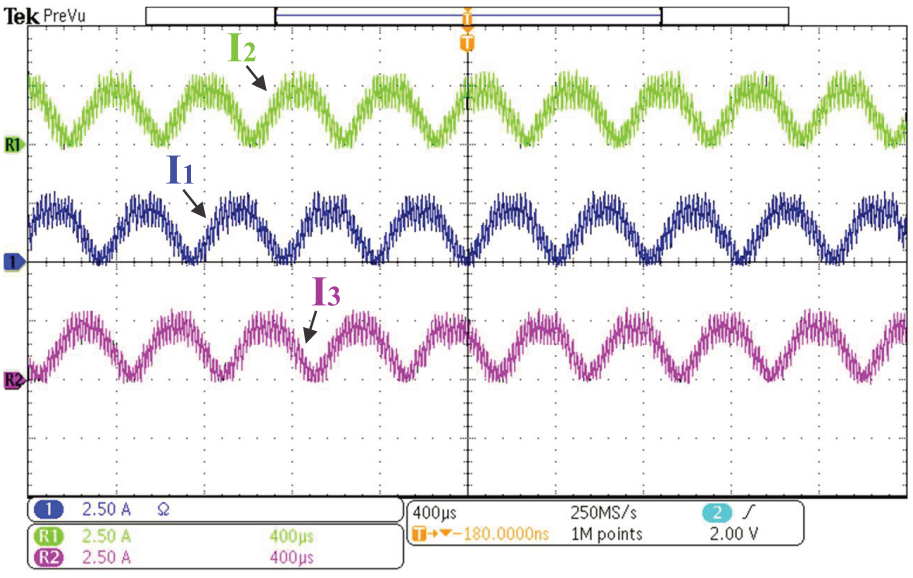
Para que haja o controle ativo é necessário que a corrente no indutor do conversor Boost esteja em sincronia com a tensão de linha do secundário, como pode ser contemplado na figura 5.29.

Figura 5.29 – sincronia da tensão de linha do secundário (v_{ab1}) e corrente no indutor de entrada do Boost (I_{ref})



As correntes impostas nos indutores de entrada de cada Boost são trapezoidais e defasadas em 120º, conforme visto na figura 5.30.

Figura 5.30 – Corrente fluindo através dos indutores de entrada de cada Boost



Sem o controle ativo, a corrente de entrada possui a característica dos 18 pulsos, pois o Boost está operando com corrente contínua. Isso pode ser observado na figura 5.31 e 5.32 que apresentam a corrente de entrada em fase

com a tensão de entrada na fase A, sem a imposição trapezoidal, para as frequências de 400Hz e 800Hz da fonte de alimentação, respectivamente.

Figura 5.31 – Corrente e tensão de entrada sem o controle ativo para 400Hz

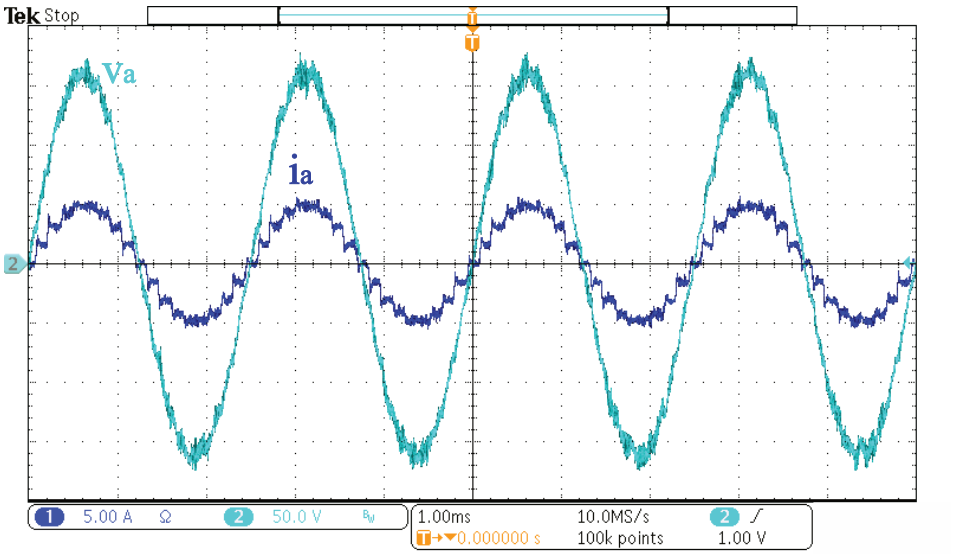
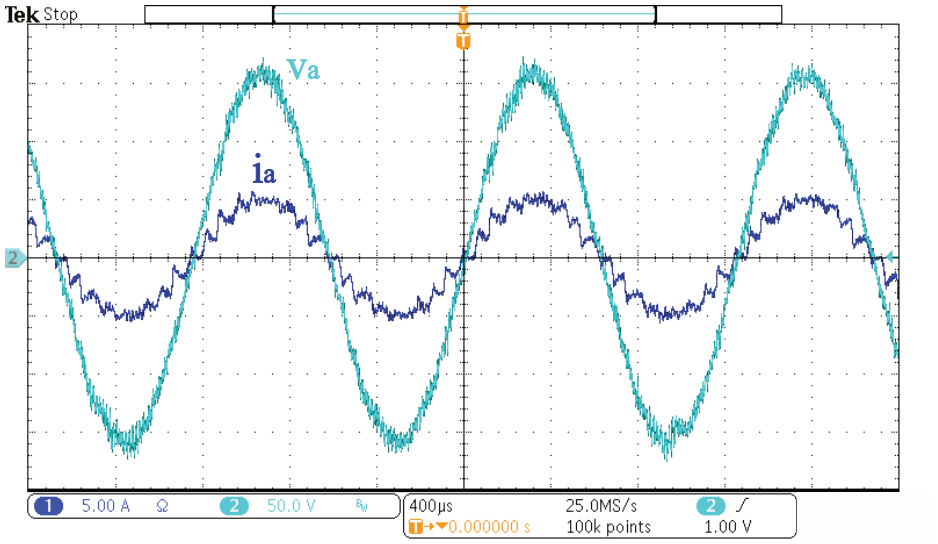


Figura 5.32 – Corrente e tensão de entrada sem o controle ativo para 800Hz



Já com a imposição ativa, as correntes de entrada são senoidais e encontram-se em equilíbrio, devido à técnica de controle empregada, como pode ser notado nas figuras 5.33 e 5.34.

Ao realizar a imposição ativa de corrente nos indutores de entrada dos conversores Boost, a corrente que flui pelos enrolamentos do ATRU18PDDS aumenta, como já mencionado. Isso eleva a taxa kVA de 16,82% para 21,03%,

necessitando de uma análise dos harmônicos em ambos os casos em relação à norma DO-160F.

Figura 5.33 – Correntes e tensão de entrada com o controle ativo para 400Hz

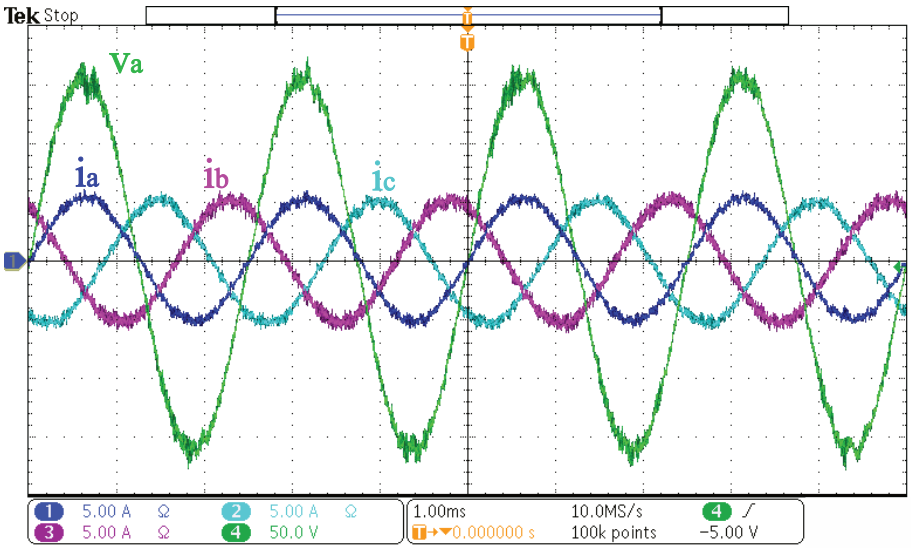
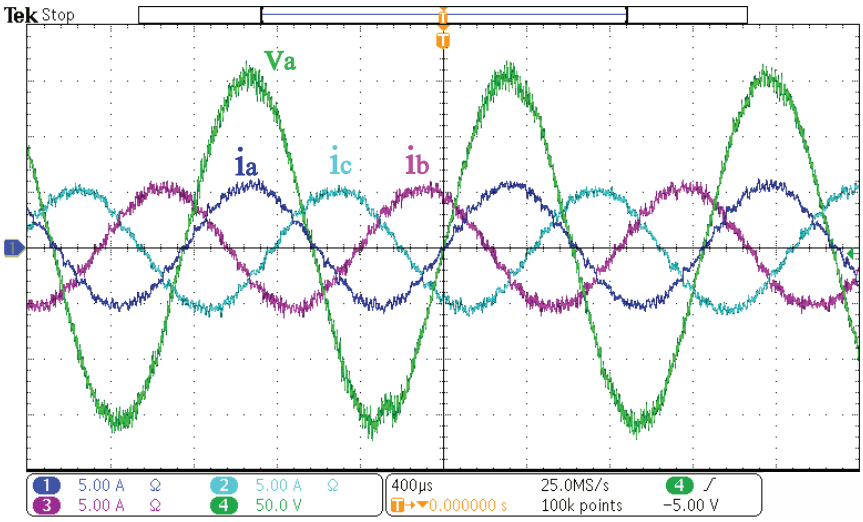


Figura 5.34 – Correntes e tensão de entrada com o controle ativo para 800Hz



Averigua-se o conteúdo harmônico quanto às restrições impostas pela norma DO-160F, como notado nas figuras 5.35 a 5.38.

Figura 5.35 – Harmônicos impares para 400Hz

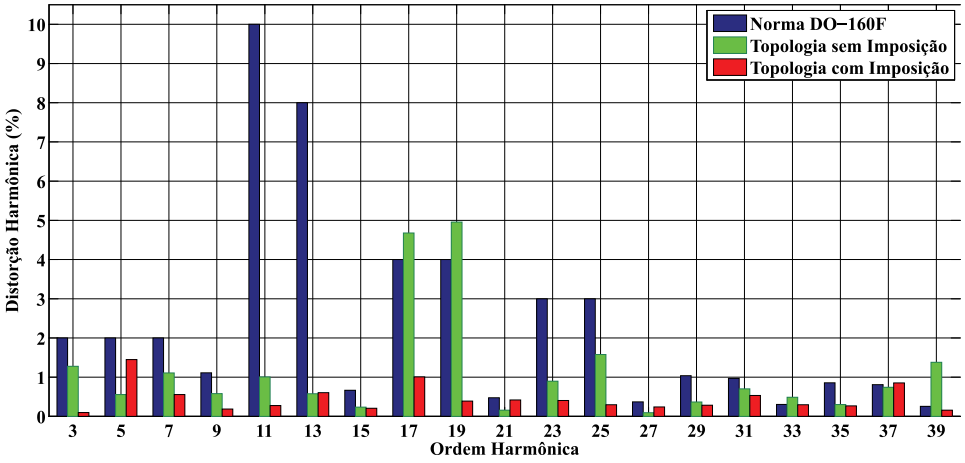


Figura 5.36 – Harmônicos pares para 400Hz

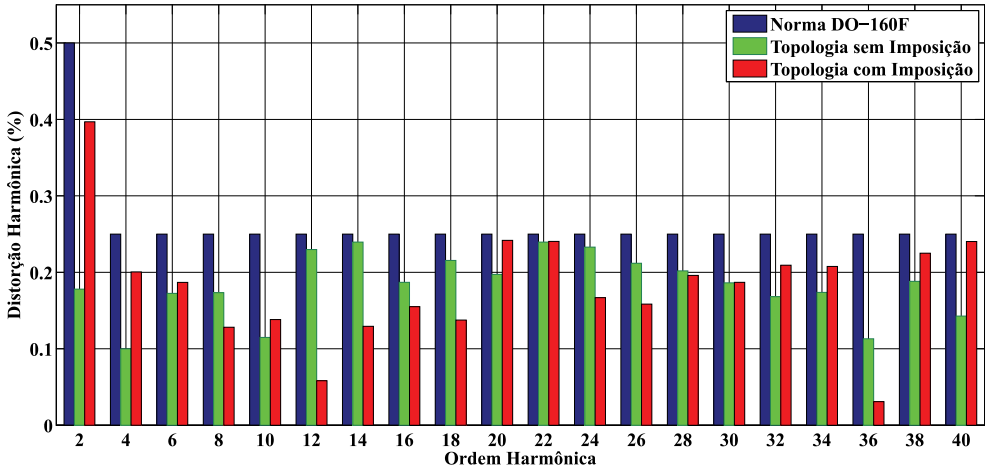


Figura 5.37 – Harmônicos impares para 400Hz

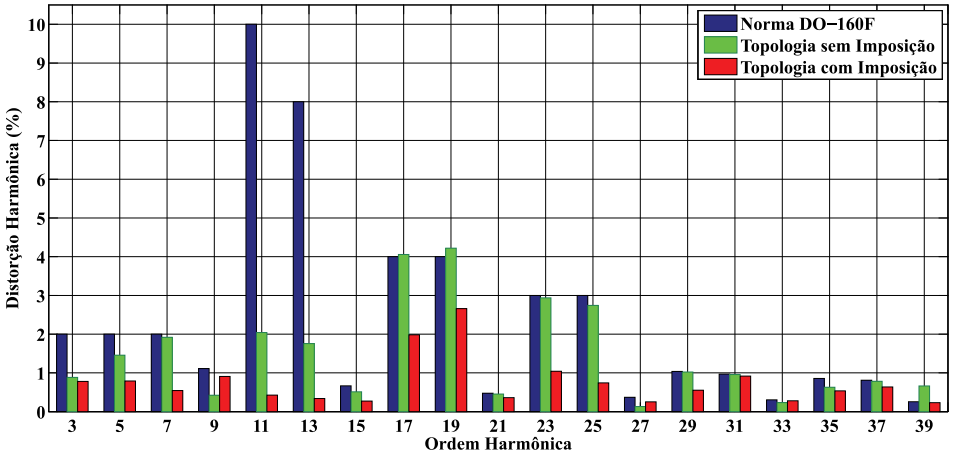
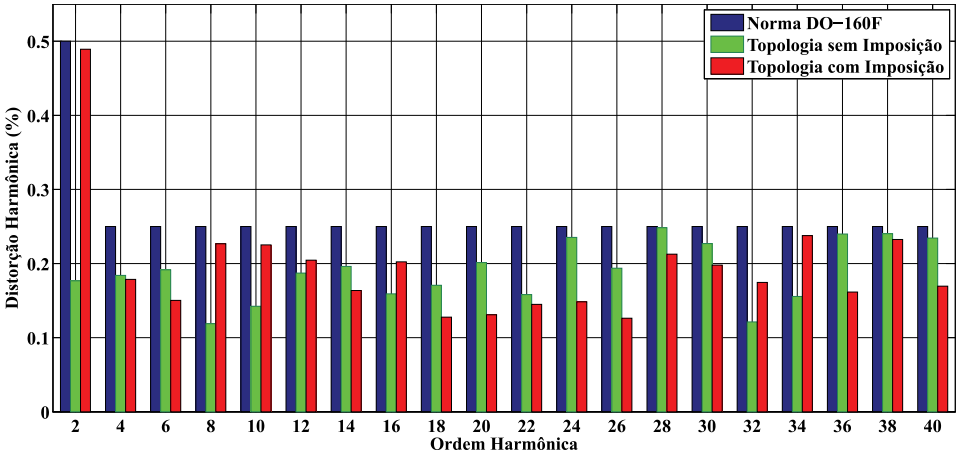


Figura 5.38 – Harmônicos impares para 800Hz



Nas figuras 5.35 e 5.37, verificam-se que os harmônicos superaram a norma nas ordens dos harmônicos característicos dos 18 pulsos sem o controle ativo, pois, como já declarado, os conversores Boost operam com corrente contínua e o desempenho do ATRU18PDDS+Boost assemelha-se ao de um ATRU de18 pulsos. Com a imposição isso não ocorreu.

A THDi alcançada sem a imposição ativa de corrente foi de 10,34% para 400Hz e 12,47% para 800Hz. Já, com a modelagem ativa, a THDi obtida foi de 3,66% para 400Hz e 5,16% para 800Hz. Em ambos os casos, o resultado foi inferior ao limite de 15,26% [83], imposto pelo padrão DO-160F. Apesar da THDi da estrutura ser menor que este valor, deve-se levar em conta que este não é o único parâmetro que essa norma analisa. A DO-160F considera as ordens harmônicas individuais até a 40ª ordem e, sem o controle ativo são extrapoladas nos harmônicos característicos dos 18 pulsos.

Investigando o ATRU18PDDS+Boost em relação à resposta dinâmica dos controladores de tensão de saída e corrente de entrada, quando submetidos a uma redução de 50%, como pode ser vista nas figuras 5.39 a 5.43, para operação em 400Hz e 800Hz. Os resultados mostram um comportamento satisfatório devido às variações do transitório. O controle por histerese, implementado no DSP possibilita a regulação do barramento CC em 540Vcc, tanto para as operações sem controle ativo, quanto para os casos com a imposição. Ele é de 250V/div, 5 A/div e 10ms/div,

Figura 5.39 – Resposta dinâmica ao degrau de descida da tensão de saída para 400Hz

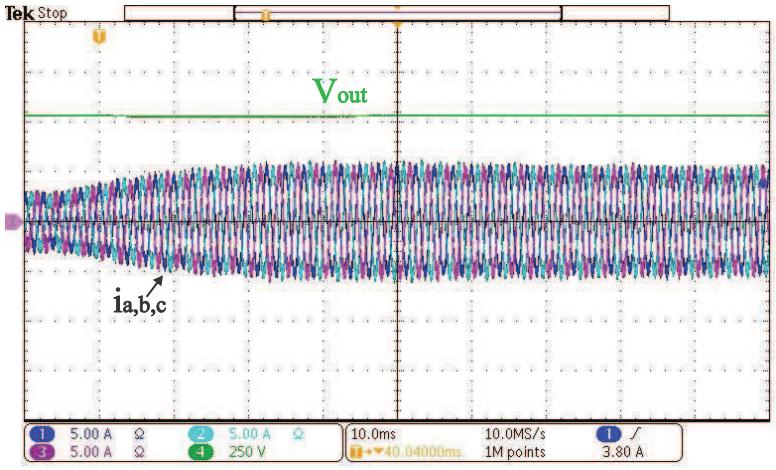


Figura 5.40 – Resposta dinâmica ao degrau de subida da tensão de saída para 400Hz

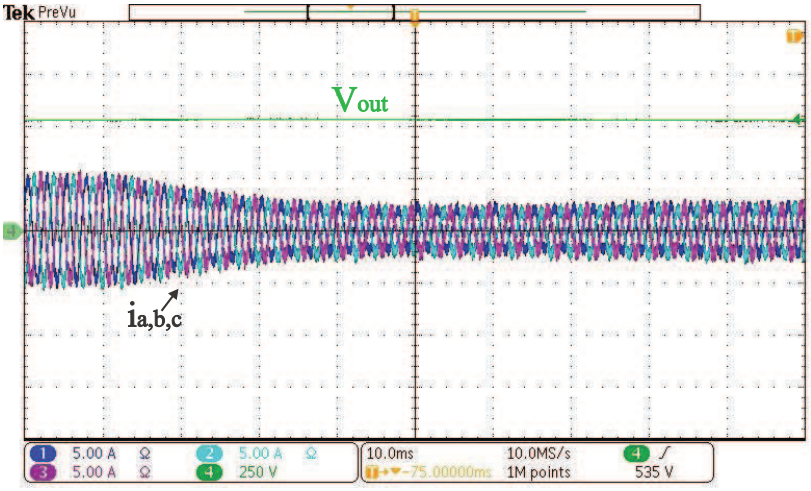


Figura 5.41 – Resposta dinâmica ao degrau de descida da tensão de saída para 800Hz

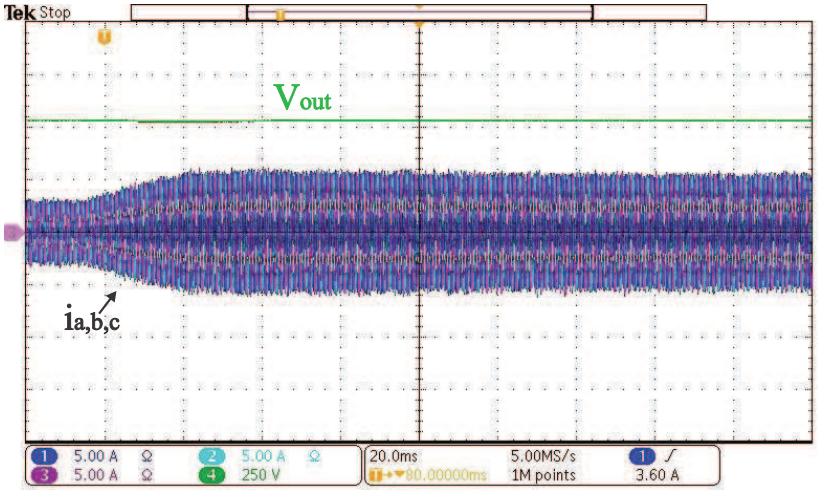
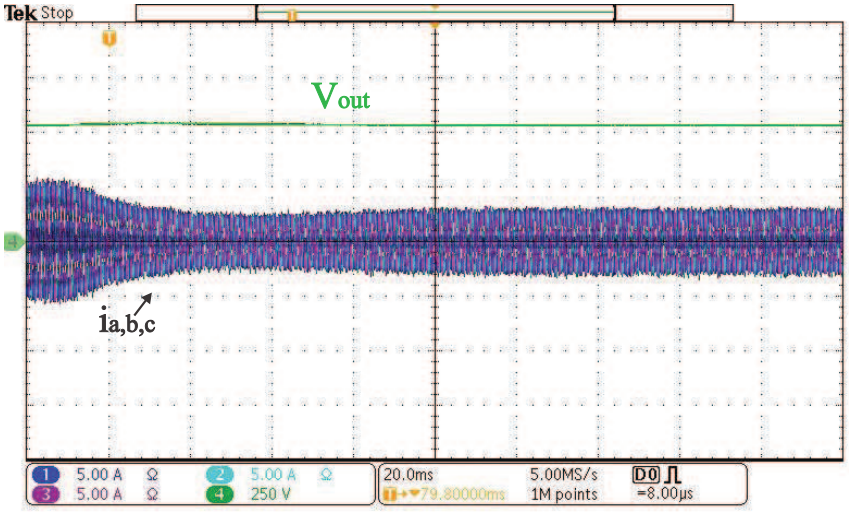
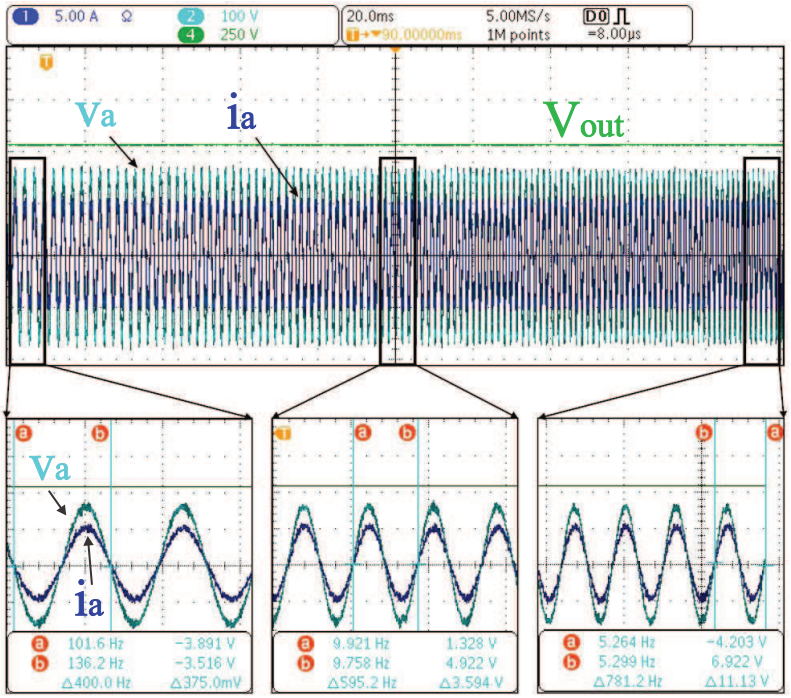


Figura 5.42 – Resposta dinâmica ao degrau de subida da tensão de saída para 800Hz



A estrutura também foi avaliada em relação à variação da frequência (da esquerda para a direita: 400Hz, 600Hz e 800Hz) da fonte de alimentação, para saber se o autotransformador poderia operar normalmente, sem saturação em seu núcleo. Essa análise se apresenta na figura 5.43, comprovando sua veracidade. Pode-se ainda notar, nesta figura, o sincronismo perfeito entre tensão e corrente na fase A, dentro desta variação de frequência.

Figura 5.43 – Sincronismo entre tensão e corrente da rede durante variação de frequência



Utilizando o medidor de potência digital Yokogawa WT230 para medir a potência ativa na saída e a potência aparente na entrada, coletaram-se resultados referentes à eficiência, fator de potência e THDi para uma ampla faixa de carga, para as frequências da fonte de alimentação de 400Hz e 800Hz. Os resultados encontram-se nas figuras 85 e 86, respectivamente.

Figura 5.44 – Eficiência, fator de potência e THDi para 400Hz

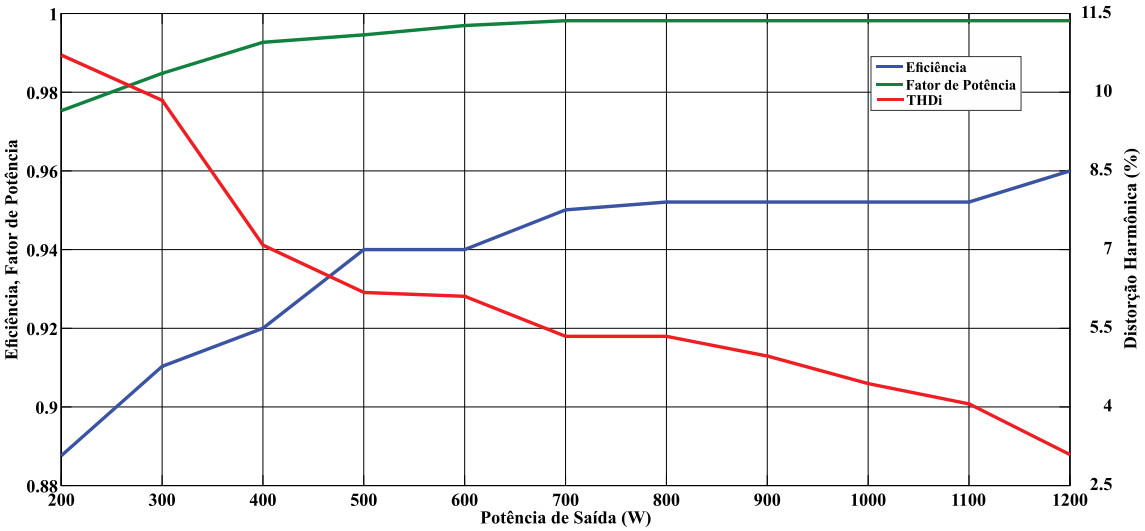
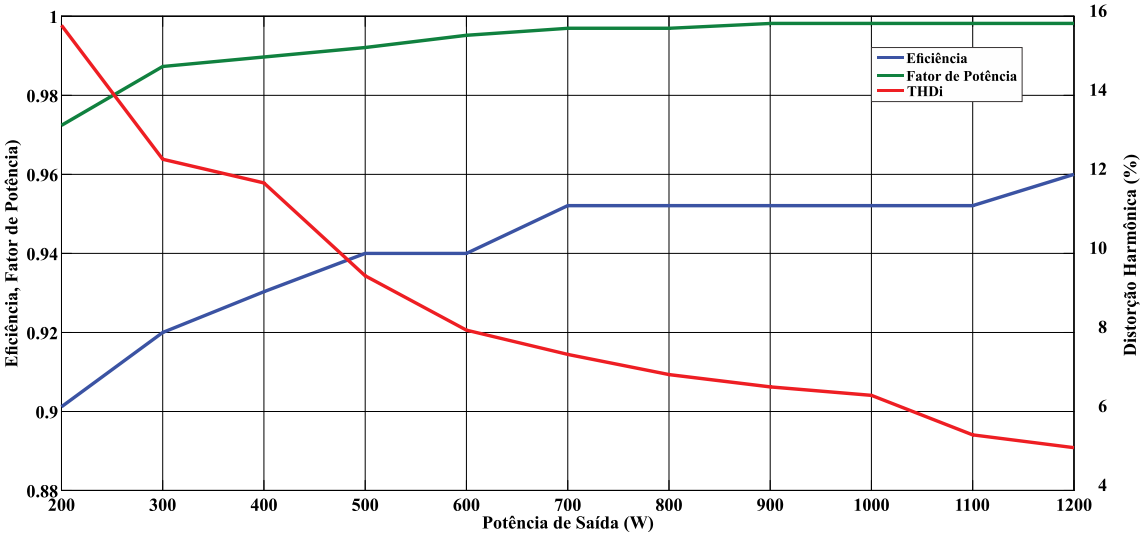


Figura 5.45 – Eficiência, fator de potência e THDi para 800Hz



Observa-se que para a potência nominal (1200W), a estrutura possui uma eficiência de 96% e fator de potência próximo da unidade para ambas as frequências. Nota-se, também, a redução da THDi, que diminui com o aumento da potência, enquanto que a eficiência e o fator de potência se elevam.

5.4. Considerções Finais

Com base nos resultados computacionais e experimentais apresentados, conclui-se que a estrutura possui uma THDi reduzida, altos fator de potência e eficiência, regulação do barramento CC em 540Vcc.

Constatou-se que o controle por histerese constante foi rápido e teve uma resposta satisfatória.

A estrutura operou normalmente para uma variação da frequência da fonte de alimentação de 400-800Hz, sem saturação do núcleo do autotransformador.

Quanto aos limites impostos pela norma DO-160F, a topologia funcionou como um ATRU de 18 pulsos sem o controle ativo e com a imposição atendeu às restrições impostas, demonstrando ser uma excelente estrutura para ser aplicada no MEA.

Capitulo 6 – Conclusões Finais e Ações Futuras

6.1. Considerações Finais

No início deste trabalho, suscitou-se um questionamento sobre a evolução das aeronaves, buscando tecnologias inovadoras para melhorar o desempenho, confiabilidade e eficiência. O objetivo é diminuir o ruído, custos, poluição ambiental, peso e volume, utilizando um grande número de equipamentos elétricos e substituindo sistemas pneumáticos, hidráulicos e mecânicos. Isso originou o conceito MEA. Assim, tornou-se essencial entender essa tecnologia e as principais alterações que ela introduziu na geração, distribuição e conversão de energia. A contribuição desta tese se concentrou neste último aspecto, sugerindo a criação de um ATRU com conversores CC-CC Boost em cascata de alta densidade de potência, eficiência e fator de potência, com regulação do barramento CC e taxa de kVA reduzida, que poderia ser utilizado para fornecer energia a cargas ou atuadores eletro mecânicos.

O capítulo 2 evidenciou o sistema elétrico de potência no MEA, as regras que o regem, além de alguns retificadores disponíveis na literatura, ressaltando as vantagens do que foi exposto ressaltando as vantagens do que foi aqui exposto aqui.

Os procedimentos de cálculo e concepção da topologia foram minuciosamente descritos no capítulo 3. Portanto, o retificador foi projetado para ser compacto, levando em conta a relação de transformação, a taxa kVA, o empilhamento, a regulação do barramento de saída, o nível de potência, a conexão e a frequência. Isso resultou em uma estrutura de alto desempenho, demonstrando ser uma opção adequada para usos em MEA, devido à sua alta eficiência, elevado fator de potência e baixa THDi. Nesse sentido, salienta-se que sua taxa kVA foi de 16,82% sem a imposição ativa e 21,03% com o controle imposto.

No capítulo 4, a estratégia de controle foi detalhada, juntamente com a modelagem dos conversores Boost através do método de espaço de estados

médio e a obtenção das funções de transferência dos compensadores, Evidenciou-se que a estratégia de controle por histerese, apesar de ter uma frequência de chaveamento variável, foi crucial para regular o barramento CC em 540Vcc, garantindo o processamento adequado de potência em 1/3 para cada conversor Boost e possibilitando o equilíbrio das correntes de entrada.

Vale ressaltar que a estrutura possuía ajuste do nível de tensão no barramento CC, que foi alcançado através do setup dos conversores CC-CC Boost em cascata.

No quinto capítulo, os resultados da estrutura foram mostrados, confirmando seu notável desempenho. O retificador apresentou um fator de potência elevado de 0,995, eficiência de 96%, THDi de 3,66% para 400Hz e 5,16% para 800Hz, excelente performance na variação da frequência da fonte de alimentação, sem saturação do núcleo e um número reduzido de semicondutores, contribuindo para a diminuição de custos e o aumento da confiabilidade, comprovando sua escolha para aplicações em MEA.

6.2. Ações Futuras

Para a proposta de trabalhos futuros destaca-se:

- Realizar análise de imprecisões nos enrolamentos do autotransformador devido a falhas de sobrecorrente na entrada, de fase aberta ou subtensão de saída [43]. Pois o autotransformador pode continuar operando como um retificador, garantindo a regulação do barramento CC e mantendo a qualidade das correntes. Todavia, ele perde o números de pulsos. Torna-se necessário esta análise para incorporar a confiabilidade na conversão de energia [84].
-

6.3. Publicações e trabalhos desenvolvidos durante o doutorado

Durante o doutorado, houve algumas publicações de trabalhos relacionados diretamente à esta tese e, outros em parceira com pesquisadores

da Universidade Federal de Uberlândia. E ainda, a participação em banca de Trabalho de Conclusão de Curso (TCC).

6.3.1. Publicações Relacionadas à Tese

- SOARES, A. L.; COSTA NETO, A. O.; BARBOSA, V. F.; LIMA, G, B.; FREITAS, L. C. G.; "Project and Performance Evaluation on an Optimized 18-Pulse Rectifier with Delta-Differential Connection ATRU and Cascaded Boost Converters for More Electric Aircraft," *IEEE Access*, v. 10, p. 68397-68415, 2022, https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3185996;

- Registro de programa de computador
  BARBOSA, V. F.; SOARES, A. L.; COSTA NETO, A. O.; LIMA, G. B. ; FREITAS, LUIZ C. G.. ATRUMEA. 2022.Patente: Programa de Computador. Número do registro: BR512022002232-0, data de registro: 17/08/2022, título: "ATRUMEA", Instituição de registro: INPI - Instituto Nacional da Propriedade Industrial.

6.3.2. Publicações em Parceria com Pesquisadore da Universidade Federal de Uberlândia

- NEVES, T. G.; SOARES, A. L.; COSTA NETO, A.; BARBOSA, V. F.; LIMA, G. B.; FREITAS, L. C. G.; SANTOS, I. N.; VIEIRA JÚNIOR, J. B.; "Determinação do Compartilhamento de Responsabilidade Harmônica de Tensão usando o Método da Injeção de Corrente Harmônica e o Conversor SEPIC," *XIV Conferência Brasileira Sobre Qualidade Da Energia Elétrica,* 2021;

- SOARES, A. L.; NEVES, T. G.; COSTA NETO, A. O.; BARBOSA, V. F.; LIMA, G. B.; FREITAS, L.C. G.; SANTOS, I. N.; VIEIRA JUNIOR, J. B.; "Evaluation of the Harmonic Current Injection Method for Sharing of Responsibilities for Voltage Harmonic Distortions at the Point of Common Coupling Deploying the Concept of Hybrid Rectifiers," *14th IEEE*

International Conference on Industry Applications (INDUSCON), p. 9, São Paulo. 2021, https://doi.org/10.1109/INDUSCON51756.2021.9529436;

- COSTA NETO, A. O.; SOARES, A. L.; BARBOSA, V. F.; RODRIGUES, D. B.; FREITAS, L. C. G. ; LIMA, G. B.;. “Analysis and Development of a Bidirectional Three-Phase Hybrid Rectifier for DC Microgrids with Distributed Energy Resources,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,* v. 1, p. 1-1, 2023, https://doi.org/10.1109/JESTPE.2023.3284759;

- Registro de programa de computador:
  SOARES, A. L.; COSTA NETO, A. O.; LIMA, G. B. ; FREITAS, LUIZ C. G.. ATRUMEA. 2022.Patente: Programa de Computador. Número do registro: BR512023003688-9, data de registro: 30/11/2023, título: "RHTB", Instituição de registro: INPI - Instituto Nacional da Propriedade Industrial.

6.3.3. Participação de Banca de Trabalho de Conclusão de Curso

- Participação em banca de defesa de monografia do Trabalho de Conclusão de Curso:
  Aluno: Leonardo Nery Carrijo dos Santos, matrícula 11711EEL020, realizada no dia 08/04/2024, título: “Análise de Robustez Aplicada à Algoritmo de Inteligência de Bateria de Íon-Lítio: Estudo de Caso e Avaliação do Cenário Brasileiro”
  Processo nº 23117.024778/2024-88.

Referências Bibliográficas

[1] BAE, J.; “A Review of Electric Actuation and Flight Control System for More/All Electric Aircraft”, *24th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2021, https://doi.org/10.23919/ICEMS52562.2021.9634663;

[2] SAYED, E.; ABDALMAGID, M.; PIETRINI, G.; SA’ADESH, N.; CALLEGARO, A. D.; GOLDSTEIN, C.; EMADI, A.; “Review of Electric Machines in More/Hybrid/Turbo Electric Aircraft”, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 7, no. 4, pp. 2976-3005, Dec. 2021, https://doi.org/10.1109/TTE.2021.3089605;

[3] MAZUR, K. M.; “More Electric Systems Architecture Effect on Business Jet Performance”, *Master of Science in Aerospace Engineering*, Embry-Riddle Aeronautical University, Florida, Dec. 2016, https://typeset.io/pdf/more-electric-systems-architecture-effect-on-business-jet-km8hbl5ztt.pdf;

[4] DORN-GOMBA, J.; RAMOUL, J.; REIMERS, J.; EMADI, A.; ”Power Electronic Converters in Electric Aircraft: Current Status, Challenges, and Emerging Technologies”, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 6, no. 4, pp. 1648-1664, Dec. 2020, https://doi.org/10.1109/TTE.2020.3006045;

[5] YANG, T.; GAO, F.; BOZHKO, S.; WHEELER, P.; “Power Electronic Systems for Aircraft”, *Control of Power Electronic Converters and Systems*, San Francisco, CA, USA-Academic, vol. 2, 2018, https://doi.org/10.1016/B978-0-12-816136-4.00025-7;

[6] BARZKAR, A.; GHASSEMI, M.; “Electric Power Systems in More and All Electric Aircraft: A Review”, *IEEE Access*, vol. 8, pp. 169314-169332, Sep. 2020, https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3024168;

[7] GOHARDANI, A. S.; DOULGERIS, G.; SINGH, R.; “ Challenges of Future Aircraft Propulsion: A Review of Distributed Propulsion Technology and its Potential Application for The All Electric Commercial Aircraft”, *Progress in Aerospace Sciences*, vol. 47, no. 5, pp. 369-391, Jul. 2011https://doi.org/10.1016/j.paerosci.2010.09.001;

[8] PROVOST, M. J.; “The More Electric Aero-engine: a General Overview from an Engine Manufacture”, *International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (Conf. Publ. No. 487)*, p.245-251, 2002, https://doi.org/10.1049/cp:20020122;

[9] CORCAU, J. I.; DINCA, L.; “More Electricity on Modern Civil Aircrafts – Review”,*International Conference on Circuits, Systems, Communications and Computers (CSCC)*, Jul. 2020, https://doi.org/10.1109/CSCC49995.2020.00048;

[10] ABDEL-HAFEZ, A. A.; FORSYTH, A. J.; “Power Generation and Distribution System for a More Electric Aircraft – a Review”, *Recent Advances in Aircraft Technology*, Feb. 2012, ISBN 978-953-51-0150-5, https://doi.org/10.5772/37290;

[11] SETLAK, L.; RUDA, E.; "Review, Analysis and Simulation of Advanced Technology Solutions of Selected Components in Power Electronics Systems (PES) of More Electric Aircraft", *International Journal of Computer and Systems Engineering*, vol. 9, no. 10, pp. 1194-1206, 2015, https://repo.faw.edu.pl/info/article/AMWGb28ad32a54244b0a8c8497f74a1b6469/;

[12] SARLIOGLU. B.; MORRIS, C. T.; "More Electric Aircraft: Review, Challenges, and Opportunities for Commercial Transport Aircraft", *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 1, no. 1, pp.54-64, May 2015, https://doi.org/10.1109/TTE.2015.2426499;

[13] SAAD, M. M. M.; MOHD, S. B.; ZULKAFLI, M. F.; "A Survey on the Use of Ram Air Turbine in Aircraft", *AIP Conference Proceedings*, vol. 1831, no. 1, 2017, https://doi.org/10.1063/1.4981189;

[14] SCHEFER, H.; FAUTH, L.; KOPP, T. H.; MALLWITZ, R.; FRIEBE, J.; KURRAT, M.; "Discussion on Electric Power Supply Systems for All Electric Aircraft", *IEEE Access*, vol. 8, pp. 84188-84216, May 2020, https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2991804;

[15] BARZKAR, A.; GHASSEMI, M.; "Components of Electrical Power Systems in More and All-Electric Aircraft: A Review", *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, May 2022, https://doi.org/10.1109/TTE.2022.3174362;

[16] "Aircraft Electric Power Characteristics, Military Standard MIL-STD-704F", Department of Defense Std, Ma. 2004, https://ieee.li/pdf/standards-handbooks/MIL-STD-704F.pdf;

[17] ISO 1540: 2006, "Aerospace - Characteristics of Aircraft Electrical Systems", https://www.iso.org/standard/42067.html;

[18] RTCA Inc., "Enviromental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment - RTCA DO-160G", *RTCA Inc. Std.* [Online], https://www.rtca.org/?s=do-160;

[19] MONROY, A. O.; LE-HUY, H.; LAVOIE, C.; "Modeling and Simulation of a 24-Pulse Transformer Rectifier Unit for More Electric Aircraft Power System", *2012 Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion*, Dec. 2012, https://doi.org/10.1109/ESARS.2012.6387383;

[20] VITOI, L. A.; POMILIO, J. A.; BRANDÃO, D. I.; "Analysis of 12-Pulse Diode Rectifier Operating in Aircraft Systems with Constant Frequency", *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Nov. 2017, https://doi.org/10.1109/COBEP.2017.8257274;

[21] RAHROVI, B.; EHSANI, M.; "A Review of the More Electric Aircraft Power Electronics", *2019 IEEE Texas Power and Energy Conference (TPEC)*, Mar. 2019, https://doi.org/10.1109/TPEC.2019.8662158;

[22] KHODABAKHSH, J.; MOSCHOPOULOS, G.; "A Multiport Converter for More Electric Aircraft with Hybrid AC-DC Electric Power System", *2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Oct. 2021, https://doi.org/10.1109/ECCE47101.2021.9595630;

[23] XU, K.; XIE, N.; WANG, C.; SHI, X.; "Modeling and Simulation of Variable Speed Variable Frequency Electrical Power System in More Electric Aircraft", *The Open Electrical & Electronic Engineering Journal*, vol. 11, pp.87-98, Apr. 2017, https://doi.org/10.2174/1874129001711010087;

[24] PATNAIK, B.; KUMAR, S.; GAWRE, S.; "Recent Advances in Converters and Storage Technologies for More Electric Aircrafts: A Review", *IEEE Journal on Miniaturization for Air and Space Systems*, vol. 3, no. 3, pp.78-87, Sep. 2022, https://doi.org/10.1109/JMASS.2022.3200715;

[25] NOLAND, J. K.; LEANDRO, M.; SUUL, J. A.; MOLINAS, M.; "High-Power Machines and Starter-Generator Topologies for More Electric Aircraft: A Technology Outlook", *IEEE Access*, 130104 - 130123, Jul. 2020, https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3007791;

[26] IZQUIERDO, D.; BARRADO, A.; RAGA, C.; SANZ, M.; LAZARO, A.; "Protection Devices for Aircraft Electrical Power Distribution Systems: State of the Art", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 7, no. 3, Jul. 2011, https://doi.org/10.1109/TAES.2011.5937248;

[27] CHEN, J.; SHEN, Y.; CHEN, J.; BAI, H.; GONG, C.; WANG, F.; "Evaluation on the Autoconfigured Multipulse AC/DC Rectifiers and Their Application in More Electric Aircrafts", *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 6, no. 4, pp.1721-1739, Dec. 2020, https://doi.org/10.1109/TTE.2020.2983858;

[28] NAGEL, N.; "Actuation Challenges in the More Electric Aircraft: Overcoming Hurdles in the Electrification of Actuation Systems", *IEEE Electrification Magazine,* vol. 5, no. 4, pp. 38–45, Dec. 2017, https://doi.org/10.1109/MELE.2017.2755266;

[29] LIN, Y.; "The Development and Challenges of More Electric Aircraft", *4th International Conference on Electronic Science and Automation Control (ESAC2022)*, vol.7, 2022, https://doi.org/10.54097/hset.v27i.3850;

[30] CHEN, J.; WANG, C.; CHEN, J.; "Investigation on the Selection of Electric Power System Architecture for Future More Electric Aircraft", *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 4, no. 2, pp. 563-576, Jun. 2018, https://doi.org/10.1109/TTE.2018.2792332;

[31] BROMBACH, J.; LÜCKEN, A.; NYA, B.; JOHANNSEN, M.; SCHULZ, D.; "Comparison of different electrical HVDC-architectures for aircraft application", *2012*

Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion, Dec. 2012, https://doi.org/10.1109/ESARS.2012.6387380;

[32] SETLAK, L.; KOWALIK, R.; "Mathematical Model and Simulation of Selected Components of the EPS of the Aircraft, Providing the Operation of On-Board Electrical Equipment and Systems in Accordance with MEA/AEA Concept", *Progress in Applied Electrical Engineering (PAEE)*, Jun. 2017, https://doi.org/10.1109/PAEE.2017.8009007;

[33] FARD, M. T.; HUANG, H.; CAO, Y.; "Aircraft Distributed Electric Propulsion Technologies – A Review*", IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 8, no. 4, pp.4067-4090, Aug. 2022, https://doi.org/10.1109/TTE.2022.3197332**;**

[34] SETLAK, L.; RUDA, E.; "Analysis and Simulation of Advanced Technological Solutions in the Field of Power High-Voltage Direct Current (HVDC) of Modern Aircraft in Line with the Trend of More Electric Aircraft (MEA)*", Czasopismo Techniczne*, pp.139-150, 2016, https://doi.org/10.4467/2353737XCT.16.272.6071**;**

[35] BUTICCHI, G.; WHEELER, P.; BOROYEVICH, D.; "The More-Electric Aircraft and Beyond", Proceedings of the IEEE (Early Access), pp.1-15, Mar. 2022, https://doi.org/10.1109/JPROC.2022.3152995;

[36] XU, Q.; CHEN, J.; WANG, P.; WEN, C.; YEONG, L. M.; SIMANJORANG, R.; "Investigation of the Future MEA Power System Architecture from the Perspective of System Stability", *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, pp.1-6, Apr. 2016, https://doi.org/10.1049/cp.2016.0157;

[37] SEIXAS, F. J. M.; "Conversores CA-CC de 12kW com Elevado Fator de Potência Utilizando Autotransformador com Conexão Diferencial de Múltiplos Pulsos", Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Santa Catarina, 2001;

[38] OLIVEIRA, P. S.; "Classificação, Metodologia de Projeto e Aplicação de Retificadores Multipulsos com Conexão Diferencial de Transformador", Tese (Doutorado) – Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira/Universidade Estadual Paulista (FEIS/UNESP), 2011;

[39] GANEV, E. D.; "Electric Drives for Electric Green Taxiing Systems: Examining and Evaluating the Electric Drive System", *IEEE Electrification Magazine*, vol. 5, no. 4, pp. 10-24, Dec. 2017, https://doi.org/10.1109/MELE.2017.2757618;

[40] ATUTXA, U.; BARAIA-ETXABURU, I.; LÓPEZ, V. M.; RUJAS, A.; "Suitability and Performance Evaluation of Active Rectifier Topologies for More Electric Aircraft", *2021 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Oct. 2021, https://doi.org/10.1109/VPPC53923.2021.9699199;

[41] ZHAO, Y.; HUANG, W.; BU, F.; "DC Voltage Balancing Strategy of a Bipolar-Output Active Rectifier for More Electric Aircraft Based on Zero Vector Redistribution",

IEEE Access, vol. 9, pp. 13965-39667, Oct. 2021, https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3119058;

[42] YANG T.; BOZHKO, S.; WHEELER, P.; WANG, S.; WU, S.; "Generic Functional Modeling of Multi-Pulse Auto-Transformer Rectifier Units for More-Electric Aircraft Applications," *Chinese Journal of* Aeronautics, vol. 31, pp. 883-891, May 2018, https://doi.org/10.1016/j.cja.2018.03.010;

[43] ZHANG, Y.; CHEN, Z.; LI, B.; HE, Y.; "Application of Low Harmonic 18-Pulse Rectifier Power Supply for Radar Power System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, pp. 1080-1088, Feb. 2019, https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2831188;

[44] ZHANG, Y.; XIA, J.; ZHANG, X.; CHEN, Z.; LI, B.; LUO, Q.; HE, Y.; "Modeling and Prediction of the Reliability Analysis of an 18-Pulse Rectifier Power Supply for Aircraft Based Applications", *IEEE Access*, vol. 8, pp. 47063-47071, Feb. 2020, https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2977197;

[45] CHEN, J.; BAI. H.; CHEN, J.; GONG, C.; "A Novel Parallel Configured 48-Pulse Autotransformer Rectifier for Aviation Application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, pp. 2125-2138, Feb. 2022, https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3106322;

[46] ABDOLLAHI, R.; GHAREHPETIAN, G. B.; ANVARI-MOGHADDAM, A.; BLAABJERG F.; "Pulse Tripling Circuit and Twelve Pulse Rectifier Combination for Sinusoidal Input Current", *IEEE Access*, vol. 9, pp. 103588-103599, Jul. 2021, https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3098620;

[47] ABDOLLAHI, R.; GHAREHPETIAN, G. B.; ANVARI-MOGHADDAM, A.; BLAABJERG F.; "An Improved 24-Pulse Rectifier for Harmonic Mitigation in More Electric Aircraft", *IET Power Electronics*, vol. 14, no. 11, pp. 2007-2020, Aug. 2021, https://doi.org/10.1049/pel2.12168;

[48] ABDOLLAHI, R.; GHAREHPETIAN, G. B.; "A 20-Pulse Autotransformer Rectifier Unit for More Electric Aircraft", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronic*, vol. 9, pp. 2992-2999, Jun. 2021, https://doi.org/10.1109/JESTPE.2020.2990670;

[49] ABDOLLAHI, R.; GHAREHPETIAN, G. B.; DAVARI, M.; "A Novel More Electric Aircraft Power System Rectifier Based on a Low-Rating Autotransformer", *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, Aug. 2021, https://doi.org/10.1109/TTE.2021.3104576;

[50] CHEN, J.; SHEN, J.; CHEN, J.; SHEN, P.; SONG, Q.; GONG, C.; "Investigation on the Selection and Design of Step-up/Down 18-Pulse ATRUs for More

Electric Aircrafts," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, pp. 795-811, Sep. 2019, https://doi.org/10.1109/TTE.2019.2930422;

[51] CLARK, T.; CHIVITE-ZABALZA, F. J.; FORSYTH, A. J.; BARNES, M.; TRAINER, D. R.; "Analysis and Comparison of Diode Rectifier Units Suitable for Aerospace Applications", *4th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2008)*, pp. 602-606, Apr. 2008, https://doi.org/10.1049/cp:20080592;

[52] YUAN, D.; WANG, S.; LIU, Y.; "Dynamic Phasor Modeling of Various Multipulse Rectifiers and a VSI Fed by 18-Pulse Asymmetrical Autotransformer Rectifier Unit for Fast Transient Analysis", *IEEE Access*, vol. 8, pp. 43145-43155, Feb. 2020, https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020. 2977270;

[53] CHEN, X.; CHEN, T.; WANG, Y.; "Investigation on Design of Novel Step-Up 18-Pulse Auto-Transformer Rectifier", *IEEE Access*, vol. 9, pp. 110639-110647, Aug. 2021, https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3103584;

[54] LOURENÇO, A. C.; SEIXAS, F. J. M.; PELICER, J. C.; OLIVEIRA, P. S.; "18-Pulse Autotransformer Rectifier Unit Using SEPIC Converters for Regulated DC-bus and High Frequency Isolation," *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pp. 1-6, Nov. 2015, https://doi.org/10.1109/COBEP.2015.7420041

[55] 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 Connection Autotransformer and Isolated Sepic Converters for Sinusoidal Input Line Current Imposition", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 4, pp. 3204–3213, Apr. 2018, https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2850280;

[56] HUANG, P.; MAO, C.; WANG, D.; WANG, L.; DUAN, Y.; QIU, J.; XU, G.; CAI, H.; "Optimal Design and Implementation of High-Voltage High-Power Silicon Steel Core Medium-Frequency Transformer", *IEEE Transactions on Industrial Electronics.,* vol. 64, pp. 4391-4401, Jun. 2017, https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2674591;

[57] KAPPATOU, J. C.; ZALOKOSTAS, G. D.; SYRATOS, D. A.; "Design Optimization of Axial Flux Permanent Magnet (AFPM) Synchronous Machine Using 3D FEM Analysis", *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications,* vol. 8, no.11, Nov. 2016, https://doi.org/10.4236/jemaa.2016.811023;

[58] BOYLESTAD, R. L.; OLIVARI, B.A.; "Transformers", *Introductory Circuit Analysis*, 4th ed. Global Edition, Pearson, 2023;

[59] MCLYMAN, C. W. T.; "Three-Phase Transformer Design," *Transformer and Inductor Design Handbook*, 4th ed. Taylor & Francis Group, LCC, 2011;

[60] SILVA, W. A.; “Transformadores Elétricos com Núcleo de Liga Amorfa para Aplicações em Aeronaves”, Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de São Carlos (UFSCar), 2015;

[61] IEC 60076-11: Power Transformers - Part 11 - Dry Type Transformers;

[62] COSTA NETO, A. O.; “Análise e Desenvolvimento de um Retificador Trifásico de 12 Pulsos com Autotransformador e Conversores SEPIC Isolados”, Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Uberlândia (UFU), 2018;

[63] SOARES, A. L.; “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 (Mestrado) – Universidade Federal de Uberlândia (UFU), 2019;

[64] HART, D. W.; “Eletrônica de Potência: Análise e Projetos de Circuitos,” Tradução de R. Abdo; Revisão Técnica de A. Pertence Jr., AMGH Editora Ltda, Porto Alegre, 2011;

[65] POMILIO, J. A.; “Pré-Reguladores de Fator de Potência,” *Publicação FEE 03/95*, 2007;

[66] MARTINS, D. C.; BARBI, I.; “Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos Não Isolados,” Edição dos autores, 2ª Edição, Florianópolis, 2006;

[67] BARBI, I.; FONT, C. H. I.; ALVES, R. L.; *Projeto Físico de Indutores e Transformadores*, Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, 2002;

[68] LOURENÇO, A. C.; SEIXAS, F. J. M.; PELICER JUNIOR, J. C.; OLIVEIRA, P. S.; “Conversor Trifásico Multipulso com Regulação da Tensão de Saída Através de Estágios CC/CC SEPIC”, *Eletrônica de Potência – Sobraep,* v. 22, p. 31-39, 2017, https://doi.org/10.18618/REP.2017.1.2646;

[69] ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D.; “Principles of Steady-State Converter Analysis,” in *Fundamental of Power Electronics*, 3rd ed. CO, USA, Springer, 2020;

[70] PIMENTEL, C. E. F.; CAVALCANTE, T. T.; “Projeto e Desenvolvimento de um Conversor CC-CC SEPIC com Isolação Galvânica em Alta Frequência”, Dissertação (Mestrado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2011;

[71] TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUES, P.; “Grid Synchronization in Single-Phase Power Converters,” *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, USA, NY, New York: Wiley, 2011;

[72] GOLESTAN, S; GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C.; “Single-Phase PLLs: A Review of Recent Advances.” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.32, no. 12, pp. 9013-9030, Dec. 2017, https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2653861;

[73] GOLESTAN, S; GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C.; “Three-Phase PLLs: A Review of Recent Advances.” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.32, no. 3, pp. 1894-1907, May 2016, https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2565642;

[74] COSTA, A. V.; RODRIGUES, D. B.; LIMA, G. B.; FREITAS, L. C.; COELHO, E. A. A.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C. G.; "New Hybrid High-Power Rectifier with Reduced THDI and Voltage-Sag Ride-Through Capability Using Boost Converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 6, pp. 2421-2436, Nov.-Dec. 2013, https://doi.org/10.1109/TIA.2013.2262914;

[75] RODRIGUES, D. B.; COSTA, A. D.; LIMA, G. B.; FREITAS, L. C.; COELHO, E. A.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C. G.; "DSP-Based Implementation of Control Strategy for Sinusoidal Input Line Current Imposition for a Hybrid Three-Phase Rectifier," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 4, pp. 1947-1963, Nov. 2013, https://doi.org/10.1109/TII.2012.2227268;

[76] BARRETO, L. H. S. C.; COELHO, E. A. A.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C.; VIEIRA JUNIOR, J. B.; "The Bang-Bang Hysteresis Current Waveshaping Control Technique Used to Implement a High Power Factor Power Supply," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 1, pp. 160-168, Jan. 2004, https://doi.org/10.1109/TPEL.2003.820591;

[77] RASOANARIVO, I.; ARAB-TENRANI, K.; SARGOS, F. -M.; "Fractional Order PID and Modulated Hysteresis for High Performance Current Control in Multilevel Inverters," *2011 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2011, pp. 1-7, https://doi.org/10.1109/IAS.2011.6074351;

[78] RASOANARIVO, I.; BRÉCHET, S.; BATTISTON, A.; NAHID-MOBARAKEH, B.; “Behavioral Analysis of a Boost Converter with High Performance Source Filter and a Fractional order PID Controller,” *2012 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2012, pp. 1–6, https://doi.org/10.1109/IAS.2012.6374037;

[79] STEFANUTTI, W.; MATTAVELLI, P.; "Fully Digital Hysteresis Modulation with Switching-Time Prediction," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 3, pp. 763-769, May-June 2006, https://doi.org/10.1109/TIA.2006.873665;

[80] NISE, N. S.; “Control System Engineering”, John Wiley & Sons Inc., New York, 2015;

[81] PEÑA, J. C. U.; “Inversor Buck-Boost Integrado para Aplicações com Micro-Geradores Eólicos”, Tese (Doutorado) – Universidade do Estadual Paulista (Unesp), 2012;

[82] COSTA NETO, A. O.; “Projeto e Desenvolvimento de um Retificador Híbrido Trifásico Bidirecional com Compensação Série no Barramento CC em Aplicações

Envolvendo Microrredes CC", Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Uberlândia (UFU), 2023;

[83] GANGAVARAPU, S.; RATHORE, A.K.; "Three-Phase Interleaved Semi-Controlled PFC Converter for Aircraft Application," *IECON 2017 – 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Oct./Nov.2017, https://doi.org/10.1109/IECON.2017.8217161;

[84] PEYGHAMI, S.; BLAABJERG, F.; PALENSKY, P.; "Incorporating Power Electronic Converters Reliability Into Modern Power System Reliability Analysis," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 2, pp. 1668-1681, Apr. 2021, https://doi.org/10.1109/JESTPE.2020.2967216.

ANEXO A – Tabela de Fios de Cobre

AWG	D_{fio} Diâmetro do Cobre [mm]	A_{fio} Área do Cobre [mm²]	D_{fio_isol} Diâmetro com Isolamento [mm]	Área do Isolamento [mm²]	Peso [g/cm]	Resistência (20ºC) [W/cm]
0000	11,86	110,4737	-	-	-	-
000	10,4	84,9487	-	-	-	-
00	9,226	66.8524	-	-	-	-
0	8,252	53,4821	-	-	-	-
1	7,348	42,4061	-	-	375	-
2	6,544	33,6338	-	-	295	-
3	5,827	26,6674	-	-	237	-
4	5,189	21,1474	-	-	188	-
5	4,621	16,7711	-	-	149	-
6	4,115	13,2993	-	-	118	-
7	3,665	10,5496	-	-	94	-
8	3,264	8,3674	-	-	74	-
9	2,906	6,6326	-	-	58,9	-
10	2,588	5,2604	2,73	5,8535	46,8	0,000033
11	2,305	4,1728	2,44	4,6759	32,1	0,000041
12	2,053	3,3103	2,18	3,7325	29,4	0.000052
13	1,828	2,6245	1,95	2,9845	23,3	0,000066
14	1,628	2,0816	1,74	2,3779	18,5	0,000083
15	1,45	1,6513	1,56	1,9113	14,7	0,000104
16	1,291	1,3090	1,39	1,5175	11,6	0,000132
17	1.15	1,0387	1,24	1,2076	9,26	0,000166
18	1,024	1,8236	1,11	0,9677	7,3	0,000209
19	0,9116	0,6527	1	0,7854	5,79	0,000264
20	0,8118	0,5176	0,89	0,6221	4,61	0,000333
21	0,723	0,4106	0,8	0,5027	3,64	0,00042
22	0,6438	0,3256	0,71	0.3959	2,89	0,00053
23	0,5733	0,2581	0,64	0,3217	2,29	0,000668

(Contiua)

AWG	D_{fio} Diâmetro do Cobre [mm]	A_{fio} Área do Cobre [mm²]	D_{fio_isol} Diâmetro com Isolamento [mm]	Área do Isolamento [mm²]	Peso [g/cm]	Resistência (20ºC) [W/cm]
24	0,5106	0,2048	0,57	0.2552	1,82	0,000842
24	0,5106	0,2048	0,57	0,2552	1,82	0,000842
25	0,4547	0,1624	0,51	0,2043	1,44	0,001062
26	0,4049	0,1288	0,46	0,1662	1,14	0,001339
27	0,3606	0,1021	0,41	0,1320	0,91	0,001689
28	0,3211	0,0809	0,37	0,1075	0,72	0,002129
29	0,2859	0,0642	0,33	0,0855	0,57	0,002685
30	0,2546	0,0509	0,3	0,0707	0,45	0,003386
31	0,2268	0,0404	0,27	0,0573	0,36	0,004269
32	0,2019	0,0320	0,24	0,0452	0,28	0,005384
33	0,1798	0,0254	0,22	0,0380	0,23	0,006789
34	0,1601	0,0201	0,2	0,0314	0,18	0,00856
35	0,1426	0,0159	0,18	0,0255	0,14	0,010795
36	0,127	0,0127	0,16	0,0201	0,1	0,01361
37	0,1131	0,01005	0,14	0,0154	0,089	0,01717
38	0,1007	0,00796	0,13	0,0133	0,07	0,02164
39	0,0897	0,0063	0,12	0,0113	0,044	0,02729
40	0,0799	0,0050	0,1	0,00785	0,044	0,03442
41	0,0711	0,00397	0,09	0,0064	0,035	0,04339
42	0,0633	0,00315	-	-	0,028	5312
43	0,0564	0,0025	-	-	0,022	6800
44	0,0503	0,0019	-	-	0,018	8500
45	0,0445	0,0016	-	-	0,014	11110
46	0,038	0,0011	-	-	0,011	15130

Fonte: (Barbi, 2007)

ANEXO B – Especificações dos Núcleos E - Indutores

Características			139	140	144
Permeabilidade Inicial			2100±25%	2300±25%	2400±25%
Saturação da Densidade de Fluxo Magnético (mT)		25°C	490	510	510
		100°C	390	390	390
Densidade de Fluxo Remanescente (mT)		25°C	-	95	110
		100°C	-	55	60
Coercividade (A/m)		25°C	-	14	13
		100°C	-	9	6,5
Perdas no Núcleo (kW/m)	25KHz 200mT	25°C	-	120	-
		100°C	-	70	-
	100KHz 200mT	25°C	-	600	600
		100°C	<380	410	320
Resistividade Elétrica (Ω.m)			8,0	6,5	6,5
Temperatura de Curie (°C)			>210	215	220
Densidade (g/cm^3)			4,8	4,8	4,8

Produto	Código	AL (nH/esp^2) Tolerância = ±25%	A (mm)	B (mm)	C (mm)	Le (cm)	Ae (cm^2)	V (cm^3)	Peso por Par (g)
MMT139EE2005K	1.01.0108	1350	20	10	5,3	4,3	0,31	0,83	6,5
MMT139EE2507	1.010110	1900	25	13	7,5	5,75	0,525	1,75	15
MMT139EE3007	1.01.0109	1900	30	15	7,3	6,7	0,6	2,46	21
MMT139EE4012	1.01.0111	4100	41	16	12	7,9	1,53	6,16	59
MMT139EE4220	1.01.0112	5800	42	21	20	9,7	2,4	12,7	108
MMT139EE5525	1.01.0113	7950	55	28	25	12	4,22	28,8	258
MMT139EE6527	1.01.0114	8100	67	33	27	14,7	5,32	44,5	384
MMT140EE1306	1.01.0581	1000	13,0	6,2	6,1	3,1	0,17	0,53	4,16
MMT140EE1905	1.01.0582	1210	19,1	8,0	4,9	4,0	0,22	0,90	7,12
MMT140EE2005K	1.01.0087	1480	20,0	10	5,3	4,3	0,31	0,83	6,5
MMT140EE2006	1.01.0580	1490	20,0	10	5,6	4,6	0,32	0,88	6,96
MMT140EE2506	1.01.0595	1760	25,3	9,9	6,3	5,0	0,40	1,96	15,5
MMT139EE2507	1.01.0110	1900	25,0	13	7,5	5,8	0,53	1,75	15
MMT140EE3007	1.01.0088	2080	30,0	15	7,3	6,7	0,60	2,46	21
MMT140EE3014	1.01.0599	4220	30,0	15	14,6	6,6	0,60	3,92	42
MMT140EE3014 - GAP	1.01.0644	100	30,0	15	14	6,6	0,60	3,92	15,5
MMT140EE4012	1.01.0089	4490	41,0	16	12	7,9	1,53	6,16	59
MMT140EE4215	1.01.0584	4280	42,0	21	15	9,7	1,80	17,4	88
MMT140EE4220	1.01.0090	6350	42,0	21	20	9,7	2,40	23,1	116
MMT140EE5521	1.01.0113	6760	55,0	28	21	12	3,54	43,7	220
MMT140EE5625	1.01.0709	6350	56,5	27,8	24,8	12,2	4,17	58,446	250
MMT140EE6527	1.01.0091	8640	67,0	33	27	15	3,90	57,1	395

Fonte: Magmattec, 2024.