

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

Antônio de Oliveira Costa Neto

**ANÁLISE E DESENVOLVIMENTO DE UM
RETIFICADOR TRIFÁSICO DE 12 PULSOS
COM AUTOTRANSFORMADOR E
CONVERSORES SEPIC ISOLADOS**

Uberlândia, Brasil

2018

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

Antônio de Oliveira Costa Neto

**ANÁLISE E DESENVOLVIMENTO DE UM
RETIFICADOR TRIFÁSICO DE 12 PULSOS COM
AUTOTRANSFORMADOR E CONVERSORES SEPIC
ISOLADOS**

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

Orientador: Professor PhD Luiz Carlos Gomes de Freitas

Coorientador: Professor PhD Gustavo Brito de Lima

Universidade Federal de Uberlândia – UFU

Faculdade de Engenharia Elétrica – FEELT

Mestrado em Engenharia Elétrica

Uberlândia, Brasil

2018

Dedico primeiro a Deus, que me permitiu conquistar esse desafio. À minha família, que me deu suporte e liberdade necessária para que eu conseguisse alcançar meus objetivos. Aos meus amigos, que estiveram presentes nas horas boas e principalmente nas horas difíceis.

Agradecimentos

Primeiramente, a Deus que permitiu que eu chegasse aonde eu cheguei, superando as dificuldades.

Aos meus pais Sinésio e Maria Cristina e, também, à minha irmã Júlia, por todo apoio e incentivo, além da compreensão pela minha ausência na maioria dos momentos.

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

Ao professor PhD Luiz Carlos de Freitas, pelos conselhos e ensinamentos dados ao longo dos anos.

Aos meus amigos e co-orientadores, os professores Gustavo Brito de Lima e Danilo Borges Rodrigues, por sempre me apoiarem quando eu 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: Ana Lúcia, Fernando, Joaquim, Henrique, Rodrigo, Renato e Vitor, obrigado por toda a ajuda prestada durante esse tempo.

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

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

Antônio de Oliveira Costa Neto

**ANÁLISE E DESENVOLVIMENTO DE UM
RETIFICADOR TRIFÁSICO DE 12 PULSOS COM
AUTOTRANSFORMADOR E CONVERSORES SEPIC
ISOLADOS**

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

Banca Examinadora:

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

Professor PhD Gustavo Brito de Lima (Coorientador - UFU)

Professor PhD Demercil de Souza Oliveira Júnior (UFC)

Professor PhD Luiz Carlos de Freitas (UFU)

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

Uberlândia, Brasil

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

C837a
2018 Costa Neto, Antônio de Oliveira, 1992-
 Análise e desenvolvimento de um retificador trifásico de 12 pulsos
 com autotransformador e conversores sepic isolados / Antônio de
 Oliveira Costa Neto. - 2018.
 128 f. : il.

Orientador: Luiz Carlos Gomes de Freitas.
Coorientador: Gustavo Brito de Lima.
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia,
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
Disponível em: <http://dx.doi.org/10.14393/ufu.di.2018.179>
Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Retificadores (Eletrônica) - Teses.
3. Conversores de corrente elétrica - Teses. 4. Distorção elétrica - Teses.
I. Freitas, Luiz Carlos Gomes de, 1976- II. Lima, Gustavo Brito de,
1986- III. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDU: 621.3

Maria Salete de Freitas Pinheiro – CRB6/1262

“A persistência é o menor caminho do êxito.”

Charles Chaplin

Resumo

Com o constante aumento de componentes eletrônicos inseridos nas diversas áreas da eletrônica na atualidade, torna-se evidente a preocupação de elevados distúrbios harmônicos de corrente na qualidade da energia. Este trabalho tem a finalidade de abordar uma das alternativas para reduzir esse problema, desenvolvendo um retificador de 12 pulsos com dois conversores CC-CC SEPIC de 500 W em cada retificador, com isolamento galvânica, operando em condução contínua e com elevado fator de potência e baixa distorção harmônica na corrente de entrada do retificador. A utilização do autotransformador contribui na diminuição do peso e volume da estrutura, sendo a isolamento feita no estágio intermediário de alta frequência. A conexão entre a carga e o retificador de múltiplos pulsos convencionalmente é feita a partir da utilização de transformadores especiais de interfase. Entretanto, eles possuem um projeto complexo e, ainda peso e volume consideráveis. Por isso, esses transformadores especiais são substituídos por conversores estáticos, os quais garantem o equilíbrio entre cada grupo retificador e conseguem regular a tensão de saída.

Essa estrutura pode ser utilizada em diversas aplicações dentre elas, no acionamento de máquinas elétricas, em carregadores de bateria e dentro de aeronaves, exercendo funções antes comandadas por mecanismos hidráulicos, pneumáticos e mecânicos, aumentando a confiabilidade do processo.

Este trabalho aborda detalhadamente o desenvolvimento de duas estratégias de controle, com o objetivo de equilibrar o processamento de potência entre cada módulo e regular a tensão de saída. Foram obtidos os resultados computacionais, e experimentais através da construção de um protótipo.

Palavras-chave: Retificador de 12 pulsos, distúrbios harmônicos, fator de potência, autotransformador, conversores CC-CC SEPIC.

Abstract

With the constant increase of electronic components inserted in the diverse areas of electronics at the present time, it becomes evident a concern of harmonic disturbances of current in the quality of the energy. This work has the purpose of addressing one of the alternatives to reduce this problem, developed a 12-pulse rectifier with two DC-DC SEPIC converters of 500 W in each rectifier, with galvanic isolation, operating in continuous conduction and with high power factor and low harmonic distortion in the rectifier input current. The use of the autotransformer contributes to the reduction of the weight and volume of the structure, being an insulation made on the intermediate stage of high frequency. The connection between a load and the multi-pulse rectifier is conventionally made from the use of special interface transformers. They include a complex design and still have considerable weight and volume. Therefore, these special transformers are replaced by the static converters, which guarantee the balance between each rectifier group and obtain regular output voltage.

This structure can be used in a variety of applications, such as driving electric machines, battery chargers and aircraft, performing functions previously controlled by hydraulic, pneumatic and mechanical mechanisms, increasing the reliability of the process.

This work presents in detail the development of two control strategies, with the objective of balancing the power processing between each module and regulating the output voltage. The computational and experimental results were obtained through the construction of a prototype.

Keywords: 12-pulse rectifier, harmonic disturbances, power factor, autotransformer, DC-DC SEPIC converters.

Lista de ilustrações

Figura 1.1 – Retificador Trifásico Convencional.	18
Figura 2.1 – Retificador de 12 Pulsos com Autotransformador com Conexão Generalizada e Conversores SEPIC em Paralelo.	28
Figura 3.1 – Gráfico da Taxa de KVA x Relação de Transformação para as Conexões Delta-diferencial do Autotransformador de 12 Pulsos.	31
Figura 3.2 – Gráfico da Taxa de KVA x Relação de Transformação para as Conexões Estrela-diferencial do Autotransformador de 12 Pulsos.	31
Figura 3.3 – Conexão Delta-diferencial na Configuração C.	32
Figura 3.4 – Dimensões Usualmente Utilizadas em Autotransformadores Trifásicos.	33
Figura 3.5 – Autotransformador de 12 Pulsos.	35
Figura 3.6 – Diagrama Fasorial do Autotransformador Delta-diferencial do Projeto.	36
Figura 3.7 – Configuração do Núcleo do Transformador com os Enrolamentos.	37
Figura 3.8 – Conexão do Autotransformador de 12 Pulsos com Cargas Independentes.	39
Figura 3.9 – Composição das Correntes de Entrada.	40
Figura 3.10–Autotransformador de 12 Pulsos com Conexão Delta-diferencial.	41
Figura 3.11–Tensões de Linha do Primário e Secundário do Autotransformador (a, b, c, d).	42
Figura 3.12–Correntes de Entrada e Espectro Harmônico (a, b, c, d).	43
Figura 3.13–Gráfico THD x Δie	46
Figura 3.14–Gráfico Fator de Potência x Δie	46
Figura 3.15–Gráfico THD x Frequência de Chaveamento.	48
Figura 3.16–Ponto de Operação do Conversor SEPIC.	50
Figura 3.17–Núcleo de Ferrite Tipo EE.	52
Figura 3.18–Perdas de Cada Componente do Conversor SEPIC Isolado.	64
Figura 4.1 – Circuito de Potência da Estrutura.	66
Figura 4.2 – Simplificação do Circuito Modelado.	67
Figura 4.3 – Circuito Equivalente com o Interruptor S_1 Fechado.	68
Figura 4.4 – Circuito Equivalente com o Interruptor S_1 Aberto.	69
Figura 5.1 – Diagrama de Blocos do Controle por PWM.	82
Figura 5.2 – Lugar das Raízes e Diagrama de Bode em Malha Aberta da Função $G_{id}(s)$ do Conversor SEPIC.	84
Figura 5.3 – Resposta em Degrau da Planta em Malha Aberta.	84
Figura 5.4 – Lugar das Raízes e Diagrama de Bode em Malha Fechada da Função $G_{id}(s)$ do Conversor SEPIC.	85
Figura 5.5 – Resposta em Degrau da Função de Transferência $G_{id}(s)$	86

Figura 5.6 – Lugar das Raízes e Diagrama de Bode em Malha Fechada da Função $G_{vi}(s)$ do Conversor SEPIC.	87
Figura 5.7 – Resposta em Degrau da Planta em Malha Fechada.	87
Figura 5.8 – Diagrama de Blocos do Controle por Histerese.	88
Figura 5.9 – Lugar das Raízes e Diagrama de Bode em Malha Fechada da Função $G_{vi}(s)$ do Conversor SEPIC.	89
Figura 5.10–Resposta em Degrau da Planta em Malha Fechada.	89
Figura 6.1 – Simulação no <i>PSIM</i> ®.	92
Figura 6.2 – Resposta em Degrau de Descida do Conversor SEPIC com Controle por Histerese.	93
Figura 6.3 – Resposta em Degrau de Subida do Conversor SEPIC com Controle por Histerese.	93
Figura 6.4 – Resposta em Degrau de Descida do Conversor SEPIC com Controle por PWM.	94
Figura 6.5 – Resposta em Degrau de Subida do Conversor SEPIC com Controle por PWM.	94
Figura 6.6 – Protótipo do Retificador de 12 Pulos com Conversores SEPIC Isolados.	96
Figura 6.7 – Circuito de Gatilho DRO100S25A da <i>Supplier</i> ®.	96
Figura 6.8 – Circuito DS320-08A da <i>Supplier</i> ®.	97
Figura 6.9 – Circuito de Conversão de Sinal.	98
Figura 6.10–Microprocessador DSP TMS320F28335 da Texas <i>Instruments</i> ®.	98
Figura 6.11–Placas de Aquisição de Sinal.	99
Figura 6.12–Equilíbrio Entre as Correntes dos Conversores SEPIC com Controle por PWM.	100
Figura 6.13–Controle PWM: (a) Espectro Harmônico da Corrente de Fase na Entrada. (b) Tensões e Correntes de Fase do Protótipo.	100
Figura 6.14–Correntes de Entrada do Retificador de 12 Pulsos com Conversores SEPIC Isolados - Controle por PWM.	101
Figura 6.15–Espectro Harmônico da Corrente de Entrada Comparada com os Limites Impostos pela Norma IEC 61000-3-2.	101
Figura 6.16–Variação de 60% de Carga (PWM): (a) Transitório de Subida. (b) Transitório de Descida.	102
Figura 6.17–Variação de 50% de Carga (PWM): (a) Transitório de Subida. (b) Transitório de Descida.	102
Figura 6.18–Curva de Rendimento por PWM.	103
Figura 6.19–Distorção Harmônica x Potência de Saída com Controle PWM.	103
Figura 6.20–Fator de Potência x Potência de Saída com Controle PWM.	104
Figura 6.21–Equilíbrio Entre as Correntes dos Conversores SEPIC com Controle por Histerese.	104

Figura 6.22—Controle por Histerese: (a) Espectro Harmônico da Corrente de Fase na Entrada. (b) Tensões e Correntes de Fase do Protótipo.	105
Figura 6.23—Correntes de Entrada do Retificador de 12 Pulsos com Conversores SEPIC Isolados - Controle por Histerese.	106
Figura 6.24—Espectro Harmônico da Corrente de Entrada Comparada com os Limites Impostos pela Norma IEC 61000-3-2.	106
Figura 6.25—Variação de 60% de Carga (Histerese): (a) Transitório de Subida. (b) Transitório de Descida.	107
Figura 6.26—Variação de 50% de Carga (Histerese): (a) Transitório de Subida. (b) Transitório de Descida.	107
Figura 6.27—Curva de Rendimento por Histerese.	108
Figura 6.28—Distorção Harmônica x Potência de Saída com Controle Histerese. . . .	108
Figura C.1—Degrau de Carga para Controle Histerese: (a) e (b)- 80%; (c) e (d)- 70%; (e) e (f)- 60%.	124
Figura D.1—Degrau de Carga para Controle por PWM: (a) e (b)- 80%; (c) e (d)- 70%; (e) e (f)- 60%.	125

Lista de tabelas

Tabela 2.1 – Resultados Comparativos dos Conversores	26
Tabela 3.1 – Parâmetros de Projeto	35
Tabela 3.2 – Parâmetros de Projeto do Autotransformador	38
Tabela 3.3 – Componentes do Conversor SEPIC	44
Tabela 3.4 – Limites de Chaveamento	48
Tabela 3.5 – Limites de Continuidade em Conversores Estáticos	49
Tabela 3.6 – Dados do Transformador de Saída L_{out}	55
Tabela 3.7 – Especificações do Transistor Utilizado.	62
Tabela 3.8 – Especificações do Diodo Utilizado.	63
Tabela 3.9 – Especificações do Projeto.	64
Tabela 5.1 – Especificações do Protótipo	83
Tabela 6.1 – Parâmetros do Protótipo.	95

Lista de abreviaturas e siglas

<i>ANEEL</i>	Agência Nacional de Energia Elétrica
<i>UPS</i>	Uninterruptible Power Supply
<i>IEC</i>	International Electrotechnical Commission
<i>IEEE</i>	Institute of Electrical and Electronics Engineers
<i>DSP</i>	Digital Signal Processor
<i>SEPIC</i>	Single-Ended Primary Inductor Converter
<i>MCC</i>	Modo de Condução Contínua
<i>MCD</i>	Modo de Condução Descontínuo
<i>PWM</i>	Pulse-Width Modulation
B_m	Indução máxima no núcleo
$P_{Histerese}$	Perdas por histerese
FP	Fator de Potência
THD	Taxa de distorção harmônica
v_s	Tensão do interruptor
v_i	Tensão de entrada do conversor
i_s	Corrente do interruptor
i_d	Corrente do diodo
I_{Lin}	Corrente do indutor de entrada
I_{Lout}	Corrente do indutor de saída
I_o	Corrente de saída do conversor SEPIC
V_{in}	Tensão de entrada
V_{out}	Tensão de saída
V_{cin}	Tensão do capacitor de entrada

T_{off}	Período em chave fechada
T_{on}	Período em chave aberta
P_{in}	Potência de entrada do conversor
P_o	Potência de saída do conversor
D	Duty cycle
T_s	Período de chaveamento
L_{eq}	Indutância equivalente
L_{in}	Indutância de entrada do conversor
L_{out}	Indutância do primário do indutor de saída
ΔV	Ondulação de tensão na saída do conversor
W	Energia armazenada
D_{max}	Razão Cíclica máxima
D_{min}	Razão Cíclica mínima
G_{max}	Ganho estático máximo
G_{min}	Ganho estático mínimo
G_{med}	Ganho estático médio
V_{min}	Tensão de entrada mínima
V_{max}	Tensão de entrada máxima
Ka	Fator de descontinuidade
$K'crit_{Max}$	Fator de descontinuidade crítico máximo
$K'crit_{Min}$	Fator de descontinuidade crítico mínimo
ΔV_{c1}	Ripple de tensão do capacitor 1
ΔV_{c2}	Ripple de tensão do capacitor 2
M	Ganho estático
T	Período da função
I_{pico}	Corrente de pico

J_{max}	Máxima densidade de corrente
A_p	Área transversal do enrolamento de cobre
K_w	Fator de ocupação do cobre dentro do carretel
A_e	Área da secção transversal do núcleo
A_w	Área da janela do carretel
Δ	Profundidade de penetração
S_{fio}	Diâmetro da seção transversal do fio
ρ_{fio}	Resistividade do fio por cm
K_h	Coefficiente de perdas por histerese
K_f	Coefficiente de perdas por corrente parasita
$V_{núcleo}$	Volume do núcleo
R_{out}	Resistência de saída
MEA	More Electric aircraft
IPR	Interphase Reactor
IPT	Interphase Transformer
PFP	Pré Regulador do Fator de Potência

Sumário

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	Introdução Geral	18
1.2	Objetivos	20
1.2.1	Objetivos específicos	21
1.3	Estrutura	21
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	23
2.1	Introdução	23
2.2	Retificadores de Múltiplos pulsos	23
2.3	Estrutura Proposta	27
2.4	Conclusão	28
3	PROJETO E DIMENSIONAMENTO DO AUTOTRANSFORMA- DOR E CONVERSORES SEPIC	30
3.1	Introdução	30
3.2	Projeto e Dimensionamento do Autotransformador	30
3.2.1	Cálculo das Dimensões do Núcleo Magnético	32
3.2.2	Cálculo das Tensões e Enrolamentos das Bobinas do Primário e Secundário	34
3.3	Resultados Práticos do Autotransformador Conectado com Cargas Independentes	39
3.4	Projeto e Dimensionamento do Conversor SEPIC	44
3.5	Considerações Iniciais Para o Cálculo dos Componentes Magnéticos	45
3.5.1	Cálculo do Indutor L_{in}	47
3.5.2	Cálculo da Indutância Magnetizante L_{out}	48
3.5.3	Cálculo dos Capacitores C_{in} e C_{out}	50
3.6	Projeto Indutor L_{in}	51
3.6.1	Escolha do Núcleo	51
3.6.2	Cálculo do Número de Espiras	53
3.6.3	Cálculo dos Condutores	53
3.6.4	Cálculo do Entreferro	54
3.6.5	Possibilidade de Execução	54
3.7	Projeto Transformador L_{out}	55
3.7.1	Escolha do Núcleo	55
3.7.2	Cálculo do Número de Espiras	56
3.7.3	Diâmetro dos Condutores	56
3.7.4	Cálculo do Entreferro	57

3.7.5	Possibilidade de Execução	58
3.8	Perdas no Indutor	59
3.8.1	Perdas no Cobre	59
3.8.2	Perdas Magnéticas	59
3.9	Perdas no Transformador	60
3.9.1	Perdas no Cobre	60
3.9.2	Perdas Magnéticas	61
3.10	Transistor Utilizado	61
3.10.1	Perdas do Transistor	62
3.11	Diodo Utilizado	62
3.11.1	Perdas no Diodo	63
3.12	Análise das Perdas Totais	63
3.13	Conclusão	64
4	MODELAGEM DINÂMICA DO CONVERSOR SEPIC	65
4.1	Introdução	65
4.2	Modelagem Matemática do Conversor SEPIC	65
4.2.1	Circuito Equivalente para Interruptor Fechado	68
4.2.2	Circuito Equivalente para Interruptor Aberto	69
4.3	Conclusão	80
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	81
5.1	Introdução	81
5.2	Controle por PWM	81
5.2.1	Projeto dos Controladores	83
5.3	Controle por Histerese Constante	87
5.4	Conclusão	90
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	91
6.1	Introdução	91
6.2	Resultados de Simulação	91
6.2.1	Simulação da Estrutura Utilizando Controle por Histerese Constante	93
6.2.2	Simulação da Estrutura Utilizando Controle de Modulação por Largura de Pulso	94
6.3	Resultados Experimentais	95
6.3.1	Especificações do Projeto e Construção do Protótipo	95
6.3.2	Análise dos Resultados Práticos	99
6.3.2.1	Resultados Obtidos Utilizando Controle de Modulação por Largura de Pulso	99
6.3.2.1.1	Resultados Utilizando Controle de Modulação por Largura de Pulso Sobre Variações de Carga	102

6.3.2.1.2	Curvas de Rendimento , Distorção Harmônica e Fator de Potência utilizando Controle de Modulação Por Largura De Pulso	103
6.3.2.2	Resultados Obtidos Utilizando Controle por Histerese Constante	104
6.3.2.2.1	Resultados Utilizando Controle por Histerese Constante Sobre Variações de Carga	106
6.3.2.2.2	Curvas de Rendimento , Fator de Potência e Distorção Harmônica Utilizando Controle por Histerese Constante	108
6.4	Conclusão	109
7	CONSIDERAÇÕES FINAIS	110
7.1	Trabalhos Futuros	111
7.2	Publicações e Trabalhos Desenvolvidos Durante o Mestrado	112
	REFERÊNCIAS	113
A	IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE NO DSP POR HISTERESE	116
B	IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE NO DSP POR PWM	120
C	DEGRAU DE CARGA - HISTERESE	124
D	DEGRAU DE CARGA - PWM	125
	ANEXO A – TABELA DE NÚCLEOS DE FERRITE TIPO EE	126
	ANEXO B – TABELA DE FIOS	127

1 Introdução

1.1 Introdução Geral

De um modo geral, vivemos em uma realidade repleta de dispositivos eletrônicos que contribuem de forma bastante positiva no que diz respeito à eficiência e alto nível de potência. Porém geram no sistema elétrico, uma elevada taxa de distorção harmônica na corrente, o que impacta de maneira danosa no fator de potência. Com isso, diversos estudos são feitos com o intuito de se melhorar a qualidade da energia e aumentar o fator de potência, principalmente na área industrial.

Um circuito muito comum na maioria desses equipamentos industriais é apresentado na figura (1.1), a qual nos mostra um retificador trifásico com um filtro capacitivo utilizado para atenuar as ondulações de tensão contínua. Dessa forma, este é tradicionalmente utilizado na indústria em diversas aplicações como no ajuste de velocidade, em sistemas UPS, em circuitos auxiliares de aeronaves, entre outros. Além disso, trata-se de uma alternativa simples e de baixo custo para a retificação. O alto conteúdo harmônico absorvido nesses retificadores em torno de 150% e o baixo fator de potência de 0,55 são algumas das principais justificativas pelas quais diversos trabalhos são realizados e todos eles estão em busca de melhorar a qualidade da energia, adotando técnicas ativas, passivas e híbridas.

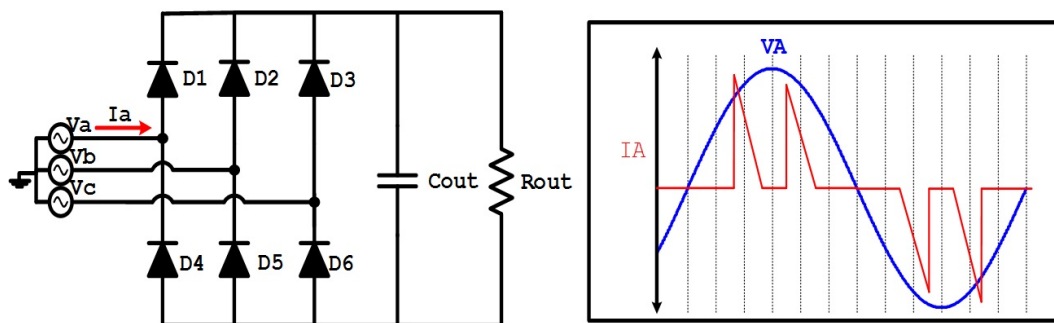


Figura 1.1 – Retificador Trifásico Convencional.

Os retificadores são cargas eletrônicas que podem ser controladas eletronicamente e, devido a essa característica, apresentam uma condição não-linearidade, ou seja, não acompanham a relação de tensão versus corrente intrinsecamente linear como a de resistores, por exemplo, mas proporcionam apenas picos de energia em determinados momentos. Esse controle eletrônico distorce a forma de onda das correntes absorvidas pela carga, gerando uma série de distúrbios na rede elétrica.

É evidente a preocupação de elevados distúrbios harmônicos de corrente e tensão na qualidade da energia, causando os mais variados tipos de impactos negativos nos dispositivos neles inseridos, que podem ser fatalmente sensíveis a esse tipo de problema, entre eles: [1]

- Aparecimento eventual de sobretensões e sobrecorrentes nos sistemas, o que pode fatalmente ocasionar distúrbios como sobre aquecimento, aumento das perdas nos equipamentos, diminuição do rendimento e vida útil;
- Possibilidade de ocorrência de ressonância em capacitores, o que irá aumentar o valor da tensão e correntes no equipamento a níveis inadequados;
- Em aparelhos eletrônicos mais sensíveis e que utilizam os cruzamentos com o zero (ou outros aspectos da onda de tensão) para realizar alguma ação, distorções na forma de onda podem alterar, ou mesmo comprometer o bom funcionamento.

Devido à grande quantidade de distorção harmônica injetada na rede elétrica, normas internacionais foram estabelecidas com o objetivo de limitar principalmente as distorções harmônicas de corrente na rede. Sendo assim, as principais normas são a IEC – 61000-3-2 e a 61000-3-4 [2] (*International Electrotechnical Commission*) e a norma IEEE 519/1992 [3] que limitam a distorção harmônica inserida por equipamentos eletrônicos na rede como visto em [4], constituindo-se uma maneira eficaz de melhorar a qualidade da corrente consumida por equipamentos elétricos e conseqüentemente, aprimorar a qualidade da tensão entregue na rede, além de oferecer uma maior quantidade de potência ativa.

É importante afirmar que ainda não há normas que limitam os componentes harmônicos individuais de corrente na rede a nível nacional.

Dentro deste contexto, existe somente uma norma em relação à qualidade da energia elétrica e um módulo da ANEEL que impõem limites no que tange às distorções totais de tensão e corrente na rede elétrica [4].

Uma opção viável pra reduzir essas distorções e melhorar o fator de potência são os retificadores multipulsos. Esta técnica proporciona uma flexibilidade em relação à quantidade de pulsos nas correntes de entrada (6, 12, 18, 24, 36, etc.) [4].

Além disso, há alternativas para substituir o estágio intermediário dessas estruturas antes utilizado com transformadores especiais, por conversores estáticos com reguladores CC-CC. Essa técnica em especial corrige o fator de potência na entrada dos retificadores, além de oferecer uma flexibilidade em relação ao nível de tensão inserido na entrada causado pelo tipo de controle empregado que em muitas ocasiões pode ter com um alto grau de complexidade.

Os retificadores multipulsos apresentam novos modelos isolados ou não isolados em algumas aplicações, bem como também amplas alternativas no que tange aos diferentes tipos de conexões.

Dentre as vastas opções de conversores estáticos que podem ser utilizados dentro do estágio intermediário CC, que, por sua vez, utiliza os conversores para a regulação da tensão e atenuação das diferenças instantâneas das tensões de saída de cada grupo retificador, o conversor SEPIC empregado na presente pesquisa é uma opção especificamente relevante, pois tem amplos aspectos positivos, sendo, dentre eles, a entrada semelhante ao conversor *Boost*, a qual atua como uma fonte de corrente na entrada do conversor, permitindo a imposição de corrente na saída dos retificadores. Esse aspecto ajuda na redução da distorção harmônica e na melhoria do fator de potência das correntes de entrada.

Devido ao fato de o conversor possuir um indutor na entrada, este previne picos elevados de tensão e correntes oriundos de estágios anteriores, protegendo os semicondutores de estresses dielétricos. Além disso, há o estágio de saída parecido com um conversor do tipo *Flyback*, o qual age como um corretor do fator de potência isoladamente e substitui o indutor de saída do SEPIC por um transformador (indutores acoplados) do tipo *Flyback*. Dessa forma, o conversor SEPIC é vantajoso por permitir tensão maior ou menor que a entrada.

Ainda, o conversor SEPIC, apesar da maior complexidade no controle e no dimensionamento, é também interessante no ponto de vista econômico, uma vez que possui somente um interruptor [5].

1.2 Objetivos

O conversor CA-CC trifásico utilizado no trabalho trata-se de um retificador de 12 pulsos, obtido por meio da construção de um autotransformador delta diferencial com conexão generalizada, gerando dois sistemas trifásicos isolados e defasados de 30° entre si. Cada uma das saídas trifásicas é conectada a um grupo retificador com dois módulos de conversores SEPIC com isolamento galvânica, oferecendo 1000W de potência total da carga e agindo como um elevador da tensão. Dessa forma, serão adotados dois métodos de controle: controle por histerese constante e controle por PWM.

O conjunto desses dispositivos oferecem ao sistema uma baixa distorção harmônica na corrente e um elevado fator de potência, além da flexibilidade no que tange à regulação da tensão média da saída e proteção contra curtos na carga. Cada módulo retificador e elevador trabalha com independência, oferecendo 50% da potência total na carga.

1.2.1 Objetivos específicos

Os objetivos específicos deste trabalho podem ser organizados, de forma sucinta, da seguinte maneira:

1. Realizar pesquisa teórica de trabalhos relacionados aos conversores de múltiplos pulsos;
2. Buscar técnicas de modulação por histerese constante e por PWM com a adição da malha de corrente;
3. Realizar simulações por meio do *software* Psim do circuito projetado;
4. Projetar o conversor, com potência nominal de 500 W em cada grupo retificador;
5. Por meio dos valores obtidos, modelar o conversor SEPIC por espaço de estados médios;
6. Projetar os compensadores utilizados nos controles por histerese e PWM;
7. Projetar e dimensionar os componentes magnéticos para a montagem do conversor;
8. Obter os resultados práticos das duas técnicas apresentadas.

1.3 Estrutura

A fim de alcançar os objetivos propostos, este trabalho é construído com a seguinte estrutura:

Capítulo 1 - Introdução

Este capítulo apresenta inicialmente, as motivações e os objetivos deste trabalho.

Capítulo 2 - Revisão Bibliográfica

Este capítulo apresenta alguns dos principais trabalhos envolvendo retificadores multipulsos tradicionalmente utilizadas para mitigação de harmônicos, fornecendo, dessa forma, as características mais relevantes para comparação da estrutura proposta com aquelas encontradas na literatura.

Capítulo 3 - Projeto e Dimensionamento do Autotransformador e Conversores SEPIC

Este capítulo apresenta a elaboração e dimensionamento físico do autotransformador e conversores SEPIC utilizados, assim como a análise de perdas do conversor.

Capítulo 4 - Modelagem Dinâmica do Conversor SEPIC

Este capítulo é destinado ao desenvolvimento da modelagem matemática do conversor SEPIC. Modelagem esta, baseada no método por espaço de estados com o objetivo de se determinar a função de transferência que traduza as variações dinâmicas do conversor no domínio da frequência, e assim, obter os parâmetros dos compensadores utilizados.

Capítulo 5 - Resultados de Simulação e Experimentais

Este capítulo apresenta as estratégias de controle utilizadas, assim como a análise de estabilidade.

Capítulo 6 - Resultados Experimentais

Este capítulo apresenta os resultados computacionais e práticos das técnicas de controle adotadas.

Capítulo 7 - Considerações Finais

Por fim, este capítulo descreve as conclusões gerais obtidas com este trabalho.

Apêndices

Os apêndices apresentados trazem o código do DSP do controle por modulação de histerese constante e PWM.

Anexos

Os anexos consta a tabela de núcleo de ferrite e a de fios.

2 Revisão Bibliográfica

2.1 Introdução

Neste capítulo faremos uma descrição resumida de alguns dos principais trabalhos relacionados às topologias de conversores multipulsos utilizados para correção passiva do fator de potência e para a mitigação de componentes harmônicos de ordens menores nas correntes de alimentação. Dessa forma, essa pesquisa torna-se relevante pelo fato de que, descrevendo as principais características das topologias encontradas, estas por fim servem como parâmetro de comparação para a estrutura estudada neste trabalho.

2.2 Retificadores de Múltiplos pulsos

De um modo geral, diversos trabalhos foram desenvolvidos no intuito de melhorar a qualidade das formas de onda dessas correntes por meio do uso de retificadores de múltiplos pulsos trabalhando em conjunto com circuitos auxiliares passivos, tais como o *interphase reactor* (IPR), o *interphase transformer* (IPT)[6] [7] e ativos (fontes chaveadas) [7] [8] [9].

Dessa forma, a utilização de autotransformadores diferenciais é bem vinda nesses casos. Tendo em vista os benefícios presentes nessas topologias de autotransformadores, em que, dependendo dos parâmetros como relação de transformação, de nível de potência e do tipo de conexão, podemos chegar a valores bem reduzidos em relação ao fluxo de potência que ocorre por meios magnéticos, que, por sua vez, constitui-se em uma característica benéfica considerando a diminuição da estrutura, que pode ser utilizada em um maior número de aplicações.

Na tabela (2.1), apresentamos algumas das topologias de retificadores de 18 e 12 pulsos com autotransformadores diferenciais operando em conjunto com transformadores especiais (transformadores e reatores de interfase), os quais proporcionam alto fator de potência e baixa distorção harmônica total de corrente. Esses equipamentos são, geralmente, empregados no intuito de se absorver as diferenças instantâneas entre as tensões de cada grupo retificador e, assim, manter o cancelamento natural entre as harmônicas de menor grau. Porém não há a regulação da tensão de saída.

O funcionamento destes equipamentos é dependente das variações das tensões de entrada, o que pode ser algo interessante em algumas aplicações que não exigem um barramento regulável. Como exemplo disso, podemos citar o acionamento de máquinas elétricas, em que a regulação ocorre por meio da ação do inversor. Outra

característica desses transformadores especiais, ocorre em virtude do tamanho, do custo e da complexidade de projetá-los em determinadas situações, considerando que a utilização desses equipamentos, em diversas áreas, é comprometida.

A substituição dos IPTs e IPRs pelos conversores estáticos constitui-se como uma boa alternativa devido à facilidade de projeto; da diminuição do peso, do volume e do custo da estrutura e da regulação da tensão fornecida à saída. Entretanto, em alguns trabalhos, a utilização de apenas uma malha de tensão com modulação por PWM adicionado ao tipo de conexão em relação à saída torna o sistema mais sensível no que se refere ao processamento de potência entre cada grupo retificador quando operado em baixa potência. Nestes controles pode-se alcançar mais facilmente a descontinuidade devido ao *ripple* das correntes de entrada do conversor estático, o que compromete a qualidade das correntes consumidas da rede elétrica (uma vez que o *ripple* das correntes diminui à medida que há um aumento da potência).

Em [6], a autora realizou estudos mais aprofundados em relação aos critérios de projeto dos autotransformadores da família diferencial, mais especificamente sobre as conexões em estrela e em delta, divididos em diversas topologias. Vale ressaltar como contribuição significativa desse trabalho, a obtenção de equações que descrevem cada tipo de configuração a partir desses estudos. Como forma de validar a pesquisa, foram projetados autotransformadores delta e estrela diferenciais de 18 pulsos.

Em [8], foi utilizado um autotransformador com conexão delta diferencial de 18 pulsos com conversores *BOOST* em paralelo em uma malha de controle de corrente por histerese constante e sem regulação do barramento de saída.

Em [10] foi utilizado um autotransformador em delta – diferencial de 18 pulsos, trabalhando com conversores SEPIC isolados e não isolados, com apenas uma malha de tensão com modulação por PWM na saída, fazendo a conexão na saída em série e em paralelo.

Em [7] foram conduzidos estudos mais aprofundados utilizando autotransformadores estrela diferencial de 12 e 18 pulsos. Dessa forma, o autor realizou testes com o autotransformador de 18 pulsos, o qual se constitui no estágio intermediário com conversores *Boost* com regulação das correntes de entrada e tensão de saída por modulação por PWM. Em seguida, o mesmo autor realizou outro estudo com conversores Full-Bridge em cada grupo retificador com regulação de tensão e conectados em série na saída.

Outros trabalhos podem ser estudados em [11] [12], utilizando retificadores de 12 pulsos com autotransformadores, os quais utilizaram retificadores de 12 pulsos com autotransformadores. Aqui é importante mencionar que nestes estudos são adotados controles que operam com uma malha de corrente na entrada ou em modulação por

histerese constante. Dessa forma, nestes conversores a técnica ativa de imposição de correntes triangulares é empregada como forma de diminuir as componentes harmônicas não mitigadas em aplicações convencionais, podendo ter melhores resultados que retificadores de até 30 pulsos. Nestes trabalhos são utilizadas topologias não isoladas [11] e isoladas [12] com grande quantidade de dispositivos semicondutores.

Trabalhos mais recentes utilizando transformadores especiais como reatores de interfase como forma de se absorver as diferenças instantes entre as tensões de cada módulo retificador e bloqueadores de sequência zero são vistos em [13] [14], os quais mostram estudos que operam com e sem circuitos auxiliares e conseguem reduzir substancialmente a distorção harmônica das correntes de entrada da estrutura.

A tabela (2.1) traz os resultados comparativos dos conversores de 12 e 18 pulsos, sendo que em [6] apresenta o único estudo dentro desse levantamento que opera utilizando circuitos adicionais como transformadores especiais. Esses equipamentos não apresentam regulação de tensão e produzem correntes com uma grande ondulação, podendo causar um desequilíbrio entre as correntes de cada módulo retificador se não forem bem dimensionados. Esses transformadores são, cada vez mais, substituídos por conversores estáticos de alta frequência. Os quais atenuam a ondulação das correntes de entrada, conseguem equilibrar o processamento de potência de forma mais simples e podem oferecer regulação da tensão média de saída.

Tabela 2.1 – Resultados Comparativos dos Conversores

Trabalhos Desenvolvidos	Conexão	Processamento de potência em relação ao núcleo - kVA (%)	Regulação de Tensão	Controle de Corrente	Isolamento em Alta Frequência	Número de Semicondutores (S/D)	Potência de Saída (kW)	Rendimento a Plena Carga	DHTI %	FP
Autotransformador de 18 pulsos – IPT's [6]	Delta Diferencial	18	Não	Não	Não	0 (0/0)	2,5	0,97	13	0,985
Autotransformador de 18 pulsos – BOOST [7]	Estréla Diferencial	22	Sim	Sim	Não	9 (3/6)	12	0,94	8,8	0,99
Autotransformador 18 pulsos – Full Bridge [7]	Estréla Diferencial	22	Sim	Não	Sim	24 (12/12)	12	0,94	10,7	0,994
Autotransformador de 18 pulsos – Full Bridge [7]	Estréla Diferencial	22	Sim	Não	Sim	24 (12/12)	12	0,9	8,6	0,99
Autotransformador de 18 pulsos – BOOST [8]	Delta Diferencial	28	Não	Sim	Não	9 (3/6)	6	0,93	7,8	0,992
Autotransformador de 18 pulsos – Sepic [10]	Delta Diferencial	18	Sim	Não	Não	9 (3/6)	2,4	0,92	8,4	0,994
Autotransformador 18 pulsos – Sepic Isolado [10]	Delta Diferencial	18	Sim	Não	Sim	6 (3/3)	2,4	0,9	7,2	0,994
Autotransformador 12 pulsos – BOOST [11]	Delta Diferencial	24	Sim	Sim	Não	6 (2/4)	-*	-*	2,7	-*
Estrutura Proposta Autotransformador de 12 Pulsos – SEPIC Isolado	Delta Diferencial	18,34	Sim	Sim	Sim	4(2/2)	1	0,92	12,5	0,985
Autotransformador de 12 pulsos – Full Bridge [12]	Delta Diferencial	24	Sim	Sim	Sim	12 (8/4)	1,5	-*	2,7	-*

*- Não mencionado pelo(s) autor(es).

2.3 Estrutura Proposta

Diante do exposto, projetamos um retificador de 12 pulsos com um autotransformador de conexão generalizada com topologia em delta com dois conversores SEPIC isolados e conectados em paralelo na saída. A fim de garantir o correto equilíbrio em relação ao processamento de potência, tal como mostra a figura (2.1), utilizamos dois controles, por PWM e Histerese, com o intuito de regular as correntes de cada grupo retificador além de prover adequada regulação de tensão na saída.

Mais especificamente, destacam-se as principais vantagens da proposta:

- A conexão, a relação de transformação e o nível de potência utilizados possibilitam um baixo processamento de potência em relação ao núcleo do autotransformador, sendo este aplicável devido a isolação em alta frequência. Em função dessas características, obtemos uma estrutura compacta, com custo e peso reduzidos;
- Há um número reduzido de semicondutores, uma vez que são utilizados apenas dois conversores SEPIC, sendo que a isolação galvânica elimina a necessidade de semicondutores que auxiliam na conexão do estágio de saída, tal como é verificado em [7], [10], [15];
- Há regulação de tensão na saída, o que pode ser utilizado em diversas aplicações, desde telecomunicações, carregadores de bateria e acionamentos de motores de indução devido à flexibilidade de operação do conversor SEPIC isolado;
- Há um alto fator de potência e baixa distorção harmônica total das correntes de entrada.

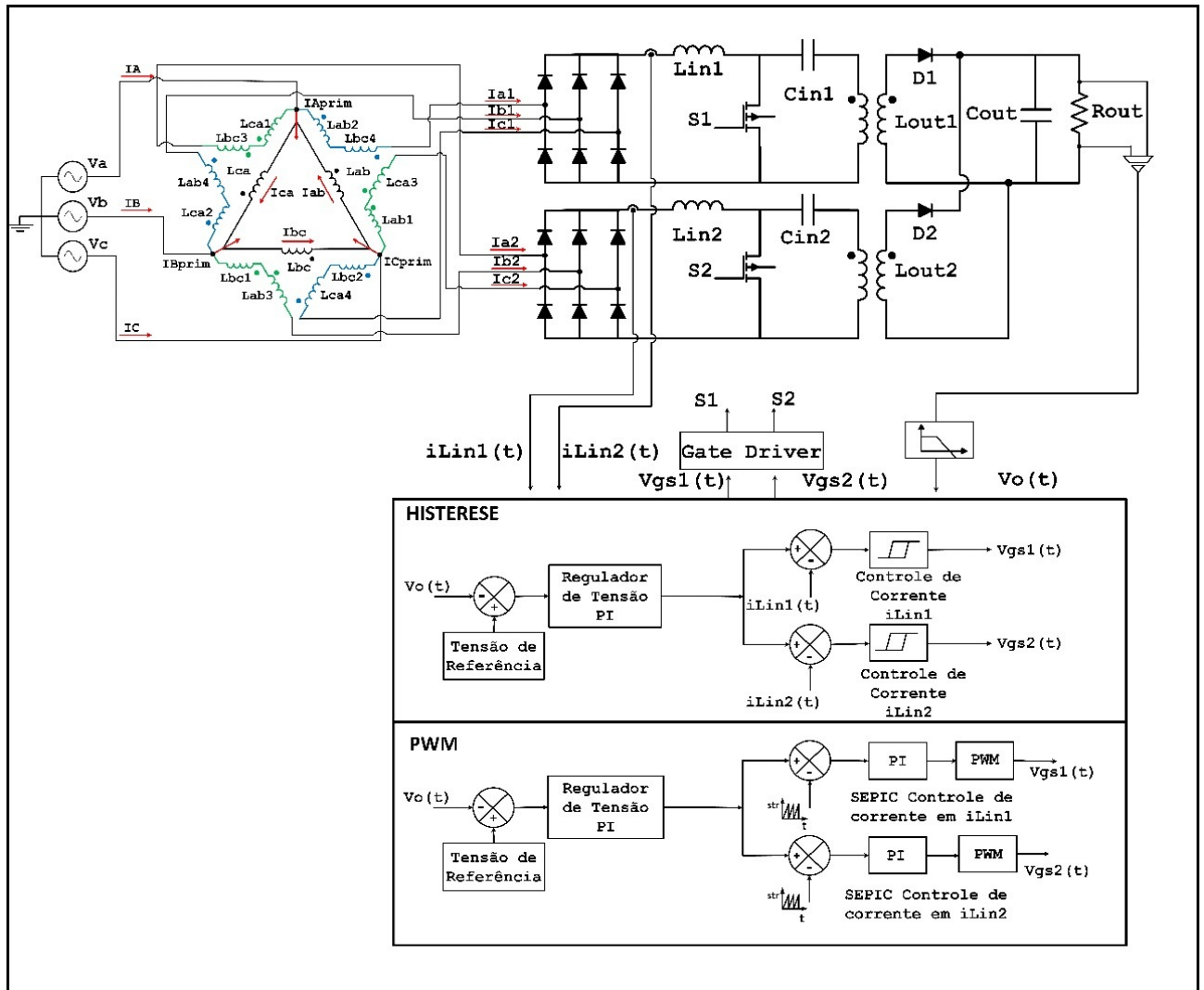


Figura 2.1 – Retificador de 12 Pulsos com Autotransformador com Conexão Generalizada e Conversores SEPIC em Paralelo.

2.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas diversas topologias utilizadas para correção passiva do fator de potência e mitigação de conteúdo harmônico.

Foram analisadas topologias de 18 pulsos com diversas características, tais como a adição de transformadores de interfase com o estágio intermediário de balanceamento das correntes de cada grupo retificador e a regulação da tensão de saída da estrutura. Além disso, vimos estruturas que teoricamente proporcionariam uma corrente de 12 pulsos. Entretanto, pelo método de controle adotado, conseguem diminuir a distorção harmônica total das correntes em valores menores que podem ser encontrados em retificadores de 30 pulsos [16], [17].

Portanto, o objetivo deste capítulo foi apresentar uma revisão geral dos principais

trabalhos sobre o tema, apresentando o estado da arte, possibilitando uma comparação dos métodos tradicionais com o método apresentado neste trabalho. A partir dessa comparação, o trabalho direcionou-se para a correção do fator de potência e redução de conteúdos harmônicos da corrente de entrada, levando em consideração características, tais como o tipo de conexão; a taxa de processamento de potência em relação ao núcleo; o tipo de controle adotado; se o sistema apresenta isolação em alta frequência; a quantidade de dispositivos semicondutores utilizados; e o rendimento global da estrutura.

Destacando as características da presente pesquisa, acreditamos que sua estrutura, apesar das limitações em relação à distorção harmônica injetada na rede elétrica por ser um retificador de 12 pulsos, é uma opção viável considerando o volume, a robustez, o isolamento, a regulação das correntes de entrada, a tensão da saída e a quantidade reduzida de componentes eletrônicos.

3 Projeto e Dimensionamento do Autotransformador e Conversores SEPIC

3.1 Introdução

Neste capítulo, serão apresentados os critérios de projeto e dimensionamento do autotransformador utilizado e conversores SEPIC.

3.2 Projeto e Dimensionamento do Autotransformador

A utilização de autotransformadores quando a aplicação não exige isolamento, é vantajosa no sentido de diminuir o peso e volume a estrutura mantendo a robustez. Em aplicações que exigem o isolamento na carga, o autotransformador torna-se atrativo tendo em vista que a isolação pode ser feita em alta frequência, no estágio intermediário por conversores estáticos.

A família de autotransformadores diferenciais com conexão generalizada é atrativa dentro dessa premissa, porque além de manter o defasamento característico dos retificadores de múltiplos pulsos, oferecem uma flexibilidade no que diz respeito as tensões do primário e secundário do autotransformador, impactando na taxa de processamento de potência em relação ao núcleo.

O trabalho [6] apresenta um estudo completo das principais conexões dessa linha de autotransformadores (figs. 3.1 e 3.2), e apresenta alguns gráficos que enfatizam essa relação para o contexto do trabalho que envolve retificadores de 12 pulsos, onde as curvas indicadas mostram os diferentes tipos de configurações para cada topologia.

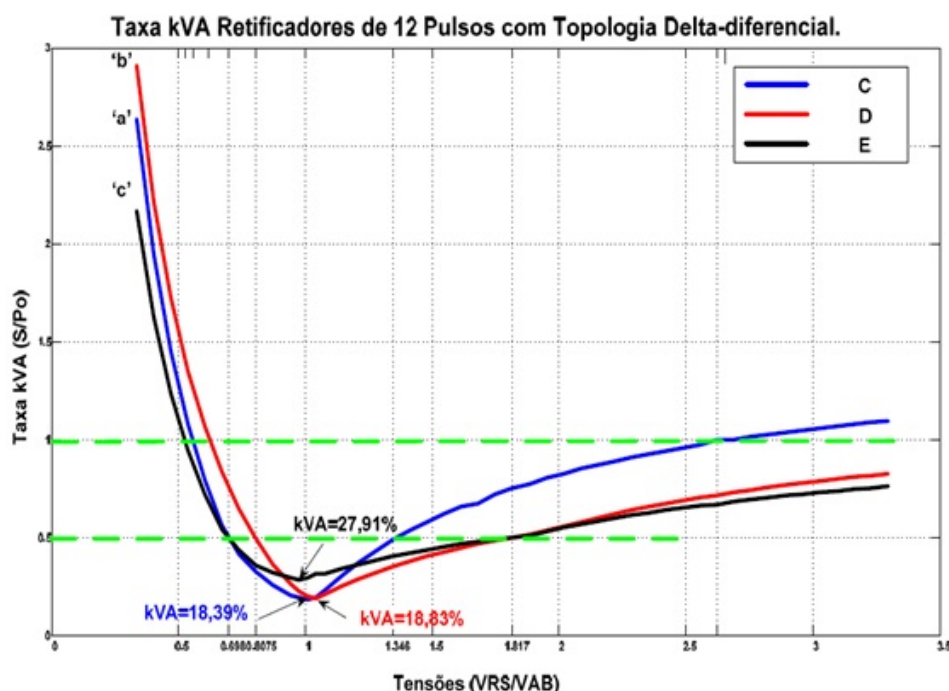


Figura 3.1 – Gráfico da Taxa de KVA x Relação de Transformação para as Conexões Delta-diferencial do Autotransformador de 12 Pulsos.

Fonte: Oliveira, 2011.

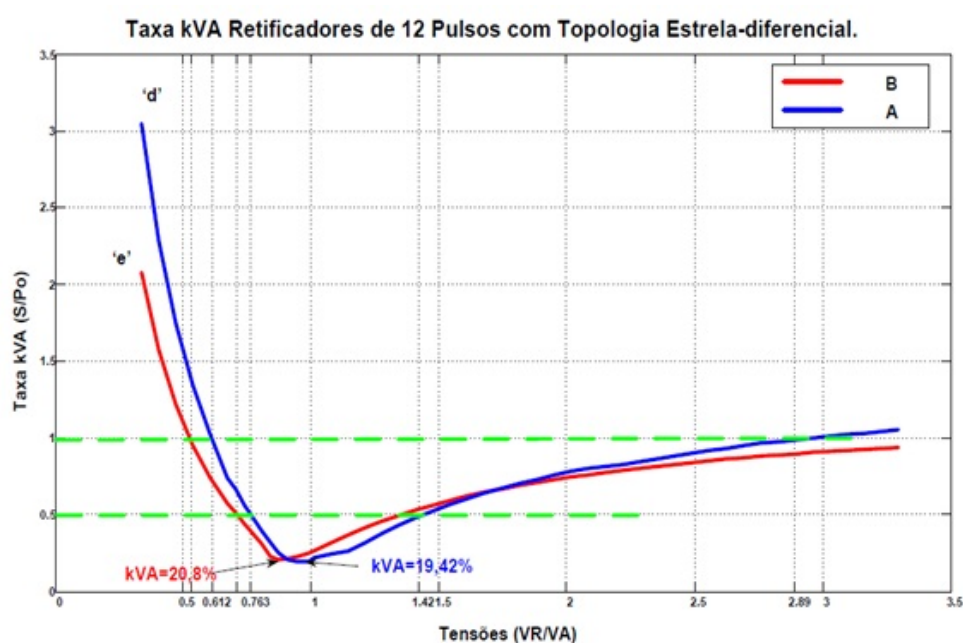


Figura 3.2 – Gráfico da Taxa de KVA x Relação de Transformação para as Conexões Estrela-diferencial do Autotransformador de 12 Pulsos.

Fonte: Oliveira, 2011.

Foi observado que para se obter um transformador com o menor peso e volume

em virtude da taxa de KVA, foi considerada como a melhor escolha, trabalhar com o autotransformador Delta-diferencial com a conexão C onde se tem uma relação de transformação unitária, que é caracterizada pela figura (3.3) e processa cerca de 18,39% da potência em relação ao núcleo.

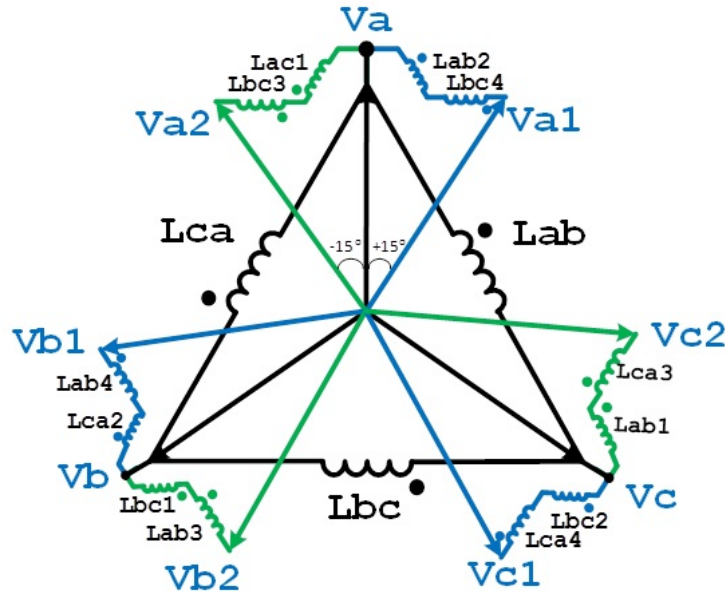


Figura 3.3 – Conexão Delta-diferencial na Configuração C.

Uma vez estabelecida a melhor topologia de transformador para o projeto em questão, é necessário escolher o tipo de material que irá ser utilizado para o núcleo, deve-se levar em consideração que, o mesmo deve-se ter uma baixa relutância nos caminhos magnéticos dentro do núcleo, como uma maneira de se diminuir as perdas por histerese. A ideia de se diminuir a espessura da laminação é atrativa por diminuir as perdas por correntes parasitas dentro do núcleo [8].

Baseado nisso e em trabalhos anteriores [6], [8], [18], [19] a lâmina de aço silício do tipo grão orientado, se encaixa nas especificações de projeto, fornecendo também uma alta permeabilidade magnética relativa.

3.2.1 Cálculo das Dimensões do Núcleo Magnético

Os critérios de projeto do núcleo do autotransformador foram calculados através de [20].

A equação (3.1) é necessária para encontrar o produto das áreas entre a seção transversal do núcleo e a área da janela, esse termo é necessário para estimar as dimensões

que o núcleo terá:

$$A_p = \left(\frac{S_{total} * 10^4}{4,44 * B_m * f * K_u * K_t} \right)^{1,14} = 230 \text{ cm}^4 \quad (3.1)$$

Onde:

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

S_{total} - Potencia processada pelo núcleo;

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

f - frequência com o transformador será submetido;

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

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

Logo depois de determinado o produto das áreas, escolhemos o melhor valor para as dimensões da janela do núcleo através das dimensões usualmente utilizadas para núcleos trifásicos com lâminas do tipo E-I, como observado na figura (3.4).

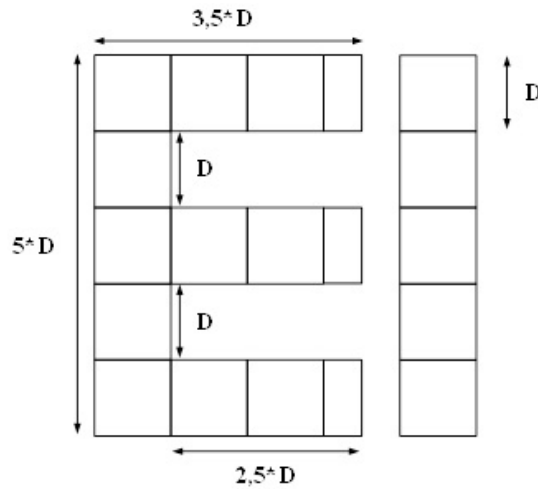


Figura 3.4 – Dimensões Usualmente Utilizadas em Autotransformadores Trifásicos.

Foi estipulado o valor de $D = 3 \text{ cm}$, logo o valor da área da janela (A_j) é igual a 22,5 cm, esse valor é utilizado para o cálculo da área de secção transversal no núcleo trifásico(A_c):

$$A_c = \frac{2}{3} * \left(\frac{A_p}{A_j} \right) = \frac{2}{3} * \left(\frac{230}{22,5} \right) = 6,815 \text{ cm}^2 \quad (3.2)$$

Logo depois, calcula-se o valor do empilhamento do núcleo:

$$b = \frac{A_c}{D} = \frac{6,815}{3} = 2,272 \text{ cm} \quad (3.3)$$

Devido a limitações das dimensões disponibilizadas para o carretel, utiliza-se 3 cm de empilhamento, em consequência disso, deve-se recalcular alguns parâmetros sensíveis a essa mudança.

$$A_{c_{novo}} = 3 * 3 = 9 \text{ cm} \quad (3.4)$$

$$A_{p_{novo}} = \frac{3}{2} * A_j * A_{c_{novo}} \quad (3.5)$$

$$A_{p_{novo}} = \frac{3}{2} * 22,5 * 9 = 303,75 \text{ cm}^4 \quad (3.6)$$

$$B_{m_{novo}} = \frac{S_{total} * 10^4}{(A_{p_{novo}})^{\frac{1}{1,14}} * 4,44 * K_u * K_t} = 0,94 \quad (3.7)$$

Logo depois de estabelecer as dimensões do núcleo com o novo valor de empilhamento, é necessário realizar os cálculos dos valores das bobinas de cada perna do autotransformador.

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

Seguindo a metodologia de cálculos baseada na generalização das conexões de autotransformadores para a aplicação em retificadores de múltiplos pulsos apresentados em [7][21] [22].

Essa metodologia desenvolvida, oferece expressões genéricas para o cálculo das tensões entre as bobinas do primário e as auxiliares, para diferentes tipos de conexões de autotransformadores de 12 e 18 pulsos.

Baseado nisso, para o projeto do autotransformador de 12 pulsos em questão, adicionado as especificações de projeto anteriores, a estrutura a ser implementada é mostrada na fig. (3.5).

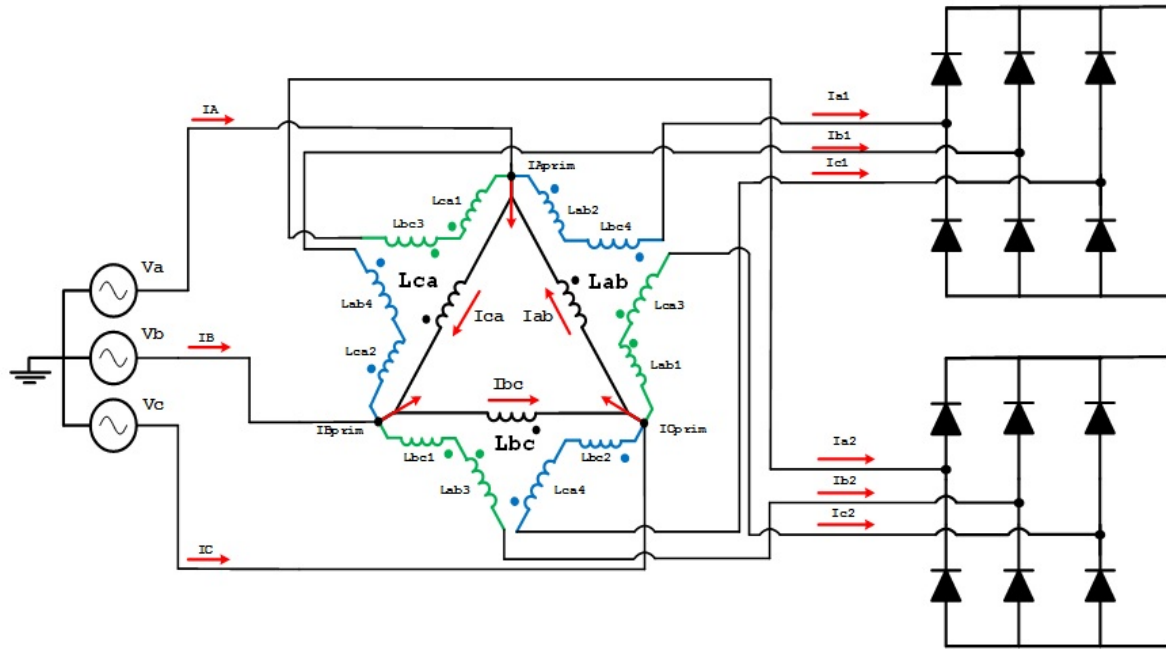


Figura 3.5 – Autotransformador de 12 Pulsos.

A tabela 3.1 apresenta os parâmetros do projeto.

Tabela 3.1 – Parâmetros de Projeto

Especificações de Projeto
Tensões de Linha e Fase do Primário: 220V, 127V
Tensões de Linha e Fase do Secundário: 220V, 127V
Número de pulsos: 12 pulsos ($\theta = 30^\circ$)
Conexão adotada: Delta-diferencial ($\varphi = 0^\circ$)

Fonte: Dados do autor.

De acordo com [6], a configuração escolhida, apresenta 4 opções diferentes de conexões, se diferenciando apenas, pelo sentido das polaridades das bobinas auxiliares.

O modelo do autotransformador projetado, foi escolhido por conseguir oferecer a tensão de secundário especificada no projeto. A metodologia de generalização das equações dos autotransformadores abaixadores ou elevadores, de tensão com conexão delta e estrela para 12 e 18 pulsos, utilizado para o cálculo das tensões é descrito em [6][7][22]. Essa metodologia se dá através de uma análise trigonométrica dos diagramas fasoriais para cada tipo de conexão, oferecendo de maneira prática, as expressões para o cálculo das tensões.

Baseado na figura do diagrama fasorial (Fig. 3.6) do modelo projetado, as equações trigonométricas são encontradas, onde o ângulo alfa é α da figura pode ser calculado em (3.8), os valores das tensões V_a e V_{a2} são as tensões de fase do primário e secundário e são especificadas no início do projeto. O ângulo Ψ considerado em radianos, indica se o autotransformador tem a conexão em delta ($\Psi = 0^\circ$) ou em estrela ($\Psi = 30^\circ$). O ângulo θ indica se o autotransformador é de 12 pulsos ($\theta = 30^\circ$) ou de 18 pulsos ($\theta = 20^\circ$). Definindo esses parâmetros, as expressões das tensões são facilmente encontradas por lei dos senos e são mostradas em (3.9):

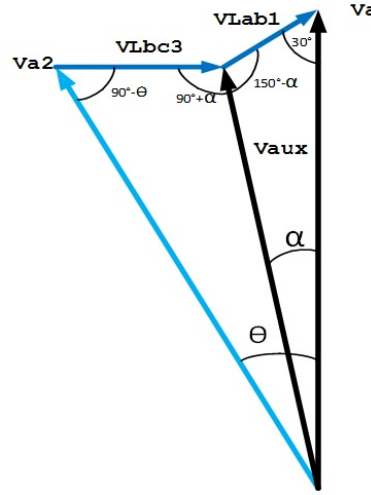


Figura 3.6 – Diagrama Fasorial do Autotransformador Delta-diferencial do Projeto.

$$\alpha = -\Psi - \arctg \left[\frac{\sqrt{3}}{3} * \frac{(V_{a2} * \cos(\Psi + \theta) - V_a - \cos(\Psi) - \sqrt{3} * V_a * \sin(\Psi))}{V_{a2} * \cos(\Psi + \theta)} \right] = 0,0203 \quad (3.8)$$

$$V_{a2} = V_a * \frac{\sin(30^\circ + \Psi)}{\sin(150^\circ - \Psi - \alpha)} * \frac{\sin(90^\circ - \Psi - \alpha)}{\sin(90^\circ + \Psi + \theta)} = 127,097 \text{ V} \quad (3.9)$$

$$V_{ab1} = V_a * \frac{\sin(30^\circ + \Psi)}{\sin(150^\circ - \Psi - \alpha)} * \frac{\sin(\alpha)}{\sin(30^\circ + \Psi)} = 4,997 \text{ V} \quad (3.10)$$

$$V_{bc3} = V_a * \frac{\sin(30^\circ + \Psi)}{\sin(150^\circ - \Psi - \alpha)} * \frac{\sin(\alpha - \theta)}{\sin(90^\circ + \Psi + \theta)} = -30,395 \text{ V} \quad (3.11)$$

Onde V_{Lab1} é a tensão que representa o conjunto de bobinas L_{ab1} , L_{bc1} , L_{ca1} , L_{ab2} , L_{bc2} e L_{ca2} . V_{Lbc3} é a tensão que representa o conjunto de bobinas L_{ab3} , L_{bc3} , L_{ca3} , L_{ab4} ,

L_{bc4} , L_{ca4} . Na figura (3.7) é mostrado a configuração do núcleo do transformador com os enrolamentos.

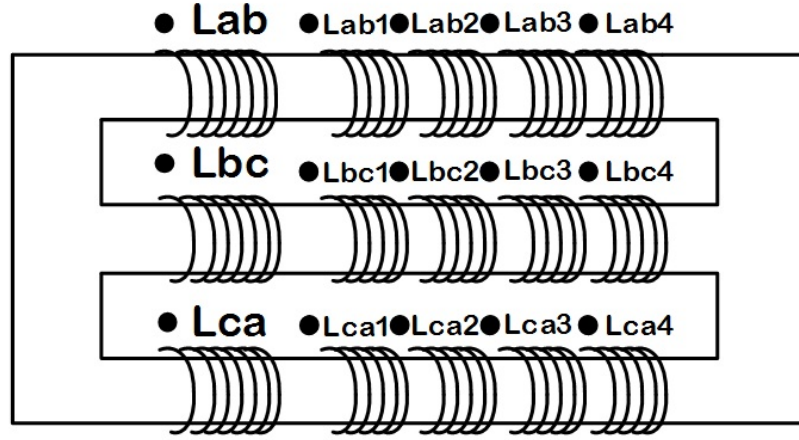


Figura 3.7 – Configuração do Núcleo do Transformador com os Enrolamentos.

Fonte: Dados do Próprio Autor.

Uma vez determinado as tensões em cada enrolamento do autotransformador, pela equação fornecida em [6] [20], encontramos o número de espiras, onde V_{ab} é a tensão das bobinas principais do delta, e V_{ab1} , V_{bc3} são as tensões das bobinas auxiliares que representam o número de espiras dos conjuntos já definidos:

$$N_{\text{primário}} = 220 * \left(\frac{10^4}{4,44 * B_{\text{novo}} * 60 * A_{c_{\text{novo}}}} \right) = 975,934 \quad (3.12)$$

$$N_{ab1} = 5 * \left(\frac{10^4}{4,44 * B_{\text{novo}} * 60 * A_{c_{\text{novo}}}} \right) = 22,18 \quad (3.13)$$

$$N_{bc3} = 30,37 * \left(\frac{10^4}{4,44 * B_{\text{novo}} * 60 * A_{c_{\text{novo}}}} \right) = 134,723 \quad (3.14)$$

Depois de calcular o número de espiras de cada enrolamento, o próximo passo é calcular a área de seção transversal do fio a ser utilizado através da equação (3.15), onde J é a densidade de corrente cujo valor usualmente é adotado por $3A/mm^2$. Por meio de simulações utilizando o software *Psim*[®], as correntes nos enrolamentos foram obtidas:

$$A_{\text{cobre}} = \frac{I_{\text{enrolamento}}}{J} \quad [mm^2] \quad (3.15)$$

Através das correntes, a potência processada pelo núcleo é calculada através da equação (3.16):

$$S_{n\acute{u}cleo} = \frac{3 * V_{ab} * I_{ab} + 6 * V_{ab1} * I_{a1} + 6 * V_{ab3} * I_{a1}}{2} = 458,818 \text{ W} \quad (3.16)$$

$$Taxa_{n\acute{u}cleo} = \frac{458,818}{2500} = 18,35 \% \quad (3.17)$$

A tabela (3.2) reúne todos os valores calculados para o projeto do autotransformador, os parâmetros das pontes retificadoras também são descritas:

Tabela 3.2 – Parâmetros de Projeto do Autotransformador

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

Fonte: Dados do autor.

3.3 Resultados Práticos do Autotransformador Conectado com Cargas Independentes

A seguir são apresentados (fig. 3.8 (a) e (b)) alguns resultados práticos do autotransformador projetado, eles servem como parâmetro para os resultados futuros quando a estrutura terá em seu estágio intermediário, a adição de conversores estáticos como forma de se substituir a ação dos transformadores especiais ($IPT's$, $IRT's$).

Para o ensaio, foi feito um circuito com cargas independentes, não havendo a necessidade da utilização de reatores de interfase, que são usualmente utilizados para conexões em paralelo como forma de se corrigir os desbalanços de tensões entre cada grupo retificador [6].

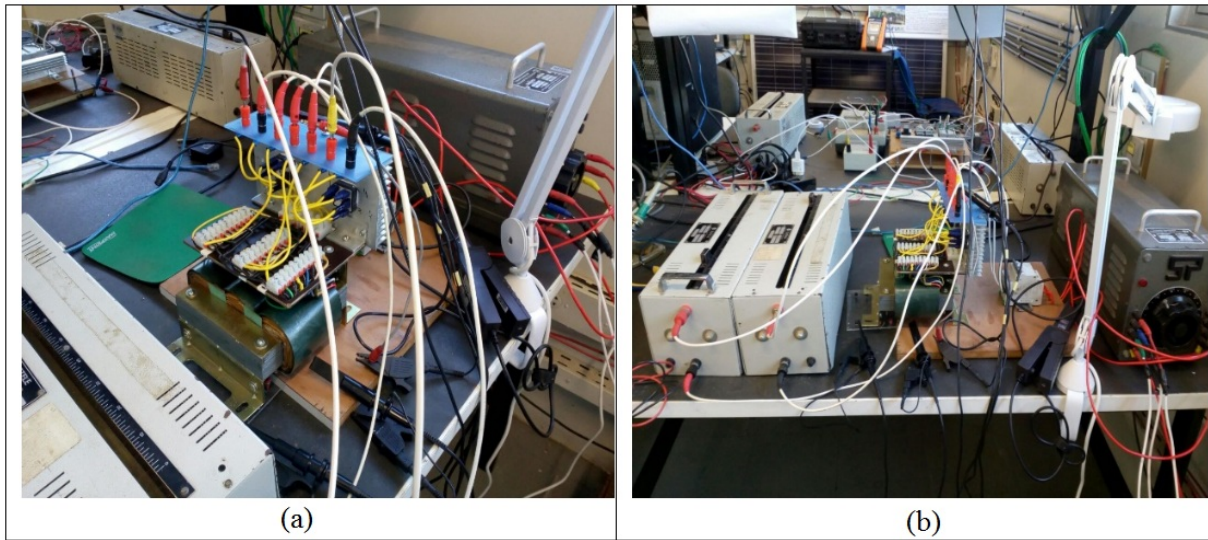


Figura 3.8 – Conexão do Autotransformador de 12 Pulsos com Cargas Independentes.

Fonte: Dados do Próprio Autor.

A princípio, são definidas as equações que compõem as correntes de entrada estrutura, onde I_{ab} , I_{bc} e I_{ca} são as correntes das bobinas principais. Sendo que K_b é a relação de transformação entre as bobinas do primário e o conjunto de bobinas N_{ab1} , N_{ab2} , N_{bc1} , N_{bc2} , N_{ca1} e N_{ca2} . K_c é a relação de transformação entre as bobinas do primário e o conjunto de bobinas N_{ab3} , N_{ab4} , N_{bc3} , N_{bc4} , N_{ca3} e N_{ca4} .

Na configuração adotada as correntes de entrada devem assumir a seguinte

composição:

$$\begin{aligned}
 I_{AB} &= \frac{I_{c2} - I_{a1}}{K_b} + \frac{I_{b1} - I_{b2}}{K_c} \\
 I_{BC} &= \frac{I_{b2} - I_{c1}}{K_b} + \frac{I_{a1} - I_{a2}}{K_c} \\
 I_{CA} &= \frac{I_{a2} - I_{b1}}{K_b} + \frac{I_{c1} - I_{c2}}{K_c}
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

Composição das correntes de entrada do autotransformador de 12 pulsos, I_{a1} e I_{a2} são as correntes captadas no secundário e I_{Lab} - I_{Lca} são as correntes que fluem dentro do delta do transformador como observado na fig. (3.9):

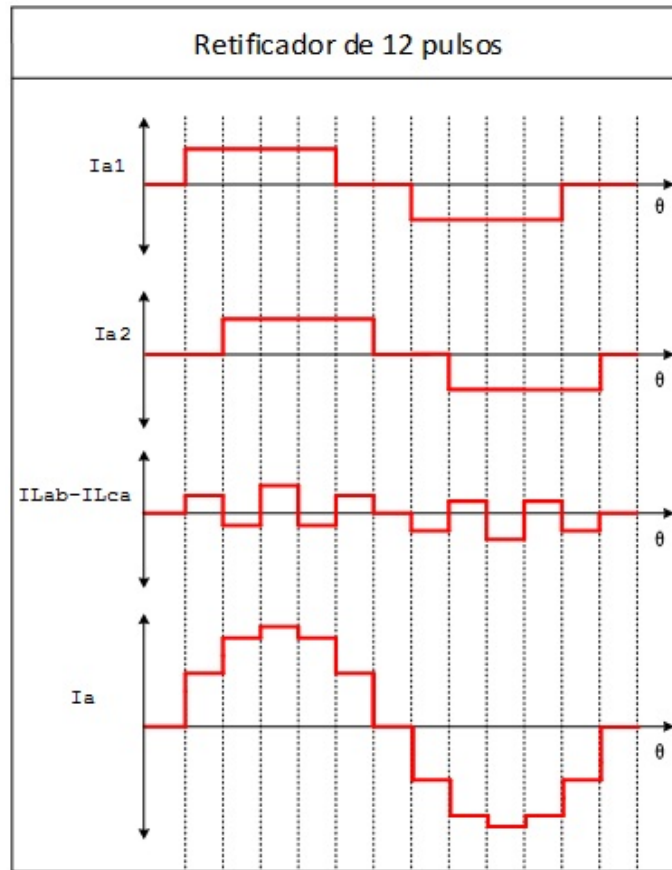


Figura 3.9 – Composição das Correntes de Entrada.

Fonte: Dados do Próprio Autor.

Como visto em [10], as equações das formas de onda das correntes que fluem dentro

do autotransformador são apresentadas em (3.19)(3.20) e (3.21):

$$\begin{aligned} I_{A_{prim}} &= I_{CA} - I_{AB} \\ I_{B_{prim}} &= I_{BC} - I_{CA} \\ I_{C_{prim}} &= I_{AB} - I_{BC} \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$\begin{aligned} I_{A_{prim}} &= \frac{I_{a2} - I_{b1} + I_{b2} - I_{c1}}{K_b} + \frac{I_{b1} - I_{b2} - I_{c1} + I_{c2}}{K_c} \\ I_{B_{prim}} &= \frac{I_{b2} - I_{c1} - I_{a2} + I_{b1}}{K_b} + \frac{I_{c1} - I_{a2} - I_{c1} - I_{c2}}{K_c} \\ I_{C_{prim}} &= \frac{I_{a2} - I_{b1} + I_{b2} - I_{c1}}{K_b} + \frac{I_{b1} - I_{b2} - I_{a1} - I_{a2}}{K_c} \end{aligned} \quad (3.20)$$

Logo, as equações das correntes de entrada são:

$$\begin{aligned} I_A &= I_{CA} - I_{AB} + I_{a1} + I_{a2} \\ I_B &= I_{BC} - I_{CA} + I_{b1} + I_{b2} \\ I_C &= I_{AB} - I_{BC} + I_{c1} + I_{c2} \end{aligned} \quad (3.21)$$

As figs.(3.10(a)e(b))mostram algumas imagens do primeiro estágio da estrutura, ou seja, os resultados práticos do projeto do autotransformador Delta-diferencial com conexão generalizada.

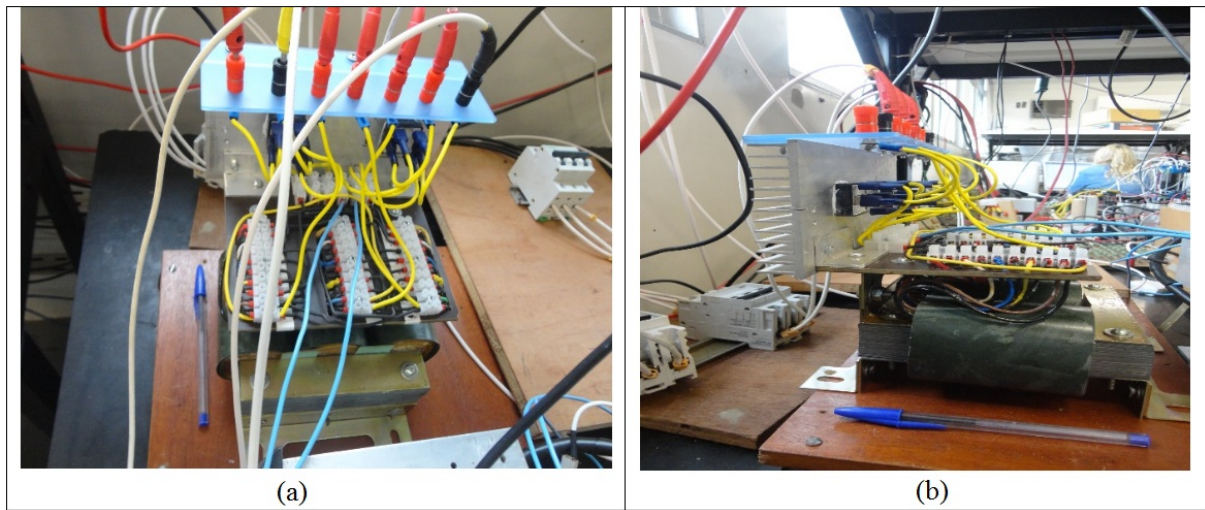


Figura 3.10 – Autotransformador de 12 Pulsos com Conexão Delta-diferencial.

Fonte: Dados do Próprio Autor.

As formas de onda das tensões defasadas em $+15^\circ$ e -15° e as correntes de entrada do autotransformador são mostradas em figs. (3.11 (a), (b), (c), (d) e 3.12(a), (b), (c) e (d)).

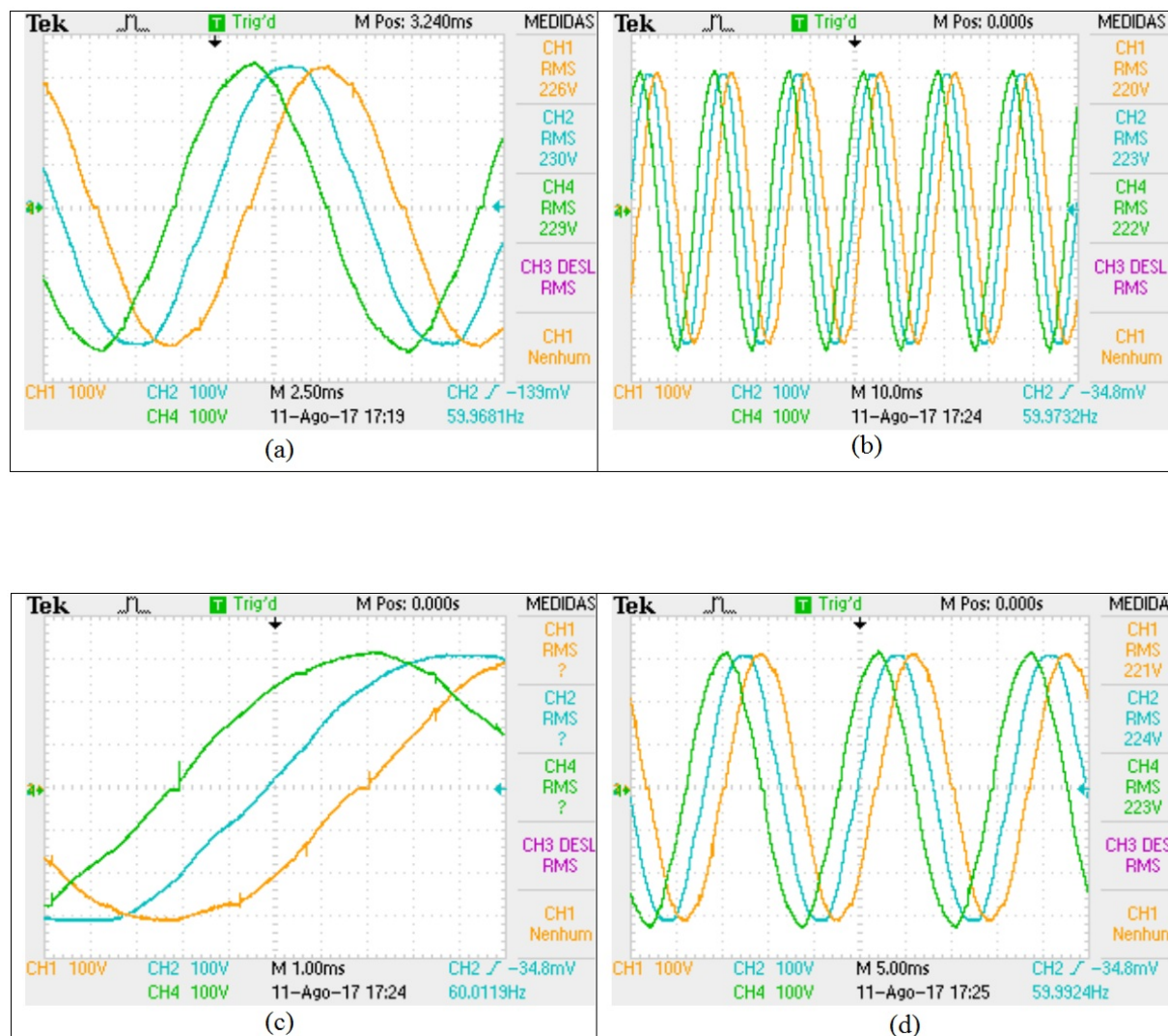


Figura 3.11 – Tensões de Linha do Primário e Secundário do Autotransformador (a, b, c, d).

Fonte: Dados do Próprio Autor.

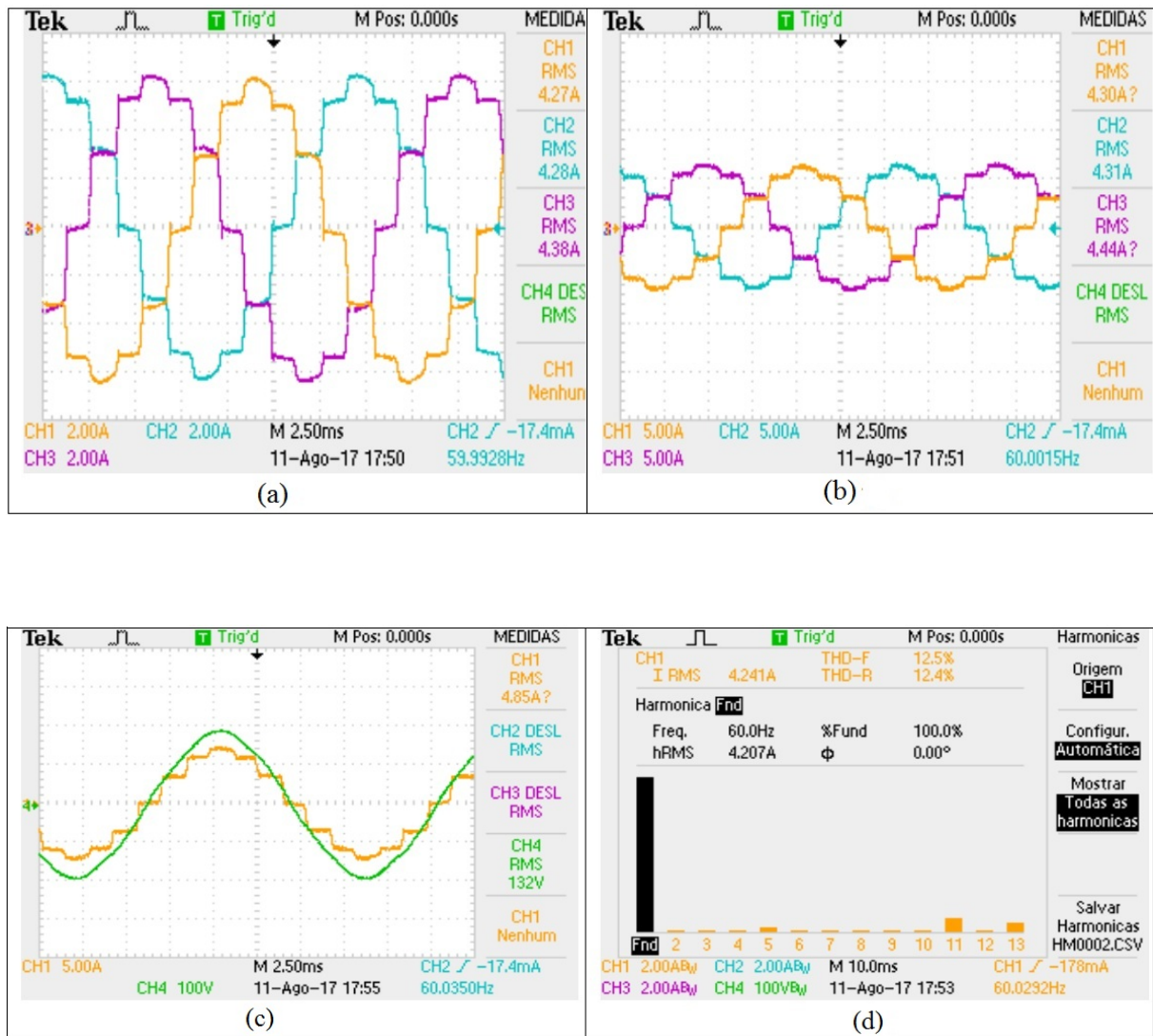


Figura 3.12 – Correntes de Entrada e Espectro Harmônico (a, b, c, d).

Fonte: Dados do Próprio Autor.

É visto que devido ao defasamento e ao correto projeto do autotransformador, tem-se o equilíbrio e a simetria entre as correntes de entrada, fazendo com que o transformador opere com elevado fator de potencia e uma distorção harmônica de cerca de 12,5%, característica em retificadores de 12 pulsos.

3.4 Projeto e Dimensionamento do Conversor SEPIC

Devido ao trabalho de [24] foi possível dimensionar o conversor SEPIC.

As especificações do projeto dos componentes do conversor SEPIC é demonstrada na Tabela (3.3):

Tabela 3.3 – Componentes do Conversor SEPIC

Parâmetros	Símbolo	Protótipo
Tensão Média de Saída	V_{omed}	315 V
Potência Total de Saída	P_o	1000 W
Tensão de entrada	$V_{in(rms)}$	311 V
Frequência de chaveamento	-	50 kHz
Ondulação da corrente no indutor Sepic	ΔL	$\pm 10\%$
Ondulação máxima da tensão de entrada	$\Delta V_{in(Máx)}$	$\pm 10\%$
Tensão mínima de entrada	V_{inMin}	$V_i - \Delta V_i * V_i = 280,04V$
Tensão máxima de entrada	V_{inMax}	$V_i + \Delta V_i * V_i = 342,24V$
Ondulação máxima da tensão de saída	$\Delta V_{o(Máx)}$	$\pm 1\%$
Tensão mínima de saída	V_{oMin}	$V_o - \frac{\Delta V_o}{2} = 314,984$
Tensão máxima de saída	V_{oMax}	$V_o + \frac{\Delta V_o}{2} = 315,016$
Corrente máxima de entrada	I_{in}	3 A
Corrente máxima de saída	I_o	4 A
Relação de transformação	η	0,778

Inicialmente determina-se os valores de ganho estático médio, máximo e mínimo definidos:

Ganho Estático Nominal:

$$G_{max} = \frac{V_o}{V_{in}} * n = \frac{D_{nom}}{(1 - D_{nom})} \quad (3.22)$$

$$D_{nom} = 0,788 * (1 - D_{max}) \quad (3.23)$$

$$D_{nom} = 0,443 \quad (3.24)$$

Ganho Estático Máximo:

$$G_{max} = \frac{V_{o_{max}}}{V_{in_{min}}} * n = \frac{D_{max}}{(1 - D_{max})} \quad (3.25)$$

$$D_{max} = 0,875 * (1 - D_{max}) \quad (3.26)$$

$$D_{max} = 0,467 \quad (3.27)$$

Ganho Estático Mínimo:

$$G_{min} = \frac{V_{o_{min}}}{V_{in_{max}}} * n = \frac{D_{min}}{(1 - D_{min})} \quad (3.28)$$

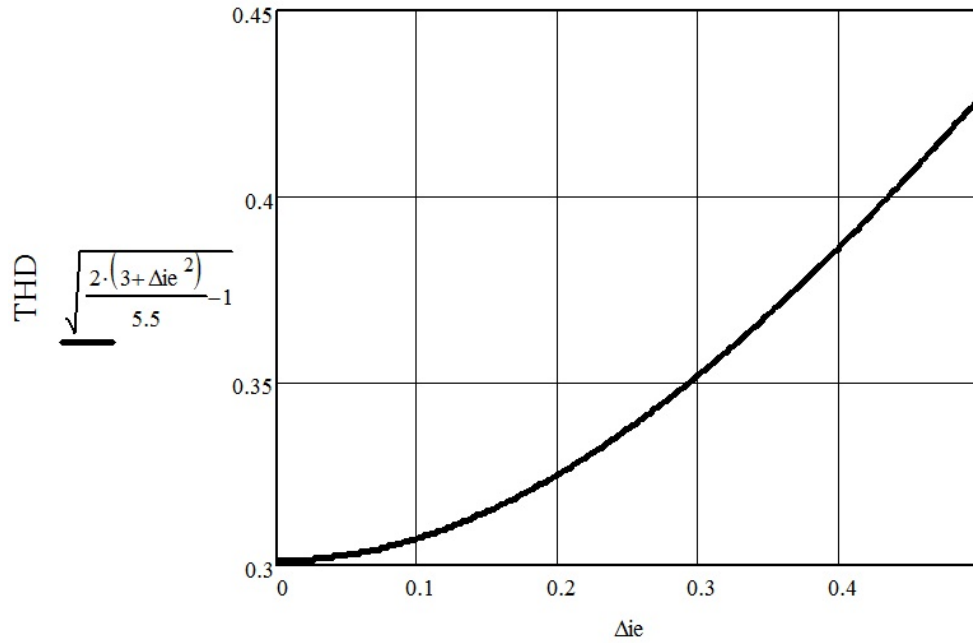
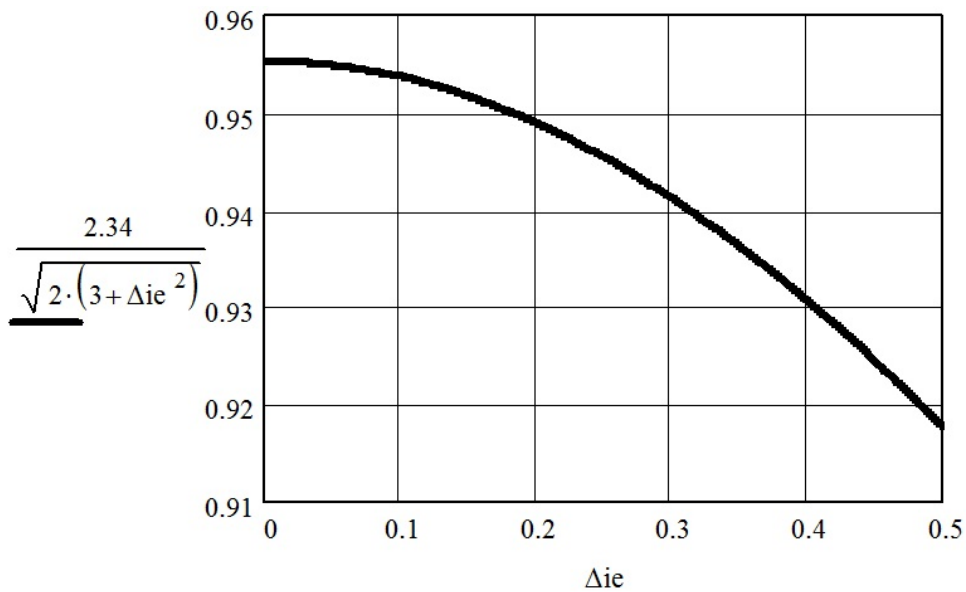
$$D_{min} = 0,716 * (1 - D_{min}) \quad (3.29)$$

$$D_{min} = 0,417 \quad (3.30)$$

3.5 Considerações Iniciais Para o Cálculo dos Componentes Magnéticos

É utilizado para o cálculo do indutor, a corrente média de entrada do conversor e os valores de “ripple” de corrente e a frequência de chaveamento. Como visto em [25], a frequência de chaveamento é variável e consequentemente os valores de “ripple” de corrente podem variar, interferindo em uma série de fatores entre eles a taxa de distorção harmônica e o fator de potência. Analisando os gráficos a seguir verifica-se a relação intrínseca entre a taxa de ondulação da corrente de entrada com a distorção harmônica da corrente e o fator de potência.

Os gráficos (3.13) e (3.14) mostram a relação que a taxa de ondulação tem entre o THD e o fator de potência de uma estrutura trifásica sem a adição do transformador de 12 pulsos. Tais expressões encontram-se em [27].

Figura 3.13 – Gráfico THD x Δi_e .Figura 3.14 – Gráfico Fator de Potência x Δi_e .

Observamos na Fig. (3.13) que o aumento da taxa de ondulação da corrente de entrada do conversor SEPIC contribui para o aumento do THD da corrente diminuindo o seu fator de potência. Estipulando uma margem de variação média da frequência de chaveamento, estabelece uma margem de atuação que a taxa de ondulação pode trabalhar sem comprometer a regulação do fator de potência.

Devido a isso tem-se adotado um valor para a indutância baseado nessas margens de operação.

A frequência de chaveamento do sistema dependendo de um conjunto de fatores do próprio sistema de controle, podendo variar entre frequências acima e abaixo do valor estipulado, porém a margem de atuação dela será adotada para 50kHz. A partir disso, utilizaremos os métodos de cálculo que a literatura oferece.

Os valores de corrente eficaz, ou rms, de pico e médio serão calculados nos próximos passos de acordo com a tensão de entrada de 311 V eficaz. A potência e a corrente de entrada, por sua vez, é calculada de acordo com as equações (3.31 e 3.32), adotando-se um rendimento η igual a 90 %:

$$P_{entrada} = \frac{P_{saída}}{\eta} = \frac{500}{0,90} = 555,55W \quad (3.31)$$

$$I_{entrada_eficaz} = \frac{P_{entrada}}{V_{entrada}} = \frac{555,55}{311} = 1,78 A \quad (3.32)$$

Porém no cálculo das indutâncias, será analisado para uma situação crítica do sistema, onde será aplicada uma condição de degrau de carga, assim, dimensiona-se o indutor para uma corrente mais elevada.

$$P_{entrada} = \frac{P_{saída}}{\eta} = \frac{700}{0,90} = 777,77W \quad (3.33)$$

$$I_{entrada_eficaz} = \frac{P_{entrada}}{V_{entrada}} = \frac{777,77}{311} = 2,50 A \quad (3.34)$$

3.5.1 Cálculo do Indutor L_{in}

Será estipulado um valor de 10 mH para a indutância de entrada do circuito com o objetivo de garantir que, acontecendo uma oscilação brusca na frequência de chaveamento durante a operação do sistema de modulação do controle, não interferirá negativamente no fator de potência na entrada do conversor. Adotou-se uma margem da taxa de ondulação entre de 0 a 20% satisfatória para manter o fator de potência elevado como verificado na tabela (3.4).

Utilizando as equações tradicionais para o cálculo da indutância de entrada, determina-se os valores a partir de 3.35:

$$L_{in} = \frac{V_{i_{min}}}{\Delta I_1} * D_{min} * T \quad (3.35)$$

Observando a tabela (3.4), garantir-se que com um valor de 10 mH para diversas oscilação de frequência, viu-se o comportamento da taxa de ondulação da entrada do conversor SEPIC. Verificou-se que ele trabalha de maneira satisfatória até uma oscilação de frequência crítica de 20kHz.

Tabela 3.4 – Limites de Chaveamento

Tensão de Entrada (V)	Frequência de Chaveamento(kHz)	Corrente de Entrada (A)	Taxa de Ondulação (ΔI_1)
311	50kHz	2,50	14%
311	40kHz	2,50	17%
311	20kHz	2,50	34,83%

Como observado na figura (3.15), a frequência de chaveamento é inversamente proporcional ao valor da indutância e da ondulação da corrente de entrada, contribuindo diretamente na taxa de distorção harmônica da corrente.

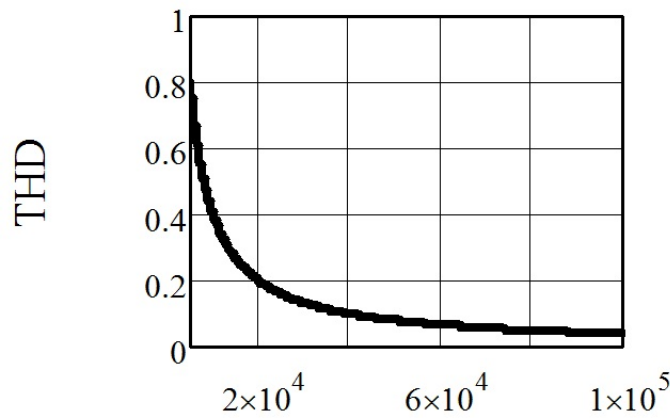


Figura 3.15 – Gráfico THD x Frequência de Chaveamento.

O desempenho do controle está diretamente vinculado ao bom dimensionamento de seus componentes, logo deve-se ter uma precaução quanto a isso. Devido a limitações laboratoriais, serão dimensionados os componentes magnéticos para o limite máximo aceitável de taxa de ondulação da corrente de 20%.

3.5.2 Cálculo da Indutância Magnetizante L_{out}

Para o cálculo do indutor L_{out} , devem-se analisar os limites de operação entre modo contínuo e descontínuo. Para um funcionamento satisfatório do conversor SEPIC, temos que garantir que, independente de perturbações, ele irá operar no modo de condução contínuo, na literatura apresenta-se uma série de metodologias para se garantir esse aspecto.

Para garantir que o conversor está operando com correção do fator de potência em modo de condução contínuo, devemos definir uma série de parâmetros. A partir disso, calcula-se o parâmetro K_a , que define os limites de modo de condução.

$$K_a = \frac{2 * L_{eq}}{R_{out} * T} \quad (3.36)$$

A partir da obtenção de K_a , considera-se que, em nossa análise, o conversor SEPIC com isolamento, atua como PFP (Pré regulador do Fator de Potência) além de operar em modo contínuo. Tem-se estipulado os limites de condução, a partir de equações de $K'_{crítico}$ máximo e mínimo intrínsecos para cada topologia CC-CC. O circuito funcionará sempre no modo descontínuo se K_a for menor do que o valor mínimo de $K'_{crít}$, como observado na Tabela (3.5). O funcionamento será sempre no modo de condução contínuo se K_a for maior do que o valor máximo de $K'_{crít}$. Valores intermediários apresentaram ambos comportamentos, dependendo do valor da tensão de entrada [1] [26].

Tabela 3.5 – Limites de Continuidade em Conversores Estáticos

Conversor	K'_{crit}	$K'_{crit(max)}$	$K'_{crit(min)}$
Buck-boost, SEPIC, Cuk, Zeta	$\frac{1}{2 * [M + \sin(\omega t)]^2}$	$\frac{1}{2 * M^2}$	$\frac{1}{2 * (M + 1)}$
Flyback, SEPIC, Cuk, Zeta (Isolados)	$\frac{1}{2 * [M + n * \sin(\omega t)]^2}$	$\frac{1}{2 * M^2}$	$\frac{1}{2 * (M + n)^2}$
Boost	$\frac{M - \sin(\omega t) }{2 * M^3}$	$\frac{1}{2 * M^2}$	$\frac{M - 1}{2 * M^3}$

Fonte: Pomilio, 2007.

Definindo esses parâmetros, estipula-se o valor para L_{out} como 1mH para garantir um valor satisfatório de L_{eq} para o modo de condução contínuo (MCC), além de garantir uma menor robustez durante a etapa de dimensionamento do indutor.

A partir da equação:

$$L_{eq} = \frac{L_{in} * L_{out}}{L_{in} + L_{out}} = \frac{10 * 10^{-3} * 1 * 10^{-3}}{10 * 10^{-3} + 1 * 10^{-3}} = 0,9091 * 10^{-3} [H] \quad (3.37)$$

A partir da equação da corrente média parametrizada temos que:

$$\gamma = \frac{2 * L_{eq} * f_s * I_o}{V_i} = 0,916 \quad (3.38)$$

Calculando para o pior valor de carga, ou seja para quando sua corrente for menor e se aproximar dos limites, e usando os valores de indutância calculados verifica-se que a corrente parametrizada é suficientemente maior. Para uma razão cíclica (D) de 0,441 e consequentemente um ganho estático de 0.788, tem-se de acordo com as equações do ganho em modo de condução contínuo e da corrente de saída parametrizada, um γ de 0,2460, o que mostra uma margem de garantia satisfatória de cerca de 3,72 vezes o limite como observado na figura (3.16).

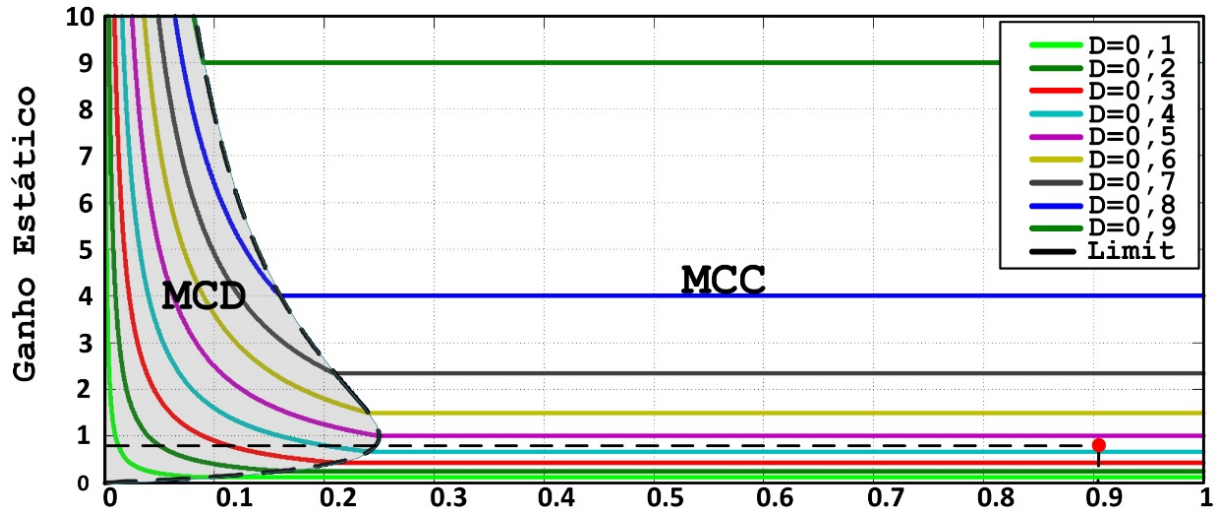


Figura 3.16 – Ponto de Operação do Conversor SEPIC.

Depois de definir um valor para a indutância equivalente (L_{eq}), calculam-se os limites de operação para garantir o modo contínuo. Adotaremos o valor para carga máxima de operação do conversor $R_{out} = 50\Omega$ e um período de chaveamento de $20 \cdot 10^{-6} s$.

$$K_a = \frac{2 \cdot 0,9091 \cdot 10^{-3}}{50 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} = 1,818 \quad (3.39)$$

De acordo com a Tabela (3.5), este valor de K_a deve ser maior que $K'_{critmax}$, para esta topologia, logo temos:

$$K'_{crit} = \frac{1}{2 \cdot M^2} \quad (3.40)$$

$$K'_{crit} = \frac{1}{2 \cdot 0,788^2} = 0,805 \quad (3.41)$$

$$K_a > K'_{crit} \quad (3.42)$$

Calculando K'_{crit} verifica-se a condição de condução contínua e estabelece-se os valores de indutâncias L_{in} e L_{ot} .

3.5.3 Cálculo dos Capacitores C_{in} e C_{out}

Para um desempenho satisfatório, os capacitores devem ter suas taxas de ondulação menor que 1%, serão adotados valores comerciais para os capacitores

obedecendo a isso. Como visto [27] [28], as equações que definem os valores das capacitâncias como visto em (3.43) e (3.44).

$$C_{in} = \frac{(D_{nom})^2 * P_o}{\Delta V_{C_{in}} * (1 - D_{nom}) * V_o^2 * f_s * n^2} = 3,9\mu F \quad (3.43)$$

$$C_{out} = \frac{(D_{nom})^2 * V_{in} * P_o}{\Delta V_{C_{out}} * V_o^3 * (1 - D_{nom}) * f_s * n} = 444\mu F \quad (3.44)$$

3.6 Projeto Indutor L_{in}

Para se dimensionar adequadamente um indutor e evitar que ocorra a saturação do núcleo, é necessário determinar os valores de corrente eficaz, ou rms, de pico e médio, adotando uma taxa de ondulação de 20% da corrente eficaz.

Para o cálculo do I de pico basta utilizar a equação (3.45).

$$I_{pico} = \left(\frac{I_{rms} * ondulação}{2} \right) + I_{rms} = \left(\frac{5 * 0,2}{2} \right) + 5 = 5,5A \quad (3.45)$$

O conversor opera com uma corrente eficaz de 2A, por uma questão de garantir que o indutor opere sem nenhum sobreaquecimento causado por um eventual aumento de carga, serão feitos os cálculos ajustando os valores eficazes e de pico para cima, para 5A.

3.6.1 Escolha do Núcleo

Para o projeto do indutor, será utilizado o núcleo EE de material IP12R, fabricado pela Thornton.

A Fig (3.17) apresenta o núcleo de ferrite com a área efetiva da perna central e a área da janela.

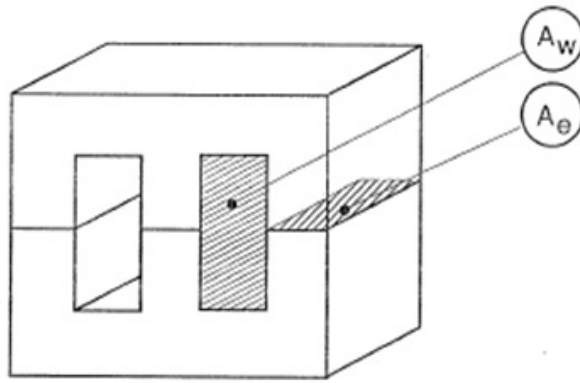


Figura 3.17 – Núcleo de Ferrite Tipo EE.

Fonte: BARBI; 2002

Para o projeto do indutor, foram adotados os seguintes valores:

- Fator de utilização do primário: $K_p = 0,5$;
- Fator de utilização da área da janela: $K_w = 0,7$;
- Densidade de corrente nos condutores: $J = 450 A/cm^2$;
- Máximo fluxo magnético que não satura o núcleo: $B_{sat} = 0,3 T$.

O primeiro passo na escolha do núcleo do indutor é pelo critério do produto das áreas da seção transversal e da área da janela do núcleo $A_e * A_w$, a equação (3.46) define esse critério.

$$A_e * A_w = \frac{l * I_{pico} * I_{eficaz}}{K_p * K_w * J * f_s * \Delta B} * 10^4 \quad (3.46)$$

$$A_e * A_w = \frac{l * I_{pico} * I_{eficaz}}{K_w * J * B_{max}} * 10^4 = \frac{10 * 10^{-3} * 5,5 * 5}{0,7 * 450 * 0,3} * 10^4 = 29,101 \text{ cm}^4 \quad (3.47)$$

A partir do cálculo de A_e e A_w que resultou em $29,101 \text{ cm}^4$, o núcleo de ferrite selecionado é o EE – 65/33/39, cujo valor de $A_e * A_w$ é $43,73 \text{ cm}^4$ [5].

- $A_e = 7,98 \text{ cm}^2$;
- $A_w = 5,48 \text{ cm}^2$;
- $l_e = 14,7 \text{ cm}$;
- $MLT = 13,89 \text{ cm}$;

- $A_p = 43,71 \text{ cm}^4$;
- $A_l = 10800 \text{ nH}$;
- $V_e = 117,31 \text{ cm}^2$.

3.6.2 Cálculo do Número de Espiras

Considerando que, quando a corrente no indutor é máxima (I_{pico}) tem-se o máximo valor de B (B_{max}) e substituindo em (3.48):

$$N = \frac{L * I_{pico}}{B_{max} * A_e} = \frac{10 * 10^{-3} * 5,5}{0,3 * 7,98 * 10^{-4}} = 229,74 \text{ espiras} \quad (3.48)$$

Dimensiona-se para uma ferrite de EE-65/33/39 e enrola-se 230 espiras.

3.6.3 Cálculo dos Condutores

Para o cálculo dos condutores operando em alta frequência, devemos analisar conjuntamente com o efeito pelicular do material. Quanto maior a frequência de chaveamento, maior será o efeito pelicular do material, maior será a densidade de corrente presente na superfície do condutor e menor será a densidade na região central do condutor [29].

O valor da profundidade de penetração pode ser obtido através da expressão (3.49).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{50 * 10^3}} = 0,03354 \text{ cm} \quad (3.49)$$

O diâmetro máximo permitido para o condutor, considerando-se o efeito *skin* será:

$$d_{max} = 2 * \Delta = 2 * 0,03354 = 0,0670 \text{ cm} = 0,67 \text{ mm} \quad (3.50)$$

Logo deve-se escolher um valor abaixo do diâmetro máximo. Consultando-se a tabela de fios esmaltados, nota-se que o fio de máxima seção transversal que poderá ser utilizado é o 22 AWG:

- $d = 0,067 \text{ cm}$;
- $A = 0,0032553 \text{ cm}^2$

Assim, deve-se calcular o número de condutores de 22 AWG em paralelo para suportar os níveis de corrente estipulados:

$$A_{cobre} = \frac{I_{ef-p}}{J} = \frac{5,5}{450} = 0,012 \text{ cm}^2 \quad (3.51)$$

$$N_{con-p} = \frac{A_{cobre}}{A_{skin}} = \frac{0,012}{0,0032553} = 3,379 \text{ condutores} \quad (3.52)$$

3.6.4 Cálculo do Entreferro

O entreferro aumenta o valor da relutância do núcleo, fazendo com que o valor da indutância L seja menos sensível às variações de permeabilidade no mesmo. Ademais, faz com que o indutor trabalhe com valores maiores de corrente no enrolamento, sem que assim ocorra sua saturação [29].

O entreferro necessário para o indutor pode-se calcular através da expressão (3.54).

$$l_g = \frac{230^2 * (4 * \pi * 10^{-7}) * (7,98 * 10^{-2})}{10 * 10^{-3}} = 0,53 \text{ cm} \quad (3.53)$$

Onde o comprimento do entreferro nas pernas laterais é:

$$l_{entreferro} = \frac{l_g}{2} = 0,265 \text{ cm} \quad (3.54)$$

3.6.5 Possibilidade de Execução

A última etapa no projeto físico do indutor é verificar a possibilidade de execução, ou seja, verificar se é possível colocar os enrolamentos na janela do núcleo (A_w).

Para verificar o enrolamento calculado anteriormente é necessária uma janela mínima dada por (3.55) [29].

$$A_w = \frac{N * n_{condutores} * S_{fio}}{K_w} = \frac{230 * 4 * 0,0032553}{0,7} = 5,202 \text{ cm}^2 \quad (3.55)$$

A possibilidade de execução é calculada através da divisão entre a área total da janela calculada e a área da janela do núcleo utilizado, esta relação deve ser menor a 1 como ocorre em (3.58).

$$Execução = \frac{A_{w_{min}}}{A_{w_{núcleo}}} < 1 \quad (3.56)$$

$$Execução = \frac{4,278}{5,48} < 1 \quad (3.57)$$

$$Execução = 0,949 < 1 \quad (3.58)$$

Portanto, um ferrite de $EE - 63/28/21$, enrola-se 230 espiras, 4 condutores em paralelo com um entreferro de 0,53 cm, satisfaz as condições previstas.

- Núcleo *NEE* – 65/33/39 da Thornton;
- Enrolamento de 230 espiras cada;
- Condutor escolhido 22AWG com 4 condutores em paralelo;
- Entreferro de 0,53 cm.

3.7 Projeto Transformador L_{out}

Utilizando as mesmas expressões do projeto do indutor, é gerado o dimensionamento físico do transformador. Na topologia proposta, o conversor SEPIC trabalha com um indutor acoplado que isola galvanicamente o circuito além de armazenar e transferir a energia nas devidas etapas de operação, trabalhando como um indutor acoplado.

Na tabela (3.6) são definidos os parâmetros do transformador baseado nas mesmas expressões utilizadas para o dimensionamento do indutor de entrada (L_{in}).

Tabela 3.6 – Dados do Transformador de Saída L_{out} .

Parâmetros	Símbolo	Protótipo
Densidade de corrente máxima	J_{max}	300 A/cm ²
Indução magnética	ΔB_{max}	0,16T
Indutância	L_m	1,027 mH
Fator de utilização da janela do núcleo	K_u	0,7
Corrente de pico na indutância de saída	I_{pLo}	5 A
Corrente eficaz do primário	I_{pprim}	4 A
Corrente eficaz do secundário	I_{psec}	4 A
Frequência de chaveamento	f_s	50000Hz
Relação de transformação	n	0,778
Permeabilidade magnética	μ_o	$4 * \pi * 10^{-7}$

3.7.1 Escolha do Núcleo

A partir do cálculo de $A_e * A_w$ como visto em (3.59):

$$A_e * A_w = \frac{L_m * I_{pLo} * \left(I_{pprim} + \frac{I_{psec}}{n} \right)}{B_{max} * J_{max} * K_w} = 13,61 \text{ cm}^4 \quad (3.59)$$

A partir do cálculo de $A_e * A_w$ que resultou em $13,61 \text{ cm}^4$. Devido ao componente magnético ser um indutor acoplado, ele comporta dois enrolamentos no mesmo núcleo, logo posteriormente quando se analisa a possibilidade de execução, tem-se que garantir que o núcleo escolhido será suficiente para essa quantidade de espiras, portanto o núcleo de ferrite selecionado é um pouco mais robusto, sendo de $EE - 65/33/39$, cujo valor de $A_e * A_w$ é $43,73 \text{ cm}^4$.

- $A_e = 7,98 \text{ cm}^2$;
- $A_w = 5,48 \text{ cm}^2$;
- $l_e = 14,7 \text{ cm}$;
- $\text{MLT} = 13,89 \text{ cm}$;
- $A_p = 43,71 \text{ cm}^4$;
- $A_l = 10800 \text{ nH}$;
- $V_e = 117,31 \text{ cm}^2$;

3.7.2 Cálculo do Número de Espiras

O número de espiras é definido pela expressão(3.60). O valor de A_e é igual a $7,98 \text{ cm}^2$, de acordo com a folha de dados do NEE 65 – 33 – 39 da Thornton. Assim:

$$N_p = \frac{L_m * I_{pLo}}{B_{max} * A_e} = \frac{0,001 * 5}{0,16 * 0,000798} = 39,16 \cong 39 \text{ espiras} \quad (3.60)$$

$$N_s = \frac{N_p}{n} = \frac{39}{0.778} = 50,129 \cong 50 \text{ espiras} \quad (3.61)$$

3.7.3 Diâmetro dos Condutores

O valor da profundidade de penetração, utilizando a frequência de 50 kHz, pode ser calculado por:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}} = \frac{7,5}{\sqrt{50 * 10^3}} = 0,03354 \text{ cm} \quad (3.62)$$

O diâmetro máximo permitido para o condutor, considerando-se o efeito skin será:

$$d_{max} = 2 * \Delta = 2 * 0,03354 = 0,0670 \text{ cm} = 0,67 \text{ mm} \quad (3.63)$$

Consultando a tabela de fios esmaltados, nota-se que o fio de máxima seção transversal que poderá ser utilizado é o 22 AWG.

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

$$S_{fio_{prim}} = \frac{I_{p_{prim}}}{J_{max}} = \frac{4}{300} \quad (3.64)$$

$$S_{fio_{prim}} = 0,01333 \text{ cm}^2 \quad (3.65)$$

$$N_{con-p} = \frac{A_{cobre}}{A_{skin}} = \frac{0,01333}{0,0032553} \quad (3.66)$$

$$N_{con-p} = 4,096 \text{ condutores} \quad (3.67)$$

$$S_{fio_{sec}} = \frac{4}{450} = 0,0133 \text{ cm}^2 \quad (3.68)$$

$$N_{con-p} = \frac{A_{cobre}}{A_{skin}} = \frac{0,0133}{0,0032553} \quad (3.69)$$

$$N_{con-p} = 4,096 \text{ condutores} \quad (3.70)$$

Pela equação acima, tem-se que a área mínima necessária para conduzir é igual a $0,0066 \text{ cm}^2$, para a densidade máxima de corrente especificada.

O fio escolhido foi o 22AWG, que tem a área de $0,06438 \text{ cm}^2$ e diâmetro igual a $0,32553 \text{ mm}$, de forma que o diâmetro é menor do que o calculado para efeito Skin, e a área atende ao requisito de densidade de corrente especificada.

Prevendo o efeito *skin* do material é calculado o número de condutores em paralelo para 4 condutores.

3.7.4 Cálculo do Entreferro

A equação utilizada para o cálculo do entreferro é:

$$l_g = \frac{N^2 * \mu_o * A_e}{L} \quad (3.71)$$

$$l_g = l_{entreferro} = \frac{39^2 * (4 * \pi * 10^{-7}) * 7,98}{0,001} * 10^{-2} = 0,1525 \text{ cm} \quad (3.72)$$

Por fim, conclui-se que o valor de entreferro necessário para que o núcleo com o número de espiras calculado tenha 1 mH é igual a $0,1525 \text{ cm}$.

Sendo que o valor para cada perna do núcleo é:

$$\frac{l_g}{2} = 0,0762 \text{ cm} \quad (3.73)$$

3.7.5 Possibilidade de Execução

Para saber se é possível a execução do indutor, tem-se que verificar se os enrolamentos cabem na janela do núcleo A_w . Para tal, é necessária uma janela mínima, dada por:

$$A_{w_{min}} = \frac{N_p * n_{condutores} * S_{fio_{prim}} + N_s * n_{condutores} * S_{fio_{sec}}}{K_w} \quad (3.74)$$

$$A_{w_{min}} = \frac{39 * 4 * 0.003959 + 50 * 4 * 0.003959}{0,7} = 2,013 \text{ cm}^2 \quad (3.75)$$

Assim, a possibilidade de execução diz que a seguinte expressão deve ser verdadeira:

$$Execução = \frac{A_{w_{min}}}{A_{w_{núcleo}}} < 1$$

Para o indutor em questão:

$$Execução = \frac{2,013}{5,48} = 0,367 \quad (3.76)$$

Assim, o valor calculado é verdadeiro para o núcleo escolhido, confirmando a possibilidade de execução do indutor.

Como serão construídos 2 indutores de mesma indutância no núcleo, o valor do $A_{w_{min}}$ deve ser multiplicado por 2 para verificação da possibilidade de execução de ambos os enrolamentos.

Como o valor Execução para os 2 enrolamentos é igual a 0,367, é possível a execução dos indutores acoplados no núcleo escolhido.

Resumidamente, chegou-se ao seguinte indutor:

- Núcleo *NEE* – 65/33/39 da Thornton;
- Enrolamentos do primário: 39;
- Enrolamentos do secundário: 50;
- Condutor escolhido 22AWG com 4 condutores em paralelo;
- Entreferro de 0,1525 cm.

3.8 Perdas no Indutor

Para o cálculo das perdas do indutor será utilizado o método visto em [29], a qual é apresentado a seguir.

3.8.1 Perdas no Cobre

Seguindo a tabela de fios e cabos padrão (Anexo B) tem-se que, para o fio 22AWG, a resistência equivalente é igual a $0,000708 \Omega/m$:

$$R_{cobre} = \frac{\rho_{fio} * l_{espira} * N}{n_{condutores}} \quad (3.77)$$

Onde:

l_{espira} = comprimento médio de uma espira;

ρ_{fio} = resistividade do fio por unidade de comprimento.

Para o cálculo do comprimento de uma espira, foi utilizado o perímetro da perna central do núcleo E escolhido. Assim, o valor encontrado no comprimento médio da espira é de 17 cm [5].

Assim:

$$R_{cobre} = \frac{0,000708 * 17 * 230}{4} = 0,6919 \Omega \quad (3.78)$$

As perdas Joule são calculadas por:

$$P_{cobre} = R_{cobre} * I_{ef}^2 \quad (3.79)$$

Sendo a corrente eficaz no enrolamento igual a 2,143 A:

$$P_{cobre} = 0,6919 * 2,143^2 = 3,12 W \quad (3.80)$$

3.8.2 Perdas Magnéticas

O conversor SEPIC trifásico apresenta uma componente em baixa frequência de 360 Hz. As perdas magnéticas adicionadas a essa frequência podem ser mensuradas pela expressão (3.81) [29].

$$P_{núcleo} = \Delta B^{2,4} * (K_h * f + K_f * f^2) * V_{núcleo} \quad (3.81)$$

Onde:

K_h = coeficiente de perdas por histerese;

K_f = coeficiente de perdas por corrente parasita;

$V_{núcleo}$ = volume do núcleo.

Para os núcleos de ferrite, utilizados nesse trabalho, tem-se que:

$$K_h = 4.10^{-5};$$

$$K_f = 4.10^{-10}.$$

A potência dissipada no núcleo é dada pela equação (3.82) :

$$P_{núcleo} = 0,3^{2,4} * (4 * 10^{-5} * 360 + 4.10^{-10} * 360^2) * V_{núcleo} = 0,094 \text{ W} \quad (3.82)$$

Para o cálculo das perdas magnéticas em relação a componente de alta frequência é necessário calcular a variação da densidade de fluxo que essa componente proporciona, foi considerado uma taxa de ondulação de corrente de 20% da corrente eficaz de entrada, como visto na equação (3.83).

$$\Delta B = \frac{L_{\Delta I}}{N_{\Delta e}} = \frac{10 * 10^{-3} * 0,429}{230 * 7,98} = 0,023T \quad (3.83)$$

A potência dissipada no núcleo devido a essa componente é mostrado em (3.84).

$$P_{núcleoalt} = 0,023^{2,4} * (4 * 10^{-5} * 50000 + 4.10^{-10} * 50000^2) * 117,31 = 0,036W \quad (3.84)$$

A potência dissipada total do indutor de entrada pode ser vista em (3.85).

$$P_{indutor} = P_{Cu} + P_{núcleo} + P_{núcleoalt} = 3,12 + 0,094 + 0,036 = 3,25W \quad (3.85)$$

3.9 Perdas no Transformador

3.9.1 Perdas no Cobre

Seguindo a tabela de fios e cabos padrão (Anexo B) tem-se que, para o fio 22AWG, a resistência equivalente é igual a $0,000708 \Omega/m$:

$$R_{cobre} = \frac{\rho_{fio} * l_{espira} * N}{n_{condutores}}$$

Para o cálculo do comprimento de uma espira, foi utilizado o perímetro da perna central do núcleo E escolhido. Assim, o valor encontrado de comprimento médio de espira é de 17 cm. Utilizando as expressões vistas em [29] foram calculadas as perdas por cobre dos dois enrolamentos.

Assim:

$$\begin{aligned} R_{cobre_{prim}} &= \frac{0,000708 * 17 * 39}{4} = 0,117 \, \Omega \\ R_{cobre_{sec}} &= \frac{0,000708 * 17 * 50}{4} = 0,15 \, \Omega \end{aligned} \quad (3.86)$$

Sendo a corrente eficaz nominal no enrolamento primário igual a 2 A, a potência dissipada no cobre é:

$$\begin{aligned} P_{cobre_{prim}} &= R_{cobre_{prim}} * I_{ef}^2 = 0,117 * 2^2 = 0,468W \\ P_{cobre_{sec}} &= R_{cobre_{sec}} * I_{ef}^2 = 0,15 * 2^2 = 0,6W \end{aligned} \quad (3.87)$$

3.9.2 Perdas Magnéticas

As perdas magnéticas do transformador podem ser mensuradas pela expressão (3.88).

$$P_{núcleoaltt} = 0,3^{2,4} * \left(4 * 10^{-5} * 50000 + 4.10^{-10} * 50000^2 \right) * 117,31 = 19,568 \, W \quad (3.88)$$

A potência dissipada total do indutor de entrada é vista na equação (3.89).

$$P_{transformador} = P_{cobre_{prim}} + P_{cobre_{sec}} + P_{núcleoaltt} = 0,468 + 0,6 + 19,568 = 20,636W \quad (3.89)$$

3.10 Transistor Utilizado

O transistor utilizado no projeto foi o MOSFET C2MOO80120 tendo em vista sua capacidade de tensão e corrente e frequência de chaveamento maiores. No projeto proposto, a chave deve suportar uma tensão média de 626 volts para uma corrente de cerca de 4 A e um chaveamento de 50kHz. Através de seu *datasheet*, o transistor proposto segue as especificações da tabela (3.7).

Tabela 3.7 – Especificações do Transistor Utilizado.

Parâmetro	Valor
Tensão Dreno - Source	1200V
Corrente Média	36A
Corrente Pulsante Máxima	80A
Resistência em Condução	80mΩ
Resistência do Terminal Gate	4,6Ω
Tempo de Subida (Condução)	20ns
Tempo de Descida (Abertura)	19ns

3.10.1 Perdas do Transistor

As perdas totais no transistor podem ser obtidas através da expressão (3.96).

$$P_{transistor} = P_{erdastotais} = P_{chaveamento} + P_{on} + P_{off} \quad (3.90)$$

Onde:

$$P_{on} = \frac{I_d * T_{DS(on)} * T_{on}}{T} = \frac{3^2 * 80 * 10^{-3} * 8,86 * 10^{-6}}{20 * 10^{-6}} = 0,319 \text{ W} \quad (3.91)$$

$$P_{off} = \frac{V_{DS} * I_{DSS} * T_{off}}{T} = \frac{626 * 100 * 10^{-6} * 11,14 * 10^{-6}}{20 * 10^{-6}} = 0,035 \text{ W} \quad (3.92)$$

$$W_{on} = \frac{V_{DS} * I_D * T_{rise}}{6} * f_s = \frac{626 * 3 * 20 * 10^{-9}}{6} * 50 * 10^3 = 0,313 \text{ W} \quad (3.93)$$

$$W_{off} = \frac{V_{DS} * I_D * T_{fall}}{6} * f_s = \frac{626 * 3 * 19 * 10^{-9}}{6} * 50 * 10^3 = 0,297 \text{ W} \quad (3.94)$$

$$P_{chaveamento} = W_{on} + W_{off} = 0,313 + 0,297 = 0,61 \text{ W} \quad (3.95)$$

Logo:

$$P_{transistor} = P_{chaveamento} + P_{on} + P_{off} = 0,61 + 0,319 + 0,035 = 0,964 \text{ W} \quad (3.96)$$

3.11 Diodo Utilizado

Em função da potência nominal do protótipo e da tensão durante a abertura, o modelo escolhido foi RHRG30120 que possui como principais características as mencionadas na tabela (3.8).

Tabela 3.8 – Especificações do Diodo Utilizado.

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

3.11.1 Perdas no Diodo

As perdas totais do diodo são obtidas através da soma das perdas durante a abertura e fechamento como visto na equação (3.97).

$$P_{diodo} = P_{erdastotais_D} = P_{condução} + P_{comutação} \quad (3.97)$$

As perdas por condução:

$$P_{condução} = V_{quedatensão} * I_{dmedio} = 3,2 * 1,51 = 4,832 \text{ W} \quad (3.98)$$

As perdas por comutação:

$$P_{comutação} = I_{deficaz} * \frac{V_{dmed}}{2} * t_{rr} * f_s = 2 * \frac{626}{2} * 65 * 10^{-9} * 50000 = 2,035 \text{ W} \quad (3.99)$$

Assim:

$$P_{diodo} = P_{condução} + P_{comutação} = 4,832 + 2,035 = 6,867 \text{ W} \quad (3.100)$$

3.12 Análise das Perdas Totais

As perdas totais do conversor SEPIC são obtidas através da soma dos componentes passivos e dos semicondutores do conversor proposto, conforme visto na expressão (3.101).

$$P_{total} = P_{indutor} + P_{transformador} + P_{retificador} + P_{diodo} + P_{transistor} = 38,652 \text{ W} \quad (3.101)$$

A figura (3.18) apresenta o gráfico, no qual se nota que o transformador é o componente que mais influencia na perda.

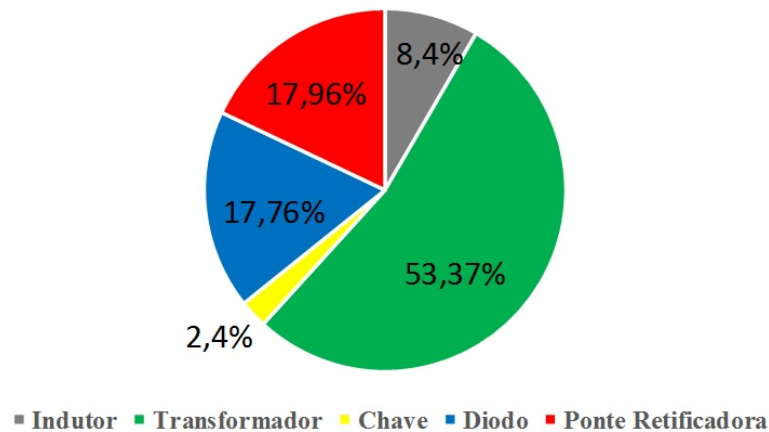


Figura 3.18 – Perdas de Cada Componente do Conversor SEPIC Isolado.

Fonte: Elaborado pelo autor.

$$n(\%) = \frac{P_o}{P_o + P_{total}} = \frac{500}{500 + 38,652} = 0,928 \quad (3.102)$$

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

Tabela 3.9 – Especificações do Projeto.

Componentes	Valores
Indutor de Entrada (L_{in})	10 mH
Indutor de Saída (L_{out})	1 mH
Interruptor S_1	4A/1200V(C2MOO80120)
Capacitor de Entrada (C_{in})	4,4 μ F
Capacitor de Saída (C_{out})	470 μ F
Diodo de Saída	4A/1200V(RHRG30120)

3.13 Conclusão

Neste capítulo foi descrito detalhadamente os procedimentos de cálculo e projeto do autotransformador utilizado, assim como dos conversores SEPIC.

O autotransformador utilizado foi projetado afim de se obter uma estrutura compacta, para isso, a especificação dos parâmetros como a relação de transformação, empilhamento, nível de potência e a conexão do autotransformador foram definidos através dessa premissa.

O estágio intermediário com os conversores SEPIC, foram projetados levando em consideração os critérios de continuidade e descontinuidade, com a preocupação de que o conversor opere, mesmo em regiões mais críticas, no modo de condução contínuo, melhorando assim, o desempenho do conversor operando com o autotransformador.

4 Modelagem Dinâmica do Conversor SEPIC

4.1 Introdução

Neste capítulo será apresentada a modelagem matemática do conversor SEPIC pelo método por variáveis de estado. O modelo matemático será utilizado para a obtenção das funções de transferência utilizadas nas estratégias de controle implementadas e descritas no capítulo 5.

4.2 Modelagem Matemática do Conversor SEPIC

Através da definição:

Na engenharia de controle, uma representação em espaço de estados é um modelo matemático de um sistema físico composto de um conjunto de variáveis de entrada, de saída e de estado relacionadas entre si por meio de equações diferenciais de primeira ordem. Para representação do número de entradas, saídas e estados, as variáveis são expressas em vetores e as equações diferenciais e algébricas são escritas na forma matricial. A representação em espaço de estados (também conhecida como "abordagem no domínio do tempo") fornece uma maneira prática e compacta para modelar e analisar sistemas com múltiplas entradas e saídas.

Diferentemente da abordagem no domínio da frequência, o uso da representação no espaço de estados não se limita a sistemas com componentes lineares e com condições iniciais nulas [30].

Para a completa representação dos conversores estáticos, escolhe-se a corrente no indutor e a tensão no capacitor como variáveis de estado.

As equações de estado podem ser escritas da seguinte forma:

$$\dot{x} = A * x + B * v \quad (4.1)$$

$$y = C * x + D * v \quad (4.2)$$

Onde:

x – vetor de estado;

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

y – vetor resposta;

v – vetor de entrada ou controle;

A – matriz de sistema;

B – matriz de entrada;
 C – matriz de saída;
 D – matriz de ação avante.

Como mostrado na Fig. (4.1), a topologia da pesquisa apresenta dois interruptores (S_1 e S_2) que alterna o circuito entre duas configurações. Dessa forma, é necessário analisar cada circuito de modo distinto, escrever suas equações características e determinar as matrizes de sistema (A) e de entrada (B) para cada condição (fechada ou aberta) dos interruptores.

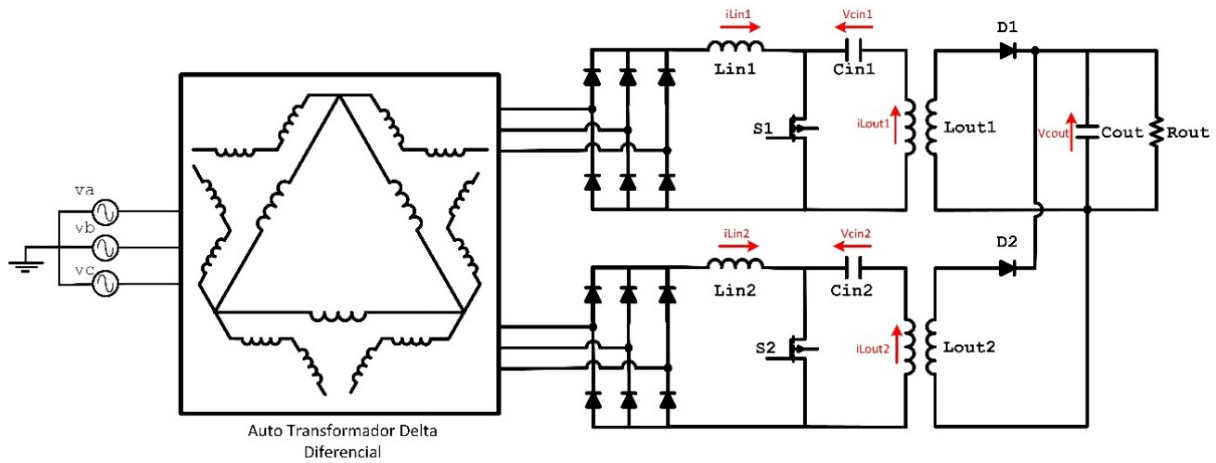


Figura 4.1 – Circuito de Potência da Estrutura.

Fonte: Elaborado pelo autor.

O circuito modelado do retificador de 12 pulsos com conversores SEPIC é mostrado na Fig. (4.1), onde são destacadas as variáveis de estado definidas para cada configuração do circuito. A Fig. (4.2) ilustra uma simplificação do circuito apresentado na Fig. (4.1), onde foram retirados os diodos dos retificadores trifásicos e representados por uma fonte de tensão ($|V_{in}|$), o que simplifica a análise para a obtenção das funções de transferência.

4.2.1 Circuito Equivalente para Interruptor Fechado

O circuito resultante quando o interruptor estiver na condição fechada é mostrado na Fig. (4.3).

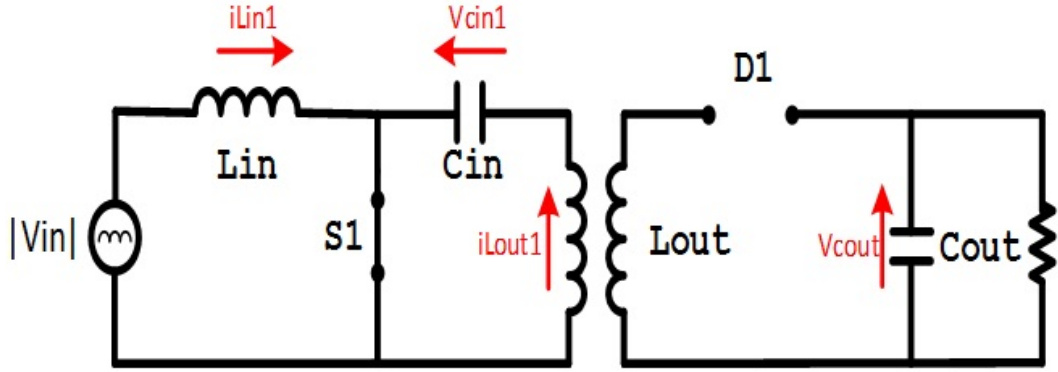


Figura 4.3 – Circuito Equivalente com o Interruptor S_1 Fechado.

Fonte: Elaborado pelo autor.

As Eq. (4.5) a (4.9) representam o circuito para esta condição do interruptor S_1 .

$$\frac{di_{L_1}(t)}{dt} = |V_{in}(t)| * \frac{1}{L_{in}} \quad (4.5)$$

$$\frac{di_{L_{out}}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{out}} * v_{cin}(t) \quad (4.6)$$

$$L_3 * \left(\frac{di_{L_3}}{dt} \right) = V_{c_1} \quad (4.7)$$

$$\frac{dv_{c_{in}}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_{in}} * i_{L_{out}} \quad (4.8)$$

$$\frac{dv_{c_{out}}}{dt} = -\frac{1}{R_{out} * C_{out}} + \frac{1}{C_{out}} * i_{L_{out}} \quad (4.9)$$

Substituindo as Eq. (4.5) a (4.9) na forma da Eq. (4.1) obtêm-se a matriz de sistema A_1 e a matriz de entrada B_1 para o interruptor S_1 na condição fechada.

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{out}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{in}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_{out} * C_{out}} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

4.2.2 Circuito Equivalente para Interruptor Aberto

O circuito equivalente na condição do interruptor S_1 aberta é ilustrado na Fig. (4.4).

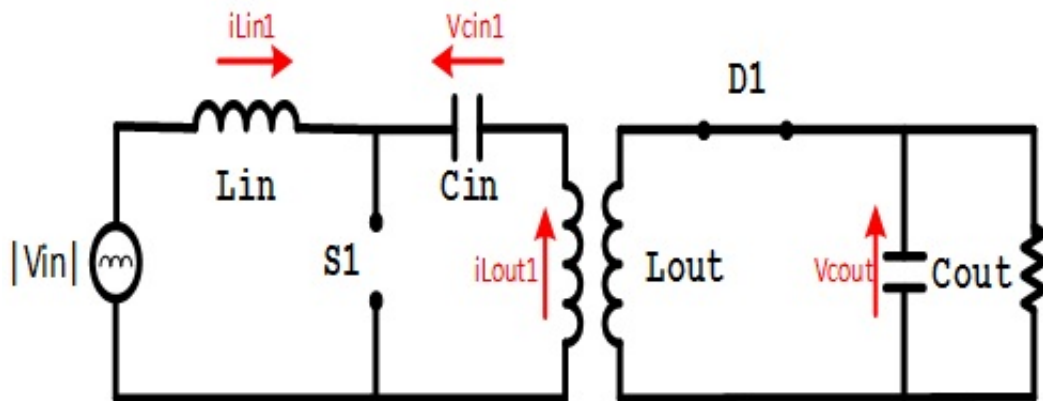


Figura 4.4 – Circuito Equivalente com o Interruptor S_1 Aberto.

As Eq. (4.12) a Eq. (4.15) são características para o circuito com o interruptor

aberto.

$$\frac{di_{L_1}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_{out}} * v_{out}(t) - \frac{1}{L_{out}} * v_{C_{in}}(t) + \frac{1}{L_{in}} * |V_{in}(t)| \quad (4.12)$$

$$\frac{di_{L_{out}}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{out}} * v_{C_{in}}(t) \quad (4.13)$$

$$\frac{dv_{C_{in}}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_{in}} * i_{L_{out}} \quad (4.14)$$

$$\frac{dv_{C_{out}}}{dt} = -\frac{1}{R_{out} * C_{out}} + \frac{1}{C_{out}} * i_{L_{out}} \quad (4.15)$$

Novamente, isolando o vetor de derivada das variáveis de estados obtêm-se as matrizes A_2 e B_2 para o interruptor S_1 na condição aberta.

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_{in}} & -\frac{1}{L_{in}} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{out}} \\ \frac{1}{C_{in}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{out}} & \frac{1}{C_{out}} & 0 & -\frac{1}{R_{out} * C_{out}} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Uma vez determinada as matrizes de sistema e entrada para cada condição do interruptor S_1 , obtém-se as matrizes médias do sistema A_{med} e de entrada B_{med} :

$$A_{med} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{out}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{in}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_{out} * C_{out}} \end{bmatrix} * D + \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_{in}} & -\frac{1}{L_{in}} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{out}} \\ \frac{1}{C_{in}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{out}} & \frac{1}{C_{out}} & 0 & -\frac{1}{R_{out} * C_{out}} \end{bmatrix} * (1-D) \quad (4.18)$$

$$A_{med} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D-1}{L_{in}} & \frac{D-1}{L_{in}} \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_{out}} & \frac{D-1}{L_{out}} \\ \frac{1-D}{C_{in}} & \frac{-D}{C_{in}} & 0 & 0 \\ \frac{1-D}{C_{out}} & \frac{1-D}{C_{out}} & 0 & -\frac{1}{R_{out} * C_{out}} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$B_{med} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} * D + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} * (D-1)$$

$$B_{med} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$U = |V_{in}| \quad (4.21)$$

Logo em seguida lineariza-se o sistema de equações de espaço de estados ao redor de um ponto de operação, analisando-as em regime permanente. Assim, obtêm-se os valores médios das variáveis de estados zerando a derivada da matriz de estado.

$$\frac{dx(t)}{dt} = A * x(t) + B * u(t) \quad (4.22)$$

$$0 = A_{med} * X + B_{med} * U \quad (4.23)$$

$$X = -A_{med}^{-1} * B_{med} * U \quad (4.24)$$

Substituindo (4.19), (4.20) e (4.21) na equação (4.24), tem-se:

$$X_{med} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D-1}{L_{in}} & \frac{D-1}{L_{in}} \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_{out}} & \frac{D-1}{L_{out}} \\ \frac{1-D}{C_{in}} & \frac{-D}{C_{in}} & 0 & 0 \\ \frac{1-D}{C_{in}} & \frac{1-D}{C_{out}} & 0 & -\frac{1}{R_{out} * C_{out}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} * [V_{in}] \quad (4.25)$$

$$X_{med} = \begin{bmatrix} \frac{D^2 * V_{in}}{R_{out} * (D-1)^2} \\ -\frac{D * V_{in}}{R_{out} * (D-1)} \\ V_{in} \\ \frac{D * V_{in}}{R_{out} * (D-1)} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

Após serem determinados as equações generalizadas das variáveis de estado do conversor SEPIC, determina-se o modelo de pequenos sinais, perturbando as variáveis de estado no ponto de operação da estrutura. Considera-se que o valor total das variáveis de estado é constituído pelo seu valor médio e pelas pequenas perturbações realizadas ao redor do ponto de operação. Na estratégia de controle adotada, são necessárias as equações que descrevem as perturbações em relação à razão cíclica.

$$\begin{aligned}x(t) &= X + \hat{x}(t) \\u(t) &= U + \hat{u}(t) \\d(t) &= D + \hat{d}(t) \\d'(t) &= 1 - d(t) = D' - \hat{d}(t)\end{aligned}\tag{4.27}$$

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_{med} * X + B_{med} * U\tag{4.28}$$

$$\frac{dx(t)}{dt} = [A_1 * d(t) + A_2 * d'(t)] * x(t) + [B_1 * d(t) + B_2 * d'(t)] * u(t)\tag{4.29}$$

Substituindo (4.27) na equação (4.29) e, desenvolvendo a mesma, tem-se:

$$\frac{d(X + \hat{x})}{dt} = \{A_1 * [D + \hat{d}(t)] + A_2 * [D' - \hat{d}(t)]\} * [X + \hat{x}(t)] + \{B_1 * [D + \hat{d}(t)] + B_2 * [D' - \hat{d}(t)]\} * [U + \hat{u}(t)]\tag{4.30}$$

$$\begin{aligned}\frac{d(X + \hat{x})}{dt} &= \{A_1 * [D + \hat{d}(t)] + A_2 * [D' - \hat{d}(t)]\} * X + \{A_1 * [D + \hat{d}(t)] + A_2 * [D' - \hat{d}(t)]\} * \hat{x}(t) + \\&\{B_1 * [D + \hat{d}(t)] + B_2 * [D' - \hat{d}(t)]\} * U + \{B_1 * [D + \hat{d}(t)] + B_2 * [D' - \hat{d}(t)]\} * \hat{u}(t)\end{aligned}\tag{4.31}$$

Como a multiplicação de duas perturbações ($\hat{d}(t) * \hat{x}(t)$ ou $\hat{d}(t) * \hat{u}(t)$) gera um valor muito pequeno, os 4º e 8º termos da equação (4.31) podem ser desconsiderados. Logo a equação (4.31) pode ser representada por (4.32).

$$\begin{aligned} \frac{d(X + \hat{x})}{dt} = & [A_1 * D + A_2 * D'] * X + [A_1 * \hat{d}(t) + A_2 * \hat{d}(t)] * X + [A_1 * D + A_2 * D'] * \hat{x}(t) + [A_1 * \hat{d}(t) + \\ & A_2 * \hat{d}(t)] * \hat{x}(t) + [B_1 * D + B_2 * D'] * U + [B_1 * \hat{d}(t) + B_2 * \hat{d}(t)] * U + [B_1 * D + B_2 * D'] * \hat{u}(t) + [B_1 * \hat{d}(t) + \\ & B_2 * \hat{d}(t)] * \hat{u}(t) \quad (4.32) \end{aligned}$$

Separando os termos CC na equação (4.32), tem-se que:

$$\frac{dX}{dt} = A_{med} * X + B_{med} * U \quad (4.33)$$

Os termos CA de primeira ordem da equação 4.32 são obtidos eliminando os termos CC. Logo, tem-se que:

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = \frac{d[X + \hat{x}(t)]}{dt} - \frac{dX}{dt} \quad (4.34)$$

Os termos CC da equação são zerados uma vez que a derivada do valor X no ponto de operação é zero (termo constante). Logo, substituindo (4.32) e (4.33) na equação (4.34), tem-se que:

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{x}(t)}{dt} = & A_{med} * X + [A_1 - A_2] \hat{d}(t) + A_{med} * \hat{x}(t) + B_{med} * U + [B_1 - B_2] \hat{d}(t) * U + B_{med} * \hat{u}(t) - \\ & [A_{med} * X + B_{med} * U] \quad (4.35) \end{aligned}$$

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = [A_1 - A_2] \hat{d}(t) * X + A_{med} * \hat{x}(t) + [B_1 - B_2] \hat{d}(t) * U + B_{med} * \hat{u}(t) \quad (4.36)$$

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A_{med} * \hat{x}(t) + B_{med} * \hat{u}(t) + \{[A_1 - A_2] * X + [B_1 - B_2] * U\} * \hat{d}(t) \quad (4.37)$$

Sendo que:

$$B_d = [A_1 - A_2] * X + [B_1 - B_2] * U \quad (4.38)$$

Substituindo (4.21), (4.10 e 4.11), (4.16 e 4.17) e (4.26) na equação (4.38) e desenvolvendo a mesma, tem-se que:

$$B_d = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_{in}} & \frac{1}{L_{in}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{in}} & \frac{1}{L_{in}} \\ \frac{1}{L_{in}} & \frac{1}{L_{in}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{out}} & \frac{1}{C_{out}} & 0 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \frac{D^2 * V_{in}}{R_{out} * (D-1)^2} \\ -\frac{D * V_{in}}{R_{out} * (D-1)} \\ V_{in} \\ \frac{D * V_{in}}{R_{out} * (D-1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} * [V_{in}] \quad (4.39)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L_{in}} - \frac{D * V_{in}}{L_{in} * (D-1)} \\ \frac{V_{in}}{L_{out}} - \frac{D * V_{in}}{L_{out} * (D-1)} \\ \frac{D * V_{in}}{C_{in} * R_{out} * (D-1)} - \frac{D^2 * V_{in}}{C_{in} * R_{out} * (D-1)^2} \\ \frac{D * V_{in}}{C_{out} * R_{out} * (D-1)} - \frac{D^2 * V_{in}}{C_{out} * R_{out} * (D-1)^2} \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

Simplificando a equação (4.40) temos que:

$$B_d = \begin{bmatrix} -\frac{V_{in}}{L_{in} * (D-1)} \\ -\frac{V_{in}}{L_{out} * (D-1)} \\ -\frac{D * V_{in}}{C_{in} * R_{out} * (D-1)^2} \\ -\frac{D * V_{in}}{C_{out} * R_{out} * (D-1)^2} \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (4.37), resulta em:

$$\hat{X}(s) = (s * I - A_{med})^{-1} * [B_{med} * \hat{U}(s) + B_d * \hat{D}(s)] \quad (4.42)$$

Por fim, aplicou-se o princípio da superposição em (4.42) para obter as funções de transferências. Considerando a perturbação na razão cíclica nula ($\hat{D}(s) = 0$), calculam-se as funções de transferências das variáveis de estado em relação à matriz de entrada. Logo:

$$\hat{X}(s) = (s * I - A_{med})^{-1} * B_{med} * \hat{U}(s) \quad (4.43)$$

$$\hat{G}_{xu}(s) = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{U}(s)} = (s * I - A_{med})^{-1} * B_{med} \quad (4.44)$$

$$\hat{G}_{xu}(s) = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{U}(s)} = \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D-1}{L_{in}} & \frac{D-1}{L_{in}} \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_{out}} & \frac{D-1}{L_{out}} \\ \frac{1-D}{C_{in}} & -\frac{D}{C_{in}} & 0 & 0 \\ \frac{1-D}{C_{out}} & -\frac{D}{C_{out}} & 0 & -\frac{1}{R_{out} * C_{out}} \end{bmatrix} \right\}^{-1} * \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

$$\hat{G}_{xu}(s) = \begin{bmatrix} Gi_{L_{in}V_{in}} \\ Gi_{L_{out}V_{in}} \\ Gv_{C_{in}V_{in}} \\ Gv_{C_{out}V_{in}} \end{bmatrix} = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{U}(s)} = \begin{bmatrix} \frac{a_{01} + a_{11} * s + a_{21} * s^2 + a_{31} * s^3}{b_0 + b_1 * s + b_2 * s^2 + b_3 * s^3 + b_4 * s^4} \\ -\frac{a_{02} + a_{12} * s}{b_0 + b_1 * s + b_2 * s^2 + b_3 * s^3 + b_4 * s^4} \\ \frac{a_{03} + a_{13} * s + a_{23} * s^2}{b_0 + b_1 * s + b_2 * s^2 + b_3 * s^3 + b_4 * s^4} \\ \frac{a_{04} + a_{24} * s^2}{b_0 + b_1 * s + b_2 * s^2 + b_3 * s^3 + b_4 * s^4} \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

Onde as constantes são:

$$a_{01} = D^2$$

$$\begin{aligned}
a_{11} &= C_{in} * R_{out} + C_{in} * D^2 * R_{out} + C_{out} * D * R_{out} - 2 * C_{in} * D^2 * R_{out} \\
a_{21} &= C_{in} * L_{out} \\
a_{31} &= C_{in} * C_{out} * L_{out} * R_{out} \\
a_{02} &= D^2 - D \\
a_{12} &= C_{in} * R_{out} - 2 * C_{in} * D * R_{out} - C_{out} * D * R_{out} + C_{in} * D^2 * R_{out} + C_{out} * D^2 * R_{out} \\
a_{03} &= R_{out} * D^2 - 2 * R_{out} * D + R_{out} \\
a_{13} &= -L_{out} * D + L_{out} \\
a_{23} &= C_{out} * L_{out} * R_{out} - C_{out} * L_{out} * R_{out} * D \\
a_{04} &= R_{out} * D - R_{out} * D^2 \\
a_{24} &= C_{in} * L_{out} * R_{out} - C_{in} * L_{out} * R_{out} * D \\
b_0 &= R_{out} * (1 - 2 * D + D^2) \\
b_1 &= L_{out} + D^2 * L_{in} + D^2 * L_{out} - 2 * D * L_{out} \\
b_2 &= C_{in} * L_{in} * R_{out} + C_{in} * L_{out} * R_{out} + C_{out} * L_{out} * R_{out} + C_{in} * D^2 * L_{in} * R_{out} + \\
&C_{in} * D^2 * L_{out} * R_{out} + C_{out} * D^2 * L_{in} * R_{out} + C_{out} * D^2 * L_{out} * R_{out} - 2 * C_{in} * D * L_{in} * \\
&R_{out} - 2 * C_{in} * D * L_{out} * R_{out} - 2 * C_{out} * D * L_{out} * R_{out} \\
b_3 &= C_{in} * L_{in} * L_{out} \\
b_4 &= C_{in} * C_{out} * L_{in} * L_{out} * R_{out}
\end{aligned}$$

Em (4.46), a primeira linha e primeira coluna, representa a função de transferência da corrente no indutor de entrada em relação à tensão de entrada ($Gi_{L_{in}V_{in}}$). A função encontrada na segunda linha, representa a função de transferência do indutor de saída em relação à tensão de entrada ($Gi_{L_{out}V_{in}}$). Na terceira linha, a função encontrada é a tensão do capacitor de entrada em relação à tensão de entrada. Na última linha a função da tensão do capacitor de saída em relação à tensão de entrada é encontrada.

A estratégia de controle adotada tem o objetivo de regular a tensão de saída através da variação de carga e controlar o processamento de cada conversor SEPIC através da imposição das correntes de entrada.

A função de transferência da planta utilizada para o controle da malha de tensão através da variação da carga (G_{voil}) é obtida através da divisão entre as funções da quarta e primeira linha da equação.

$$G_{voil} = \frac{Gi_{L_{out}V_{in}}}{Gi_{L_{in}V_{in}}} \quad (4.47)$$

$$G_{voil} = \frac{s^2 * (C_{in} * L_{out} * R_{out} - C_{in} * D * L_{out} * R_{out}) + D * R_{out} - D^2 * R_{out}}{D^2 - s * a' + s^2 * b' + s^3 * c'} \quad (4.48)$$

Onde:

$$a' = C_{in} * R_{out} + C_{in} * D^2 * R_{out} - 2 * C_{in} * D * R_{out}$$

$$b' = C_{in} * L_{out}$$

$$c' = C_{in} * C_{out} * L_{out} * R_{out}$$

Para o controle da malha de corrente, é necessário a função de transferência G_{ilind} que representa o controle das correntes de entrada em relação a perturbação da razão cíclica da planta. Aplica-se novamente o princípio da superposição em (4.42) são obtidas as funções de transferência das variáveis de estado em relação à perturbações da razão cíclica. Considera-se a perturbação em relação a tensão de entrada nula ($\hat{U}(s)$), calculam-se as funções de transferências das variáveis de estado em relação à razão cíclica. Logo:

$$\hat{X}(s) = (s * I - A_{med})^{-1} * B_d * \hat{D}(s) \quad (4.49)$$

$$\hat{G}_{xd} = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{D}(s)} = (s * I - A_{med})^{-1} * B_d \quad (4.50)$$

$$\hat{G}_{xd}(s) = \left\{ s * \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D-1}{L_{in}} & \frac{D-1}{L_{in}} \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_{out}} & \frac{D-1}{L_{out}} \\ \frac{1-D}{C_{in}} & -\frac{D}{C_{in}} & 0 & 0 \\ \frac{1-D}{C_{out}} & -\frac{D}{C_{out}} & 0 & -\frac{1}{R_{out} * C_{out}} \end{bmatrix} \right\}^{-1} * \begin{bmatrix} -\frac{V_{in}}{L_{in} * (D-1)} \\ -\frac{V_{in}}{L_{out} * (D-1)} \\ -\frac{D * V_{in}}{C_{in} * R_{out} * (D-1)^2} \\ -\frac{D * V_{in}}{C_{out} * R_{out} * (D-1)^2} \end{bmatrix} \quad (4.51)$$

$$\hat{G}_{xd}(s) = \begin{bmatrix} G_{iLind} \\ G_{iLoutd} \\ G_{vCind} \\ G_{vCoutd} \end{bmatrix} = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{D}(s)} = \begin{bmatrix} \frac{c_{01} + c_{11} * s + c_{21} * s^2 + c_{31} * s^3}{b_0 + b_1 * s + b_2 * s^2 + b_3 * s^3 + b_4 * s^4} \\ -\frac{c_{02} + c_{12} * s + c_{22} * s^2 + c_{32} * s^3}{b_0 + b_1 * s + b_2 * s^2 + b_3 * s^3 + b_4 * s^4} \\ \frac{c_{03} + c_{13} * s + c_{23} * s^2 + c_{33} * s^3}{b_0 + b_1 * s + b_2 * s^2 + b_3 * s^3 + b_4 * s^4} \\ \frac{c_{04} + c_{14} * s + c_{24} * s^2 + c_{34} * s^3}{b_0 + b_1 * s + b_2 * s^2 + b_3 * s^3 + b_4 * s^4} \end{bmatrix} \quad (4.52)$$

Onde as constantes são:

$$\begin{aligned}
c_{01} &= -\frac{2 * D * V_{in}}{D - 1} \\
c_{11} &= \frac{D * L_{out} * V_{in}}{R - D * R} \\
c_{21} &= \frac{A + B + C_{out} * L_{out} * D * R_{out} * V_{in} + C_{out} * D * V_{in} * R_{out}^2}{R - D * R}
\end{aligned}$$

Sabendo que:

$$A = C_{in} * L_{out} * R_{out} * V_{in}$$

$$B = C_{in} * L_{out} * D * R_{out} * V_{in}$$

$$\begin{aligned}
c_{31} &= \frac{C_{in} * C_{out} * L_{out} * R_{out} * V_{in}}{D - 1} \\
c_{02} &= V_{in} * R_{out} - 2 * V_{in} * D * R_{out} + D^2 * V_{in} * R_{out} \\
c_{12} &= -V_{in} * D^2 * L_{in} + V_{in} * C_{out} * R_{out}^2 + V_{in} * C_{out} * D^2 * R_{out}^2 - 2 * V_{in} * C_{out} * D * R_{out}^2 \\
c_{22} &= V_{in} * C_{in} * L_{in} * R_{out}^2 - V_{in} * C_{in} * D^2 * L_{in} * R_{out} - V_{in} * C_{out} * D^2 * L_{in} * R_{out} \\
c_{32} &= V_{in} * C_{in} * C_{out} * L_{in} * R_{out}^2 - V_{in} * C_{in} * C_{out} * D * L_{in} * R_{out}^2 \\
c_{13} &= V_{in} * R_{out} * L_{out} + 2 * D^2 * V_{in} * L_{in} * R_{out} + D^2 * V_{in} * L_{out} * R_{out} - 2 * D * V_{in} * L_{in} * R_{out} - 2 * D * V_{in} * L_{out} * R_{out} \\
c_{23} &= V_{in} * C_{in} * L_{in} * R_{out}^2 - V_{in} * C_{in} * D^2 * L_{in} * R_{out} - V_{in} * C_{out} * D^2 * L_{in} * R_{out} \\
c_{33} &= -C_{out} * D * L_{in} * L_{out} * R_{out} * V_{in} \\
c_{04} &= V_{in} * R_{out} - 2 * V_{in} * D * + D^2 * V_{in} * R_{out} \\
c_{14} &= -V_{in} * D^2 * L_{in} \\
c_{24} &= V_{in} * C_{in} * L_{in} * R_{out} + V_{in} * C_{in} * L_{out} * R_{out} - 2 * V_{in} * C_{in} * D * L_{in} * R_{out} - 2 * V_{in} * C_{in} * D * L_{out} * R_{out} + V_{in} * C_{in} * D^2 * L_{in} * R_{out} + V_{in} * C_{in} * D^2 * L_{out} * R_{out} \\
c_{34} &= -V_{in} * C_{in} * D * L_{in} * L_{out}^2 \\
b_0 &= R_{out} * (1 - 2 * D + D^2) \\
b_1 &= L_{out} + D^2 * L_{in} + D^2 * L_{out} - 2 * D * L_{out} \\
b_2 &= C_{in} * L_{in} * R_{out} + C_{in} * L_{out} * R_{out} + C_{out} * L_{out} * R_{out} + C_{in} * D^2 * L_{in} * R_{out} + C_{in} * D^2 * L_{out} * R_{out} + C_{out} * D^2 * L_{in} * R_{out} + C_{out} * D^2 * L_{out} * R_{out} - 2 * C_{in} * D * L_{in} * R_{out} - 2 * C_{in} * D * L_{out} * R_{out} - 2 * C_{out} * D * L_{out} * R_{out} \\
b_3 &= C_{in} * L_{in} * L_{out} \\
b_4 &= C_{in} * C_{out} * L_{in} * L_{out} * R_{out}
\end{aligned}$$

Onde o primeiro termo da matriz representa a função de transferência utilizada na malha de corrente.

4.3 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado a modelagem matemática do conversor SEPIC.

Existem detalhes da metodologia aplicada para a determinação das matrizes, através da modelagem por espaço de estados médios, encontrando as funções de transferência utilizadas para a determinação dos parâmetros dos compensadores empregados nos controles por PWM e histerese constante.

5 Resultados de Simulação e Experimentais

5.1 Introdução

O presente capítulo apresenta as estratégias de controle da estrutura. Sendo assim, os controles propostos têm a função de regular a tensão de saída em decorrência da variação de carga e controlar o processamento de potência em cada conversor SEPIC a fim de que cada módulo opere com 50% da potência de saída da estrutura. Dessa forma, isso contribui na melhoria da distorção harmônica das correntes de entrada, uma vez que o desequilíbrio entre as correntes de cada conversor proporciona a permanência de determinados harmônicos normalmente cancelados em uma estrutura de 12 pulsos [7] [10].

Para satisfazer as condições do trabalho, implementamos duas estratégias de controle: por histerese constante, controlando a tensão de saída e por correntes de entrada do conversor e por PWM, em que há o emprego de duas malhas de controle.

Para realizar os projetos dos compensadores utilizados na presente pesquisa, primeiramente é necessário, tal como visto no capítulo anterior, modelar o conversor para obter as características dinâmicas e, assim, encontrar a função de transferência que emula essas repostas. Assim, por meio da ferramenta *Sisotool* do software *Matlab*® é possível determinar a melhor posição das constantes dos compensadores, fazendo com que o controle sempre opere na estabilidade com uma resposta satisfatória. Posteriormente, foi implementado os códigos (Anexos A e B) para os sistemas propostos.

Para a implementação da estratégia de controle adotada, utilizamos o controle digital baseado em DSP. Sendo assim, a partir desse microcontrolador, é possível gerar saídas PWM e controlar as chaves dos conversores.

5.2 Controle por PWM

A técnica de controle por PWM aplicada no projeto, envolve o uso de duas malhas de controle: por tensão e por corrente [31]. O diagrama de blocos do controle proposto é mostrado na figura (5.1):

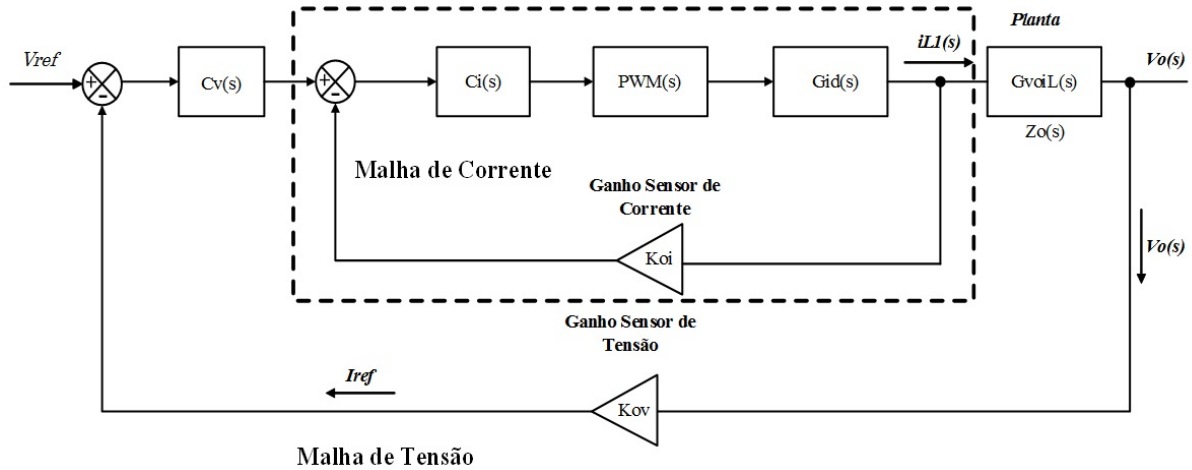


Figura 5.1 – Diagrama de Blocos do Controle por PWM.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Onde:

$C_i(s)$: Função de transferência do compensador de corrente;

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

K_{oi} : Função de transferência do ganho de corrente;

K_{ov} : Função de transferência do ganho de tensão;

$PWM(s)$: Função de transferência do modulador por PWM;

G_{voiL} : Função de transferência que simula a resposta dinâmica da malha de corrente;

G_{id} : Função de transferência que representa o sistema completo, caracterizado pela impedância de saída.

A estratégia de controle por PWM opera da seguinte maneira, como vimos na figura (5.1): o sinal da tensão de saída é comparado com um sinal fixo de referência. Na medida em que há um valor positivo ou negativo desse sinal de erro, o controlador PI adotado trabalha no sentido de corrigir no regime permanente essas variações, regulando a tensão de saída por meio de um sinal de referencia para a malha de corrente, que, por sua vez, realiza o mesmo processo alterando a razão cíclica.

Para uma operação estável, as malhas de controle de tensão e corrente devem ser compensadas. Dessa forma, utilizando as funções de transferências obtidas no capítulo 4 para G_{voiL} e G_{id} , é possível projetar os compensadores a fim de obter uma resposta dinâmica estável com baixo tempo de assentamento e *overshoot* abaixo de 10% da tensão média do barramento. A partir dessas funções, são definidos os valores das variáveis, como visto na tabela (5.1).

Tabela 5.1 – Especificações do Protótipo

Parâmetros de Projeto
Tensões de Saída, $V_o = 315V$
Potência de Saída, $P_o = 500W$
Tensão de Entrada, $V_{in} = 311V$
Frequência de chaveamento, $f_s = 50kHz$
Indutor de Entrada $L_1 = 10mH$
Transformador de Saída $L_2 = 1mH$
Capacitor de Entrada, $C_1 = 4,4\mu F$
Capacitor de saída, $C_o = 470\mu F$
Resistor, $R_o = 100\Omega$

Fonte: Dados do autor.

5.2.1 Projeto dos Controladores

Para o projeto dos compensadores é de fundamental importância que utilizemos as funções de transferência encontradas no capítulo 4. Sendo assim, devemos analisar o diagrama de blocos da malha de corrente da figura (5.1), o qual será obtido o lugar das raízes e a resposta em degrau do controle por meio do software *sisotool* do *Matlab*®.

Analisando a figura (5.2), percebemos que a operação em malha aberta oferece uma resposta estável. Porém, a resposta em degrau da planta tem comportamento subamortecido, apresentando severas oscilações em regime transitório, como mostra a figura (5.3).

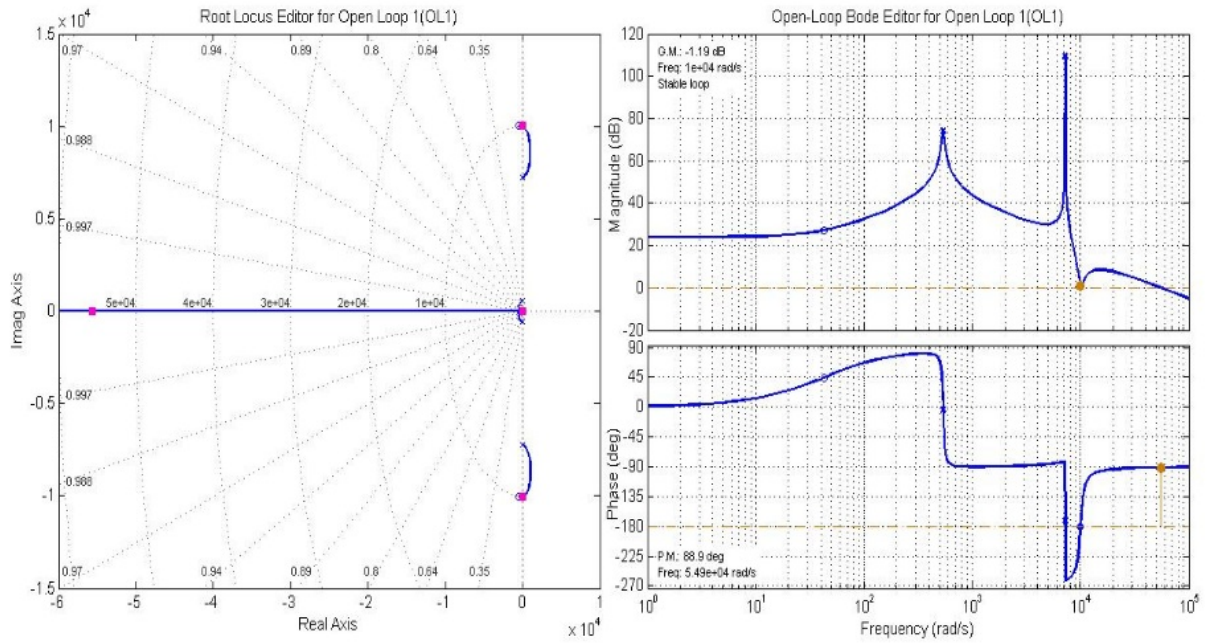


Figura 5.2 – Lugar das Raízes e Diagrama de Bode em Malha Aberta da Função $G_{id}(s)$ do Conversor SEPIC.

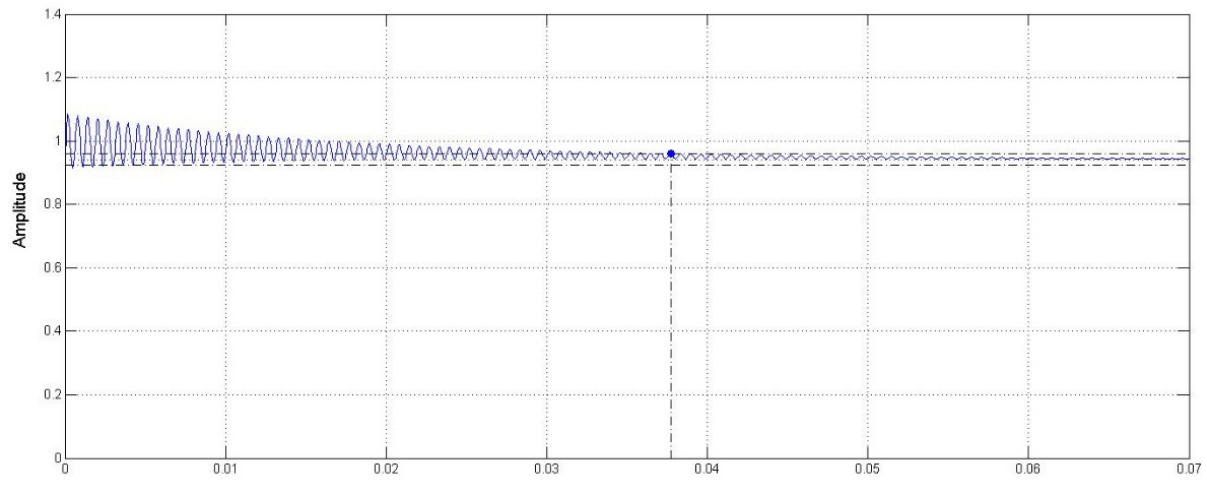


Figura 5.3 – Resposta em Degrau da Planta em Malha Aberta.

O compensador de corrente, quando devidamente projetado, consegue melhorar o comportamento dinâmico do controle baseando-se em alguns critérios de estabilidade [32], [33], [34], [30]. Assim, este pode chegar a valores precisos em relação às constantes do controlador.

Alguns dos critérios para se definir a estabilidade de um sistema, é considerar que a margem de fase deve estar entre 0° e 180° , com um tempo de assentamento satisfatório

sem uma oscilação acentuada durante o transitório. Ainda, a margem de fase deve situar-se entre 45° e 76° .

Outro fator é considerar que a malha corrente seja de, pelo menos, 10 vezes mais rápida que a malha externa de tensão. [35]

Com o objetivo de se melhorar a resposta da malha de controle de corrente, inserimos o controlador PI de primeira ordem e adicionamos ao sistema um integrador e um zero na função como observado pela equação (5.1) e figura (5.4).

$$C_i(s) = 0,15 * \frac{(1 + 0,03 * s)}{0,03 * s} \quad (5.1)$$

Dessa forma, podemos ver os resultados nas figuras (5.4 e 5.5), onde obtemos uma resposta estável com o sistema trabalhando com uma margem de fase de $89,8^\circ$. Esse valor supera os critérios de estabilidade anteriormente vistos. Todavia, trata-se de uma condição satisfatória, tendo em vista que o tempo de assentamento foi diminuído a partir do ajuste dessa variável.

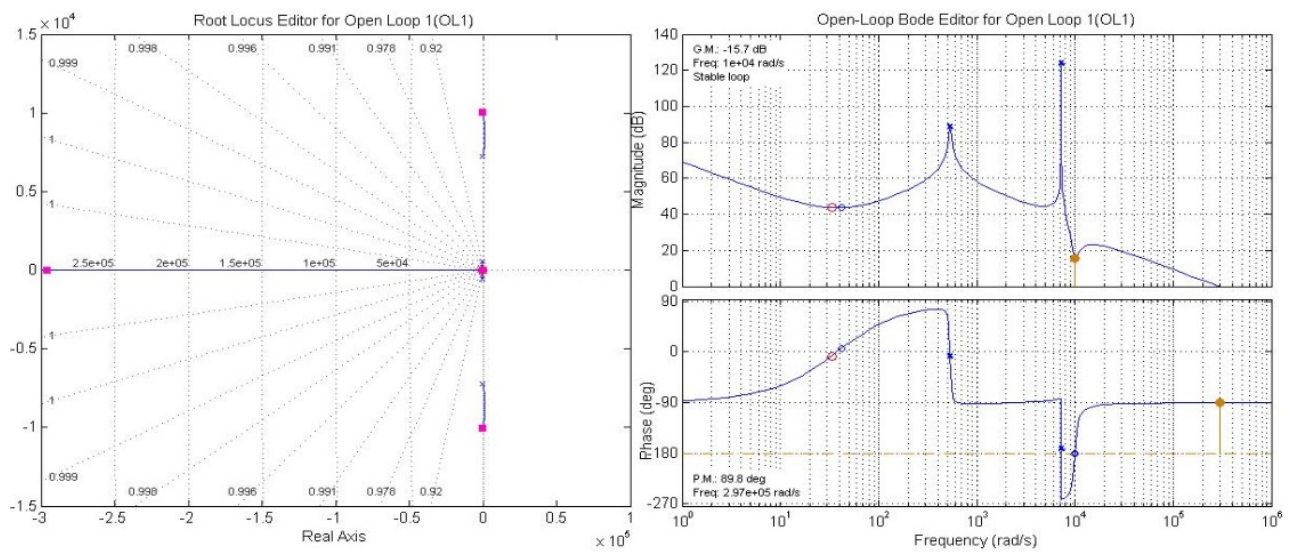


Figura 5.4 – Lugar das Raízes e Diagrama de Bode em Malha Fechada da Função $G_{id}(s)$ do Conversor SEPIC.

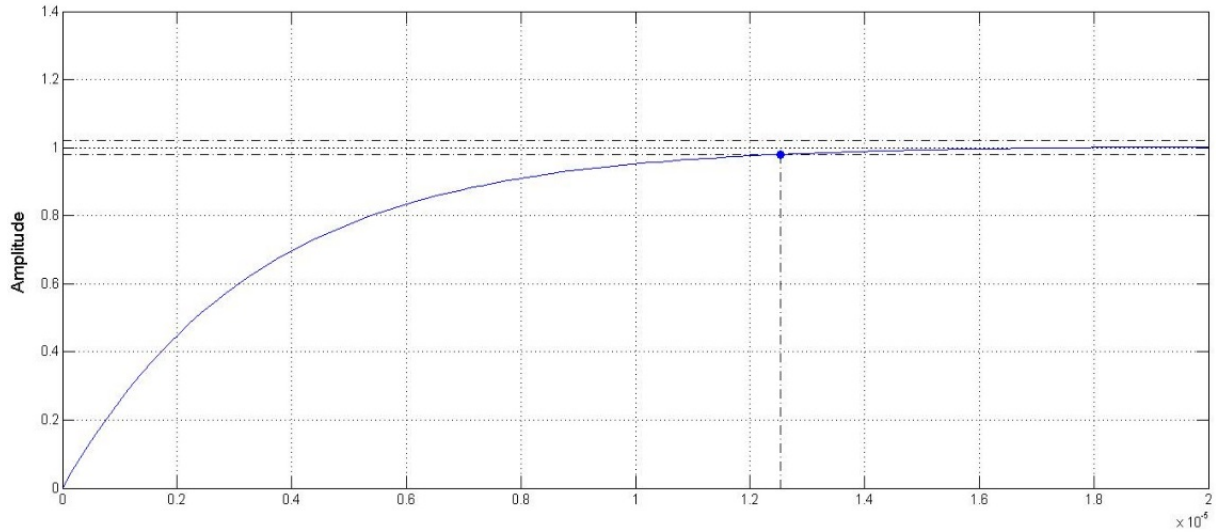


Figura 5.5 – Resposta em Degrau da Função de Transferência $G_{id}(s)$.

O sistema produziu uma resposta superamortecida com um tempo de assentamento de $12\mu s$, com um *overshoot* desprezível. O compensador utilizado para controlar a malha externa de tensão é visto em (5.2).

$$C_v(s) = 0,03 * \frac{(1 + 0,03 * s)}{0,03 * s} \quad (5.2)$$

Nas figuras (5.6 e 5.7), com a adição do compensador PI para a malha de tensão, podemos verificar que o sistema opera de maneira estável, com uma margem de fase de $67,7^\circ$, dentro do limite estabelecido e com um tempo de assentamento de $350ms$, o que é algo satisfatório, uma vez que o controlador de tensão deve ser mais lento que a malha de corrente. Assim, o *overshoot* foi de $1,04$ comprovando a boa operação no regime transitório.

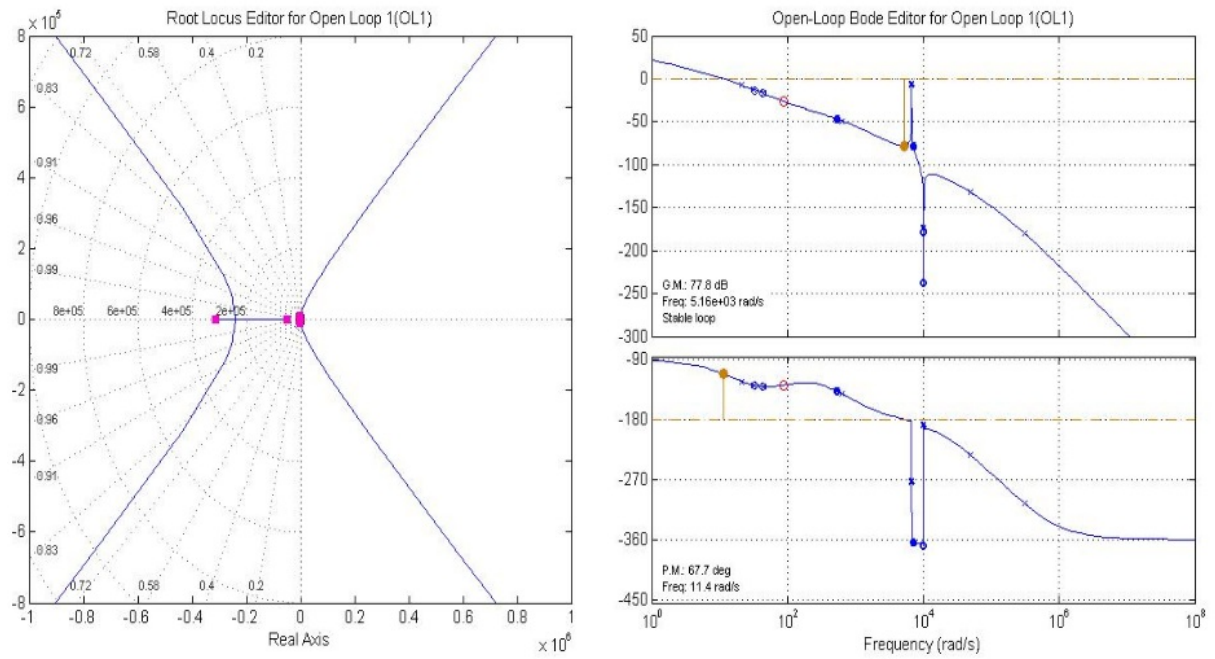


Figura 5.6 – Lugar das Raízes e Diagrama de Bode em Malha Fechada da Função $G_{vi}(s)$ do Conversor SEPIC.

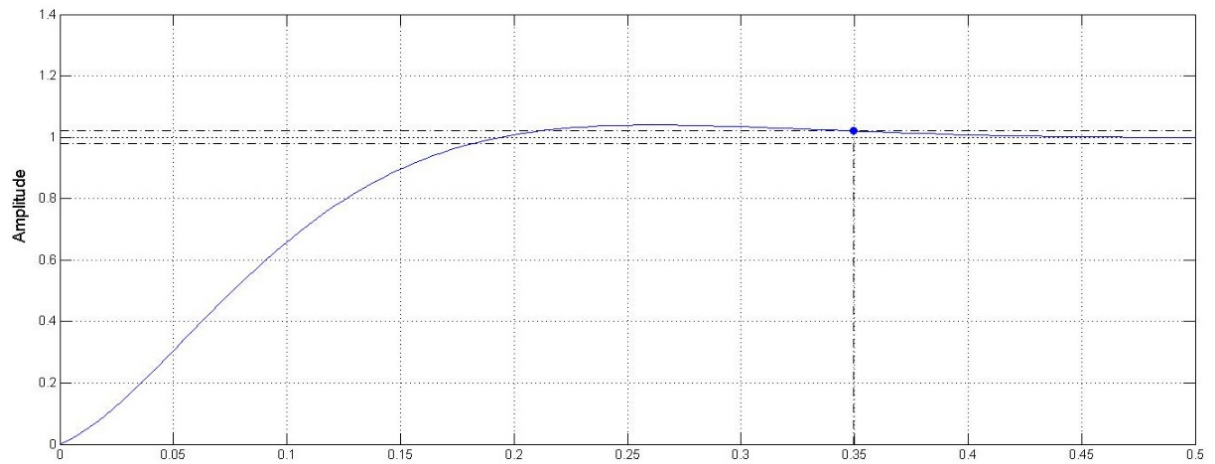


Figura 5.7 – Resposta em Degrau da Planta em Malha Fechada.

5.3 Controle por Histerese Constante

A técnica de controle por histerese constante também aplicada no projeto, envolve o uso de uma malha de controle por tensão e a modulação caracterizada por histerese [31]. Dessa forma, o diagrama de blocos do controle proposto é mostrado na figura (5.8).

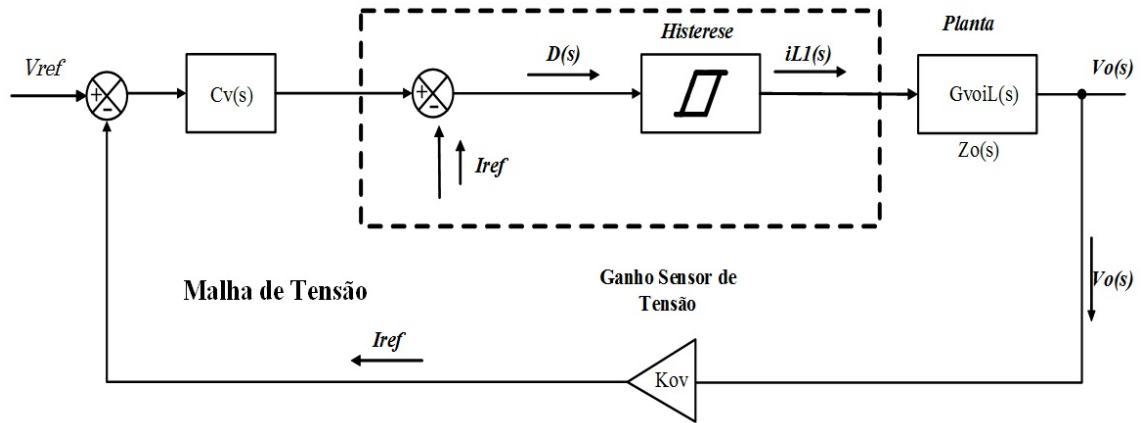


Figura 5.8 – Diagrama de Blocos do Controle por Histerese.

Onde:

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

K_{ov} : Função de transferência do ganho de tensão;

G_{voiL} : Função de transferência que representa o sistema completo, caracterizado pela impedância de saída;

Histerese: Bloco de comparação por histerese.

O controlador proposto foi inserido com o objetivo de regular a tensão de saída. Para isso, projetamos um compensador com um filtro passa baixa como forma de atenuar as ondulações em 360 Hz provenientes da tensão de saída e obter na modulação por histerese uma imposição na entrada do conversor e, logo, uma forma de onda estritamente DC.

$$C_v(s) = 0,05 * \frac{0,03 * s + 1}{0,03 * s * (s * 0,00044 + 1)} \quad (5.3)$$

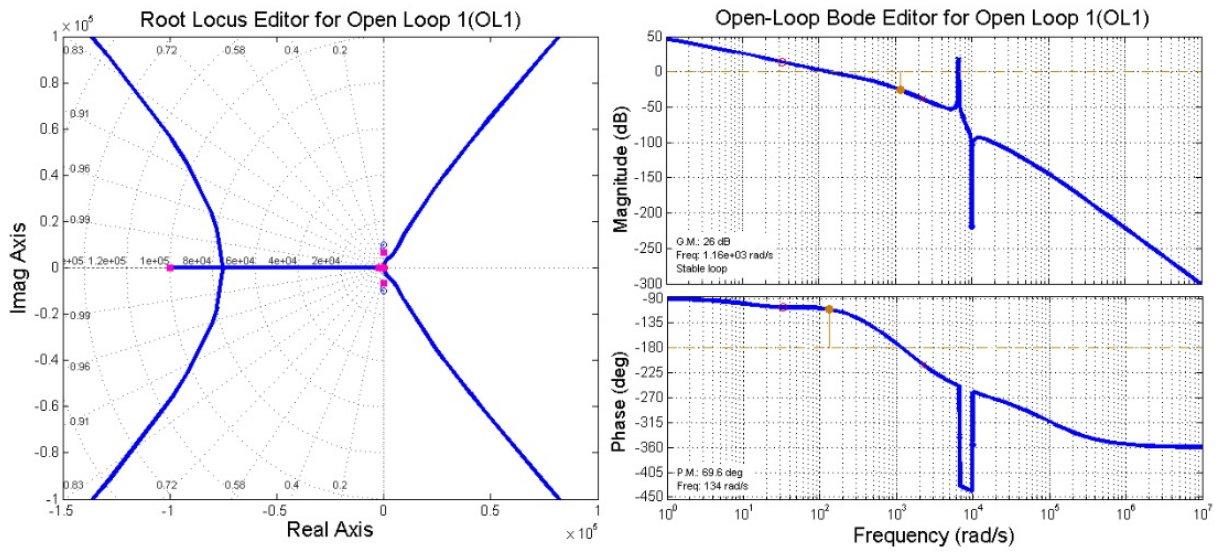


Figura 5.9 – Lugar das Raízes e Diagrama de Bode em Malha Fechada da Função $G_{vi}(s)$ do Conversor SEPIC.

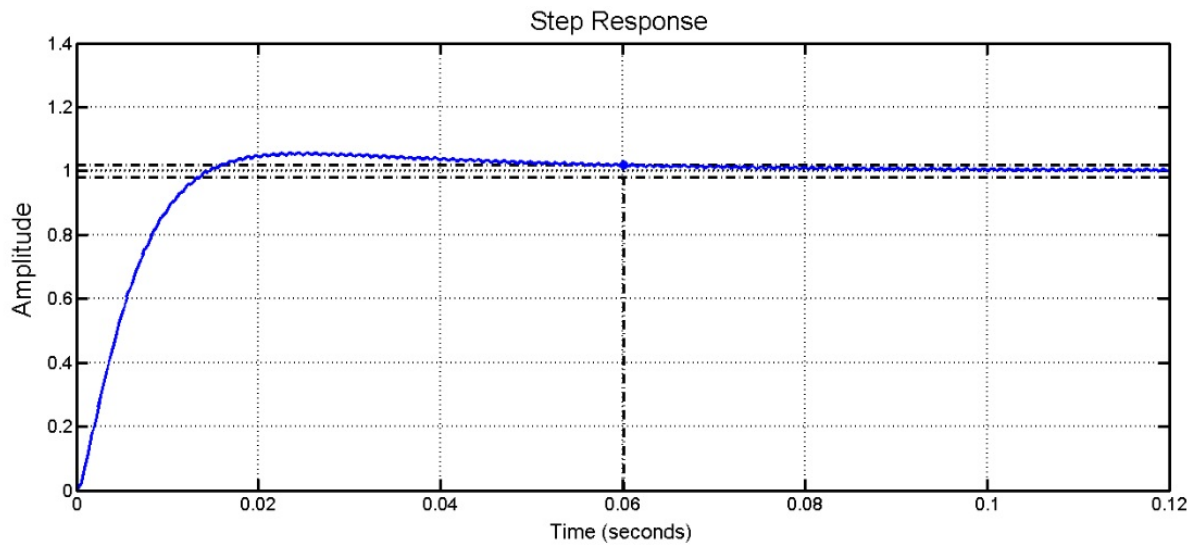


Figura 5.10 – Resposta em Degrau da Planta em Malha Fechada.

Os resultados apresentados mostram um sistema estável, com uma margem de fase de $69,6^\circ$, ou seja, dentro dos critérios de estabilidade. Também podemos ver que o controle conseguiu ter uma resposta bem mais rápida que o controle por PWM, conseguindo um tempo de assentamento de 60ms apesar do leve aumento de *overshoot*, que, por sua vez, foi para um valor de 1,1.

5.4 Conclusão

Neste capítulo apresentamos os critérios do projeto estabelecidos para os controladores utilizados na compensação das duas estratégias de controle. Assim, demonstrou-se por meio dos diagramas de bode da planta e pela resposta em degrau que as duas estratégias de controle são aplicáveis no controle do conversor SEPIC.

6 Resultados Experimentais

6.1 Introdução

Neste capítulo, são apresentados os resultados computacionais utilizando o software de simulação de circuitos elétricos *PSIM*[®]. Para validação das estratégias de controle propostas nos capítulos anteriores, foi desenvolvido um protótipo de 1kW e obtivemos e analisamos as principais formas de onda através dos ensaios.

6.2 Resultados de Simulação

Primeiramente, conseguimos os resultados de simulação da estrutura proposta no *software PSIM*[®]. A partir disso, podemos afirmar que um dos motivos principais para utilização desse software é a grande quantidade ferramentas e elementos disponíveis para realizar simulações dentro da eletrônica de potência.

Sendo assim, por meio deste software foi possível simular precisamente o autotransformador delta – diferencial com conexão generalizada e obter as respostas dinâmicas do sistema quando submetido a variações de carga.

Uma vez projetado todos os parâmetros da estrutura, software possui blocos de programação em linguagem C, que facilita a obtenção das formas de onda.

Por fim, dividimos os resultados de simulação em dois controles: por PWM e por histerese constante.

A Fig. (6.1) ilustra o diagrama esquemático de construção dos protótipos.

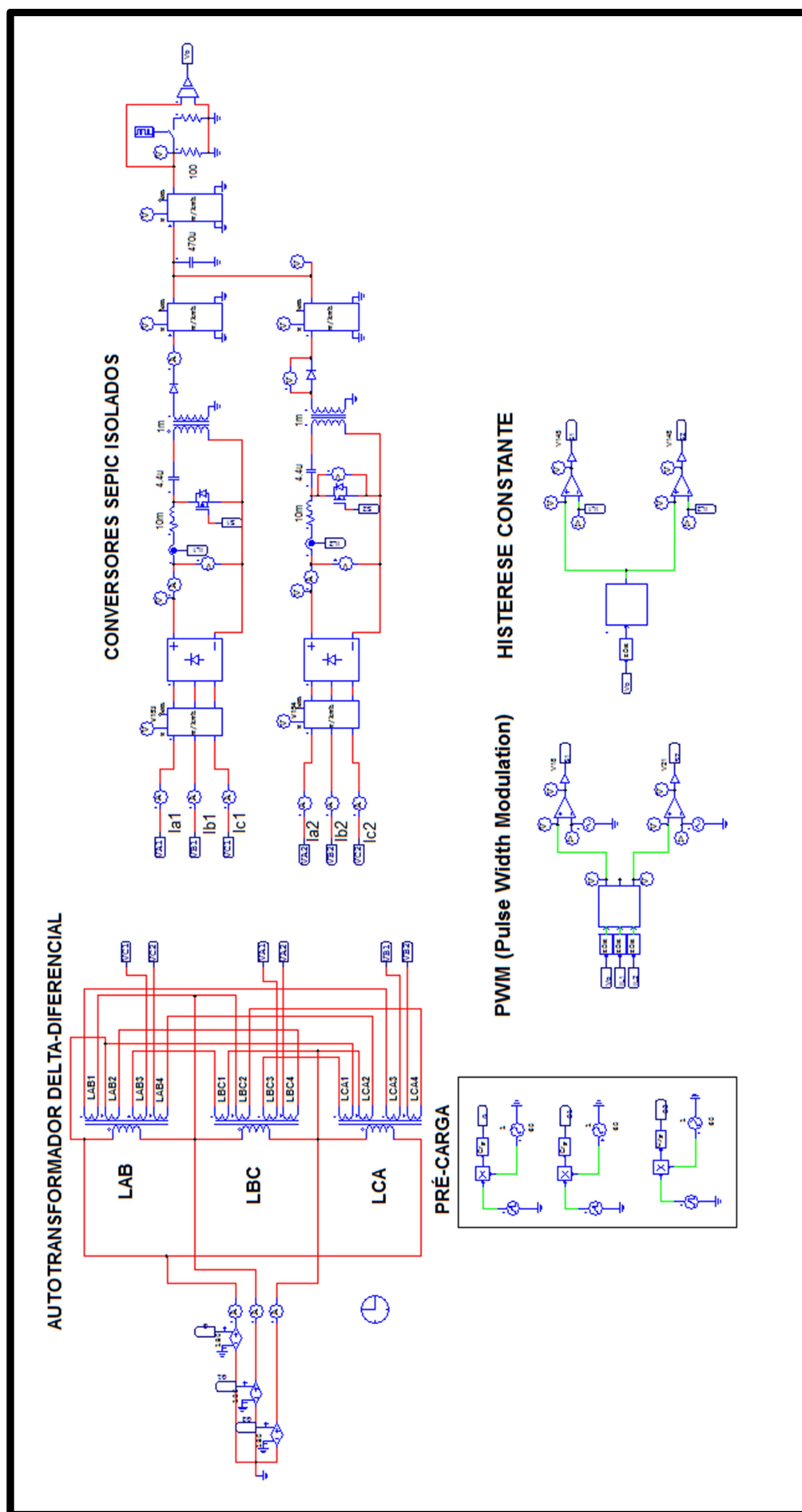


Figura 6.1 – Simulação no PSIM[®].

6.2.1 Simulação da Estrutura Utilizando Controle por Histerese Constante

De um modo geral, o controle desenvolvido por histerese constante tem a característica de regular a tensão de saída do barramento da estrutura por meio da franca comparação entre o sinal de saída do compensador de tensão, tal como vimos no capítulo 5. Serão apresentados resultados em relação ao degrau de carga crítico em 50% nas Fig. (6.2) e (6.3).

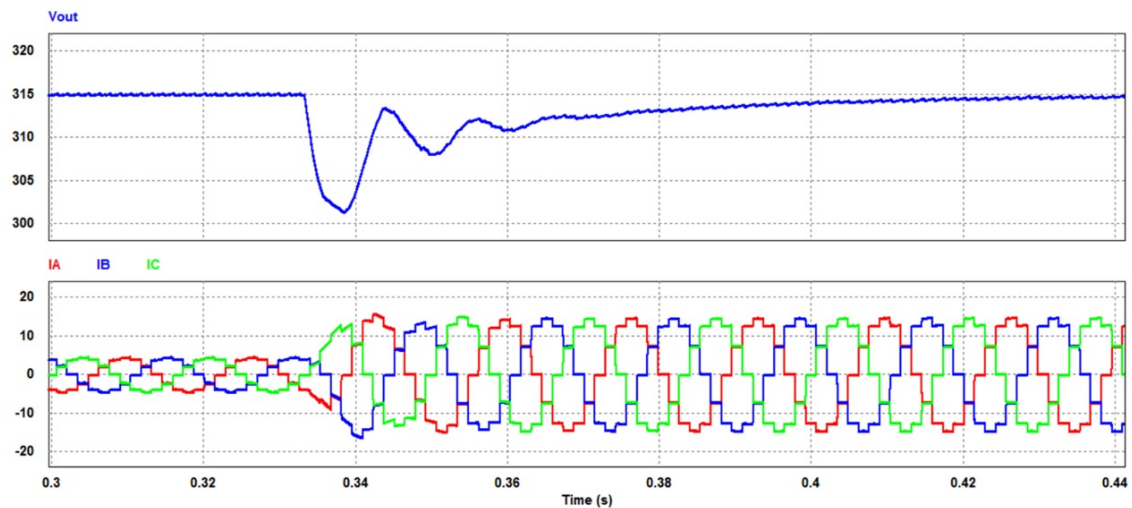


Figura 6.2 – Resposta em Degrau de Descida do Conversor SEPIC com Controle por Histerese.

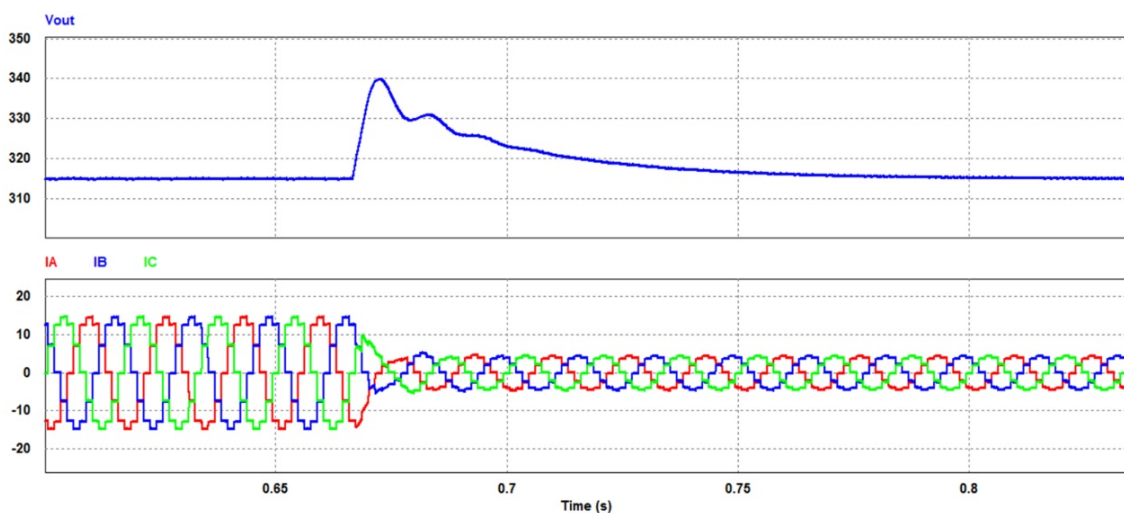


Figura 6.3 – Resposta em Degrau de Subida do Conversor SEPIC com Controle por Histerese.

6.2.2 Simulação da Estrutura Utilizando Controle de Modulação por Largura de Pulso

De um modo geral, o controle com modulação por largura de pulso consiste em uma malha de controle da tensão e corrente em cada grupo retificador como forma de regular as correntes de entrada e garantir o adequado equilíbrio entre as correntes de cada conversor SEPIC, evitando, assim, que haja uma distorção harmônica de tensão maior que o usual em retificadores de 12 pulsos. Serão apresentados resultados em relação ao degrau de carga crítico em 50% nas Fig. (6.4) e (6.5).

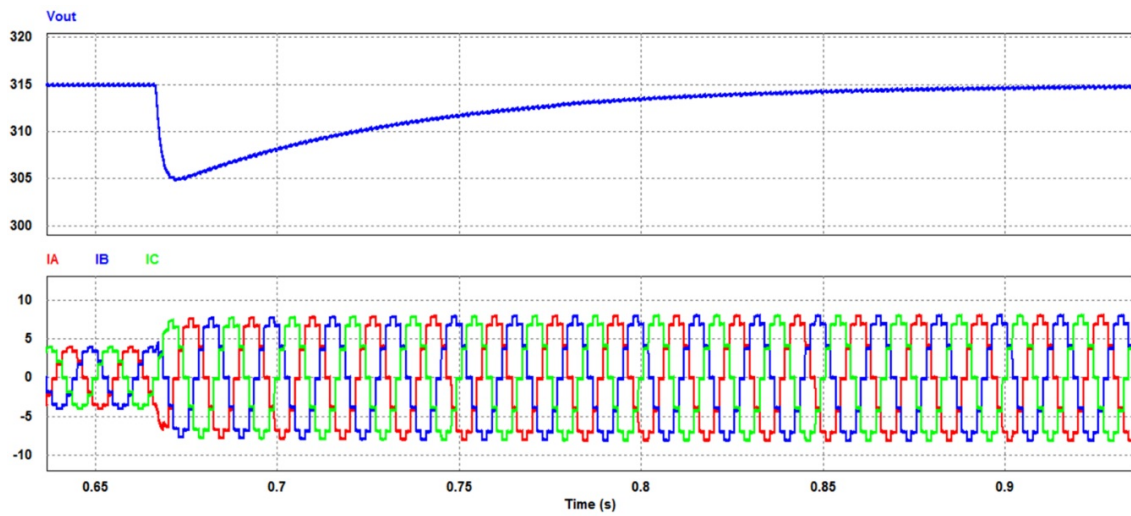


Figura 6.4 – Resposta em Degrau de Descida do Conversor SEPIC com Controle por PWM.

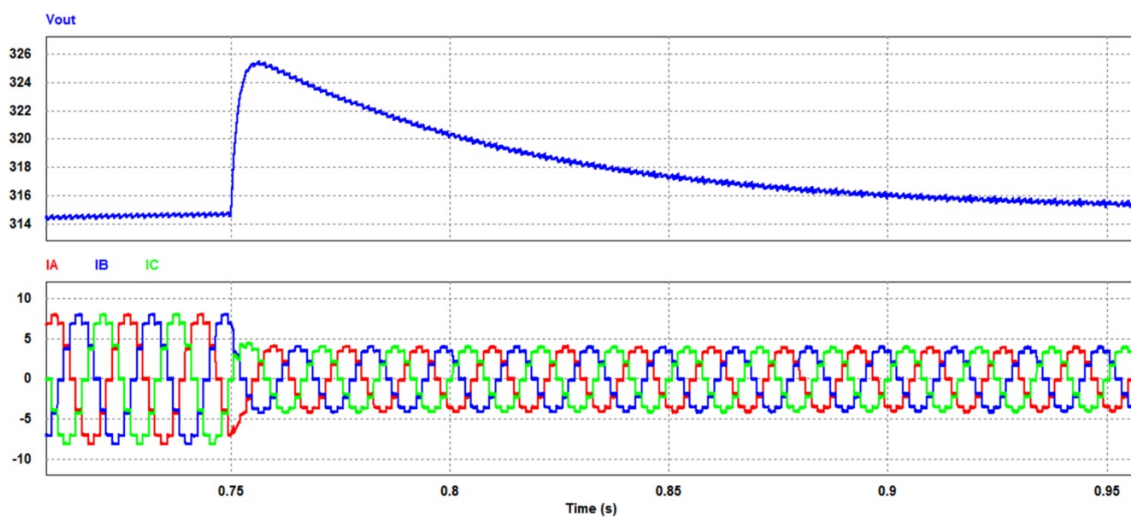


Figura 6.5 – Resposta em Degrau de Subida do Conversor SEPIC com Controle por PWM.

Comparando os resultados das figuras, é perceptível que o controle por histerese,

apesar de garantir um tempo de assentamento menor que o controle por PWM, tem uma variação de tensão maior.

6.3 Resultados Experimentais

6.3.1 Especificações do Projeto e Construção do Protótipo

Na tabela (6.1) mostramos as especificações de projeto da estrutura com os tipos e valores de capacitores, indutores e semicondutores utilizados durante os ensaios de laboratório.

Tabela 6.1 – Parâmetros do Protótipo.

Especificações de Projeto
AUTOTRANSFORMADOR
Tipo do Núcleo: E-IM25-7GO
Máxima Densidade de Fluxo Magnético: 0,94 T
Espessura da Lâmina: 0,27 mm
Área do Núcleo: 202,5 cm ²
Área da Janela: 22,5 cm ²
Empilhamento: 3 cm
Perna Central: 3 cm
Pontes Retificadoras: SKD35/12
SEPIC
Tensão Média de Saída: V_0 (med) = 315 V
Potência Total de Saída: P_0 = 1 kW
Tensão de Entrada, V_{in} (rms) = 220 V
Capacitores de Saída: $C_{out} = 470 \mu F$ (4x470 μF , 400V), eletrolítico
Capacitores de Entrada: $C_{in1} = C_{in2} = 4,4 \mu F$ (4x2,2 μF , 400V), poliéster
Indutores de entrada: $L_{in1} = L_{in2} = 10$ mH
Transformadores de saída: $L_{out1}, L_{out2} = 1$ mH
Máxima frequência de chaveamento, $f = 50$ kHz
Interruptores Mosfet S1, S2: C2M0080120, 1200V, 36A
Diodos D1, D2: RHRG30120, 1200V, 30A
Pontes Retificadoras: SKD 25/12
Microprocessador DSP TMS320F28335

Dessa forma, realizamos a montagem do protótipo e a obtenção dos resultados experimentais nas instalações do Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Uberlândia (NUPEP-UFU), onde todos os equipamentos de medição e captação das formas de onda foram disponibilizados, como pode ser observado na fig. (6.6) do protótipo.

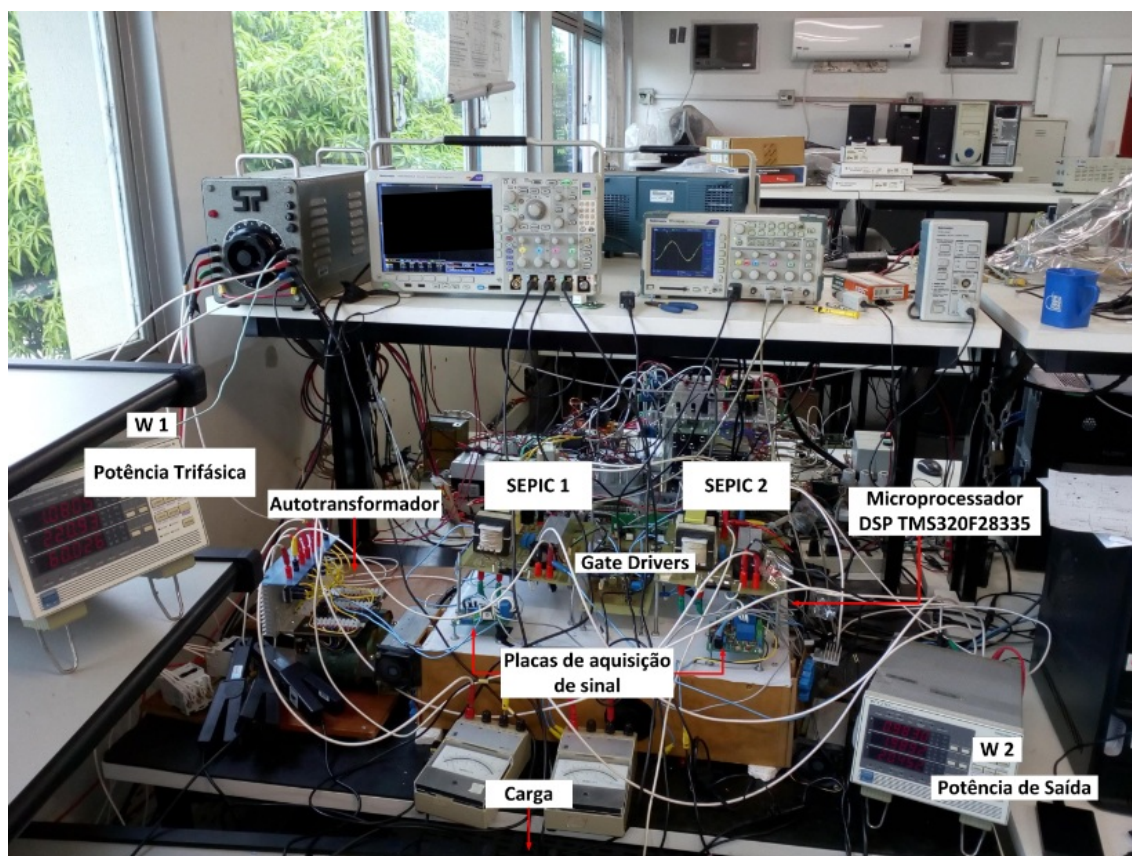


Figura 6.6 – Protótipo do Retificador de 12 Pulos com Conversores SEPIC Isolados.

O circuito foi acionado utilizando o circuito de gatilho DRO100S25A da *Supplier*[®] como visto na figura (6.7). Este possui um circuito de proteção contra curto circuitos que opera por meio do monitoramento da tensão entre coletor e emissor dos interruptores. Para a fonte de alimentação dos gates foi utilizado o circuito DS320-08A da *Supplier*[®], como observado na figura (6.8).

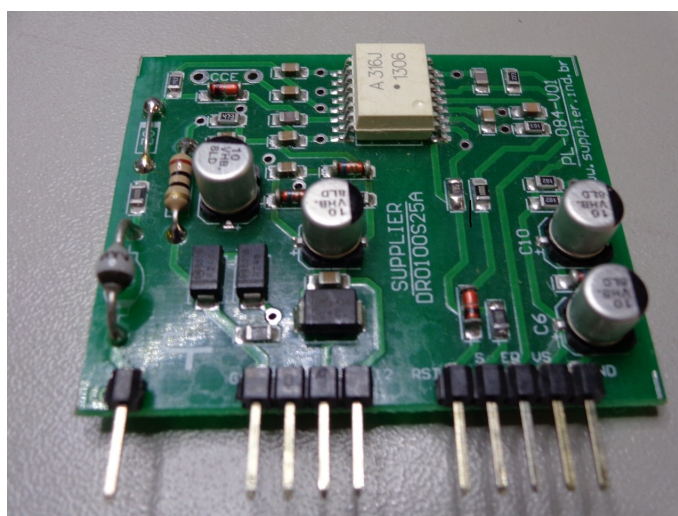


Figura 6.7 – Circuito de Gatilho DRO100S25A da *Supplier*[®].

O circuito de gatilho deve ser alimentado com uma tensão de 15V. Sua frequência de comutação chega até a faixa de 100kHz e consegue monitorar a tensão do interruptor até 1000V. Assim, este proporciona em sua saída uma tensão máxima de 15V e mínima de -8V.

A figura (6.8) apresenta o circuito DS320-08A.

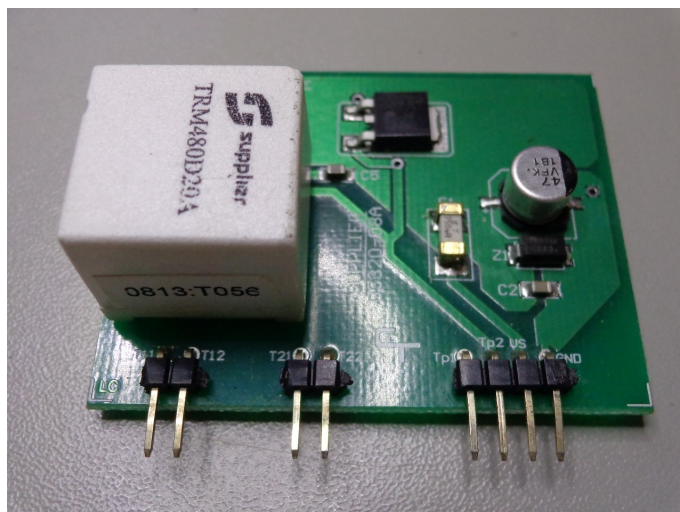


Figura 6.8 – Circuito DS320-08A da *Supplier*®.

A fonte de alimentação utilizada, oferece uma tensão de 15V e consegue proteger o circuito contra sobretensões usando um diodo *zener* de 18V, por ter um transformador de pulso, pode ser usado para alimentar até dois circuitos de gatilho.

Os sinais de saída do DSP suportam níveis reduzidos de tensão para o acionamento dos interruptores, a fim de adequar esses valores aos sinais de acionamento das chaves. Assim, utilizamos um circuito de conversão de sinal como visto na fig. (6.9), cujo o objetivo é conectar e adequar os pinos do DSP que suportam uma tensão de 0 a 3,3V, aos pinos do circuito de gatilho, por sua vez, operam com uma tensão de 0 à 15V. Este circuito possui 6 entradas e saídas de 15V e 3,3V.

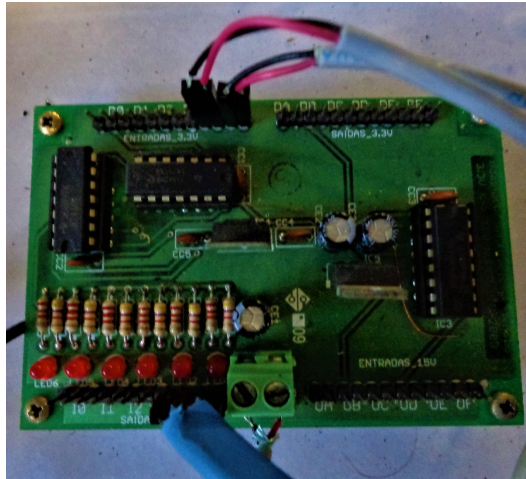
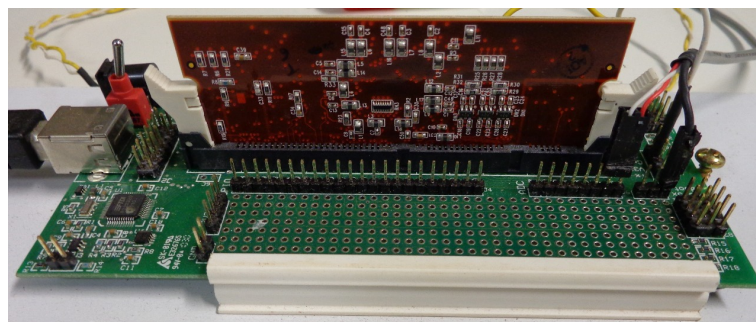


Figura 6.9 – Circuito de Conversão de Sinal.

Para a execução dos controles digitais por PWM e histerese utilizados no protótipo, usamos o microprocessador DSP TMS320F28335 da Texas Instruments[®], como visto na fig. (6.10), cujas principais características são [36]:

- 176 pinos conectores para possível comunicação com outros dispositivos;
- Uma arquitetura de ponto flutuante de 32 bits;
- Conversor analógico/digital (A/D) ultrarrápido de 80ns;
- Frequência de Clock de 150MHz;
- 512KB de memória flash;
- 68KB de memória RAM;
- Frequência de clock de 150 MHz;
- 176 pinos conectores para possível comunicação com outros dispositivos

Figura 6.10 – Microprocessador DSP TMS320F28335 da Texas Instruments[®].

Para a captação dos sinais analógicos dos conversores é necessário realizar o tratamento deste sinal, adequando os valores medidos com os níveis de tensão que os pinos do microcontrolador suportam. Para isso há a necessidade de construir placas de aquisição de sinal, como observado na figura (6.11), em que os sinais de corrente e tensão serão adequados para a faixa de 0 até 3,3V, não sendo aceito valores negativos.

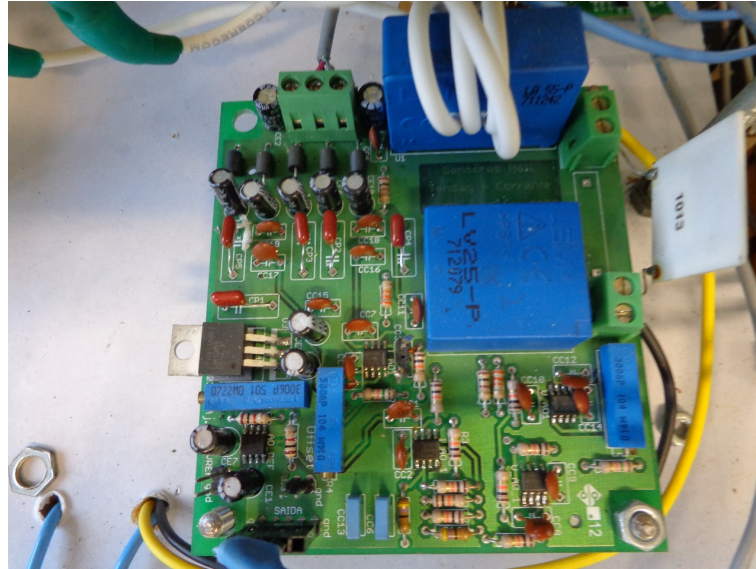


Figura 6.11 – Placas de Aquisição de Sinal.

6.3.2 Análise dos Resultados Práticos

Primeiramente, fizemos ensaios com o retificador de 12 pulsos e com conversores SEPIC isolados, comparando os resultados em relação à distorção harmônica das correntes de entrada e analisando o espectro harmônico e o comportamento dinâmico da estrutura em caso de ocorrências de variações de carga para as duas estratégias de controle propostas. Em seguida, discutiremos sobre as curvas de rendimento, um fator de potência e DHT da estrutura.

6.3.2.1 Resultados Obtidos Utilizando Controle de Modulação por Largura de Pulso

A seguir serão mostrados os resultados referentes à operação do retificador de 12 pulsos com conversores SEPIC utilizando o controle de modulação por largura de pulso operando na condição nominal. Na figura (6.12), ilustramos o comportamento das correntes de entrada do conversor SEPIC. E o código de implementação feito no DSP encontra-se no Apêndice (B).

A partir disso, podemos notar que, apesar do equilíbrio em cada módulo de conversor, mantendo, durante as diversas condições de carga, a mesma divisão entre as potências, o controle de corrente não atenuou a ondulação característica de 360Hz, impactando tal como mostram as figuras (6.13) e (6.14).

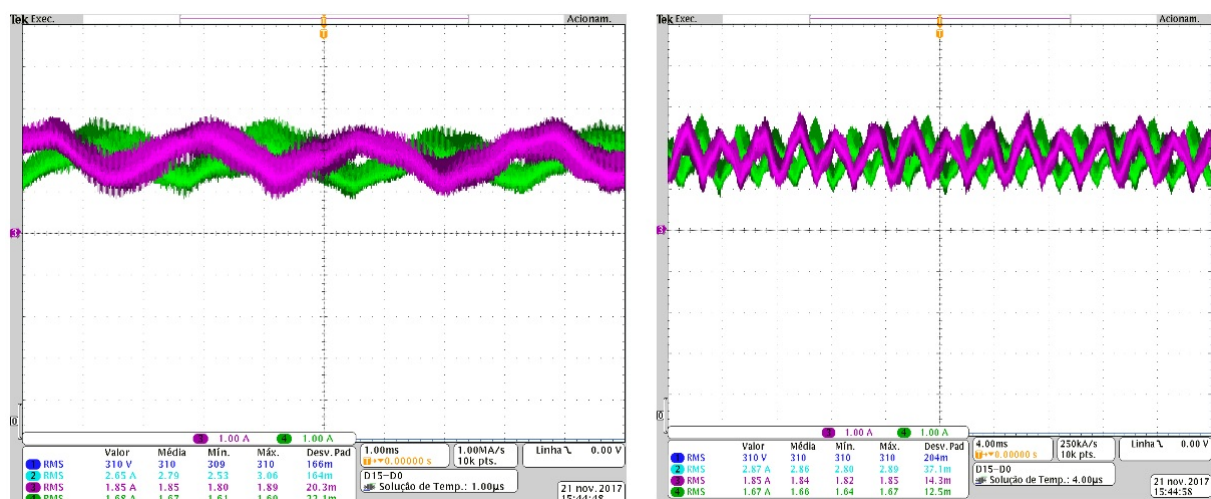


Figura 6.12 – Equilíbrio Entre as Correntes dos Conversores SEPIC com Controle por PWM.

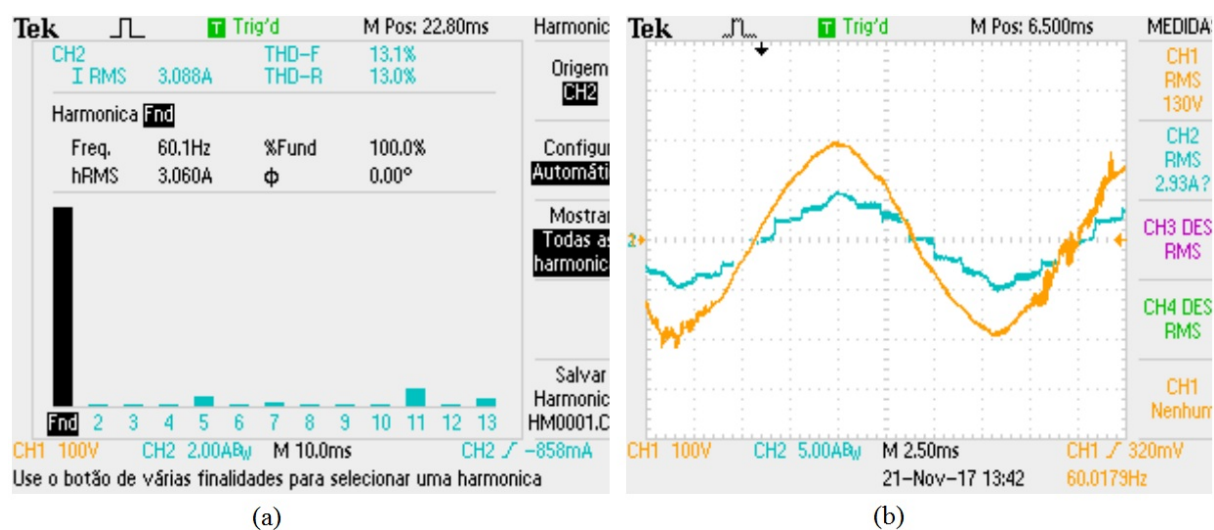


Figura 6.13 – Controle PWM: (a) Espectro Harmônico da Corrente de Fase na Entrada. (b) Tensões e Correntes de Fase do Protótipo.

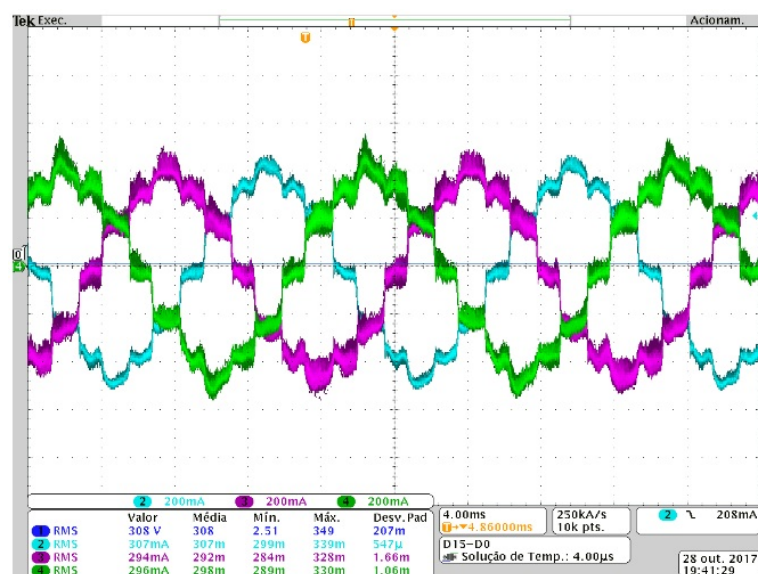


Figura 6.14 – Correntes de Entrada do Retificador de 12 Pulsos com Conversores SEPIC Isolados - Controle por PWM.

Na figura (6.18) é possível ver o espectro harmônico da corrente de entrada comparando os limites da norma internacional IEC 61000-3-2 e utilizando controle por PWM [2].

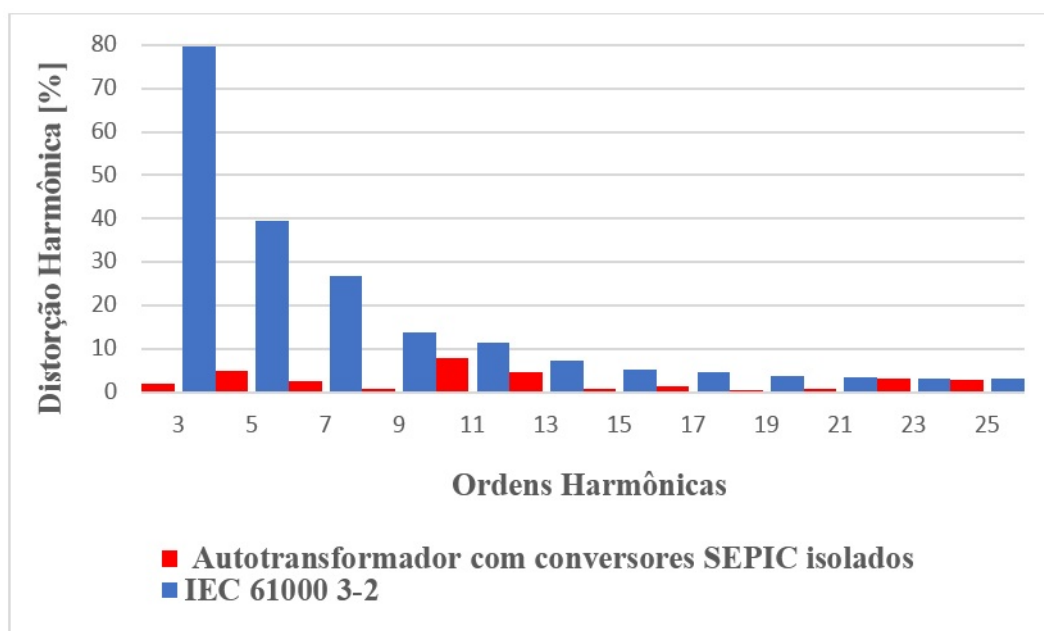


Figura 6.15 – Espectro Harmônico da Corrente de Entrada Comparada com os Limites Impostos pela Norma IEC 61000-3-2.

6.3.2.1.1 Resultados Utilizando Controle de Modulação por Largura de Pulso Sobre Variações de Carga

A seguir são apresentados os resultados respectivos as variações de carga utilizando o controle de modulação por largura de pulso. Sendo assim, realizamos esta etapa para diversas condições de carga, sendo apresentadas apenas as condições mais críticas de transitórios, com 60% (fig. 6.16) e 50% (fig. 6.17) de degrau de carga.

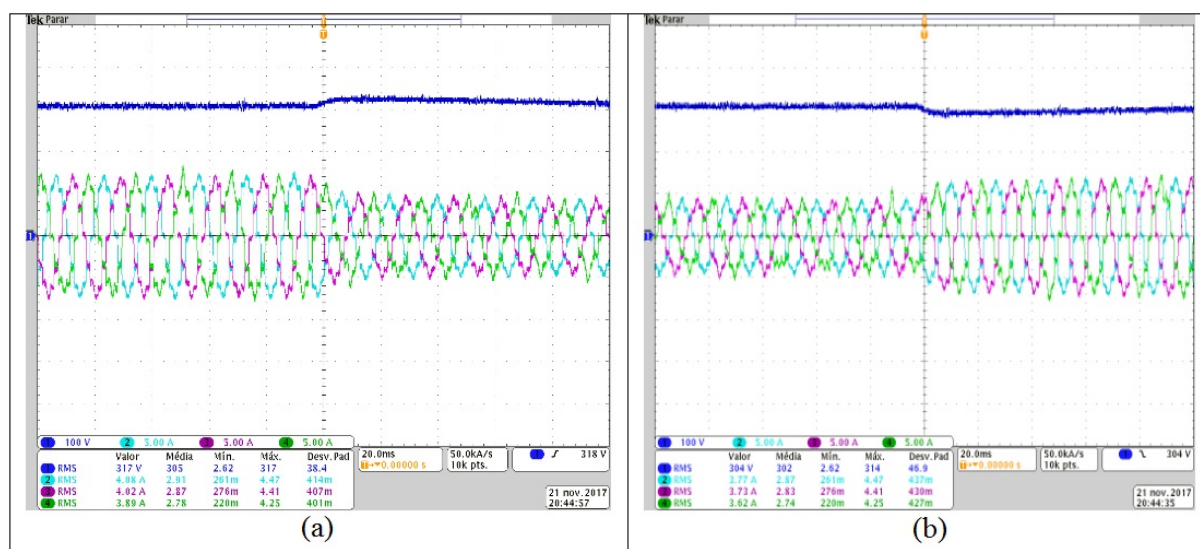


Figura 6.16 – Variação de 60% de Carga (PWM): (a) Transiente de Subida. (b) Transiente de Descida.

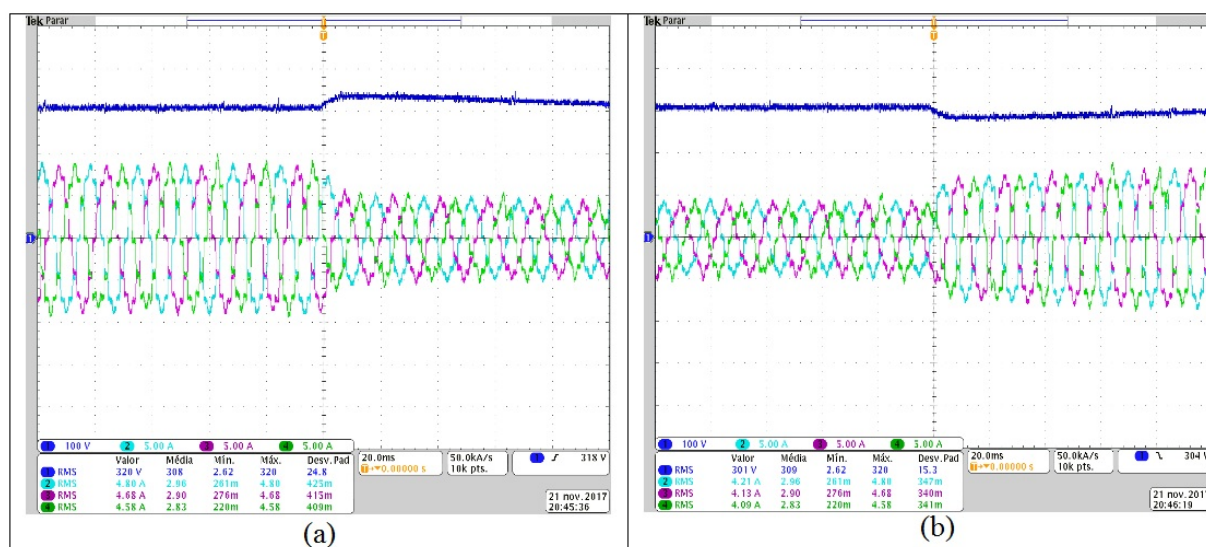


Figura 6.17 – Variação de 50% de Carga (PWM): (a) Transiente de Subida. (b) Transiente de Descida.

6.3.2.1.2 Curvas de Rendimento , Distorção Harmônica e Fator de Potência utilizando Controle de Modulação Por Largura De Pulso

A seguir apresentamos de forma ilustrada as curvas de rendimento (Fig. 6.18), distorção harmônica (Fig. 6.19) e fator de potência (Fig. 6.20) da estrutura. É importante afirmar que, apesar do equilíbrio entre as correntes de cada conversor, o efeito da ondulação das correntes em 360 Hz, a princípio em baixa potência, impactou severamente na qualidade das correntes fazendo com que o conversor em alguns momentos operasse na descontinuidade e comprometendo, assim, o fator de potência e também no rendimento global da estrutura.

À medida que fomos aumentando a potência, essa ondulação tornou-se menos significativa, fazendo com que o protótipo alcançasse valores correspondentes a retificadores de 12 pulsos.

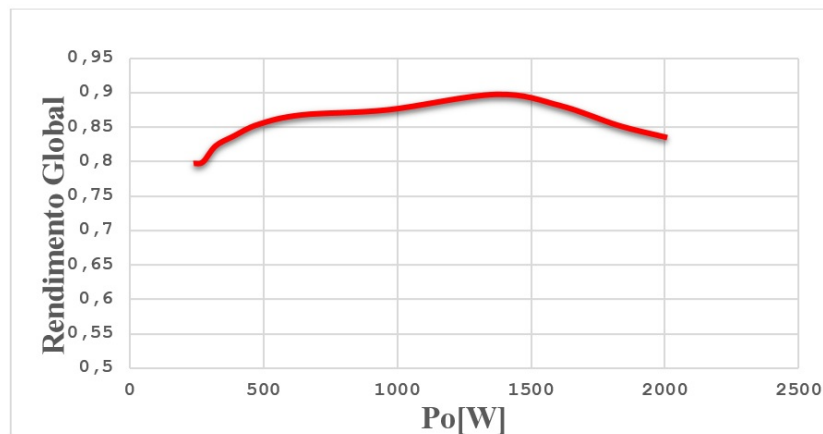


Figura 6.18 – Curva de Rendimento por PWM.

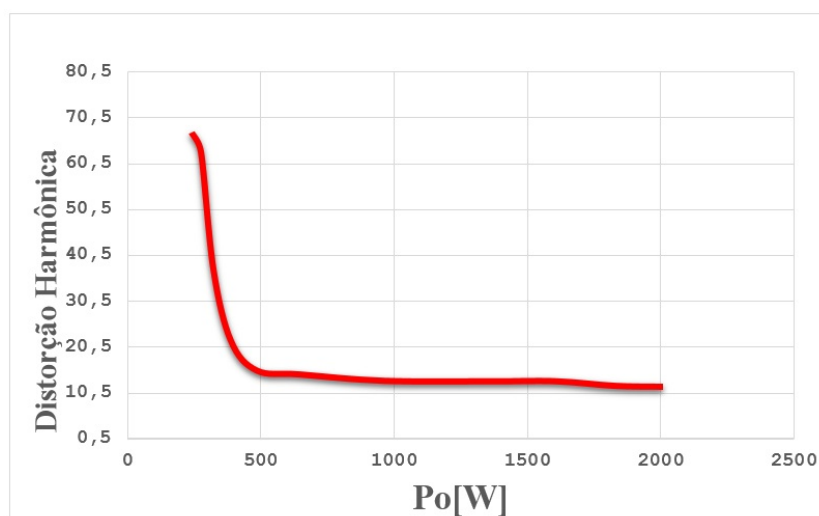


Figura 6.19 – Distorção Harmônica x Potência de Saída com Controle PWM.

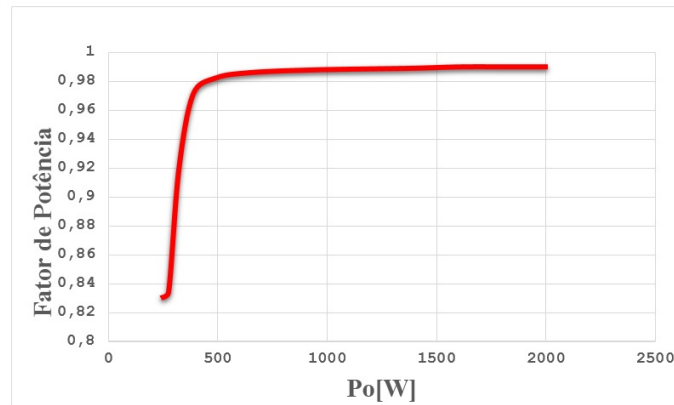


Figura 6.20 – Fator de Potência x Potência de Saída com Controle PWM.

6.3.2.2 Resultados Obtidos Utilizando Controle por Histerese Constante

Logo abaixo apresentaremos os resultados referentes à operação do retificador de 12 pulsos com conversores SEPIC isolados utilizando controle por histerese constante.

Apesar de ser um controle caracterizado pela frequência de chaveamento variável, este se mostra interessante devido à regulação da tensão de saída da estrutura e pelo natural equilíbrio das correntes de entrada do estágio intermediário. Uma vez que ela esteja operando em paralelo, deve-se ter um preciso equilíbrio de potência entre cada conversor, impactando na qualidade da forma de onda das correntes de entrada do autotransformador.

Assim, o controle por histerese constante apresenta uma rápida resposta dinâmica, produzindo transitórios mais elevados e rápidos quando comparado ao controle por PWM. Este controle foi implementado no DSP, cujo código encontra-se no Apêndice (A).

Na figura (6.21) é mostrado o equilíbrio entre as correntes.

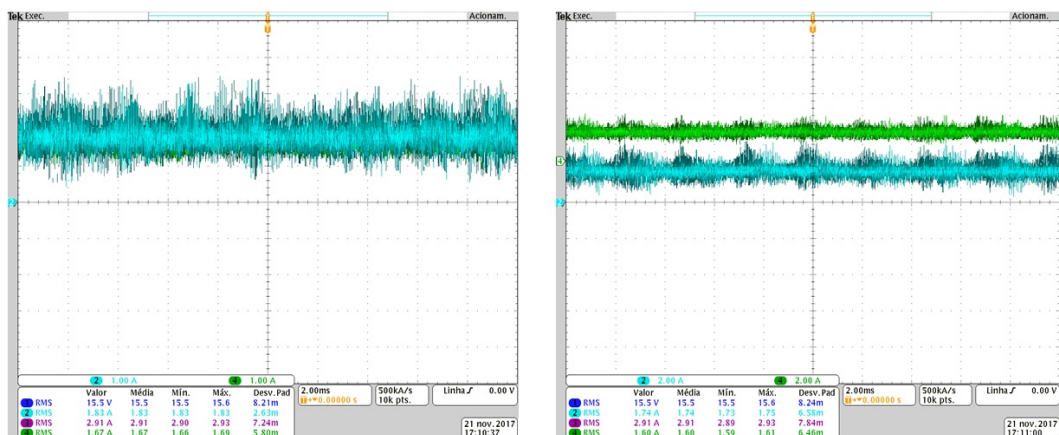


Figura 6.21 – Equilíbrio Entre as Correntes dos Conversores SEPIC com Controle por Histerese.

Como foi estudado em [10], o correto equilíbrio e a rápida resposta do controle de corrente, quando retirada a ondulação característica de 360Hz entre as correntes de entrada dos conversores, contribui na mitigação das ordens harmônicas de menor grau. Nas figuras abaixo são apresentados as formas de onda (figs. 6.22(b) e 6.23) e o espectro harmônico das correntes de entrada (6.22(a)), bem como um gráfico (fig. 6.24) comparando cada ordem harmônica individual com os limites da norma internacional IEC 61000-3-2 [2].

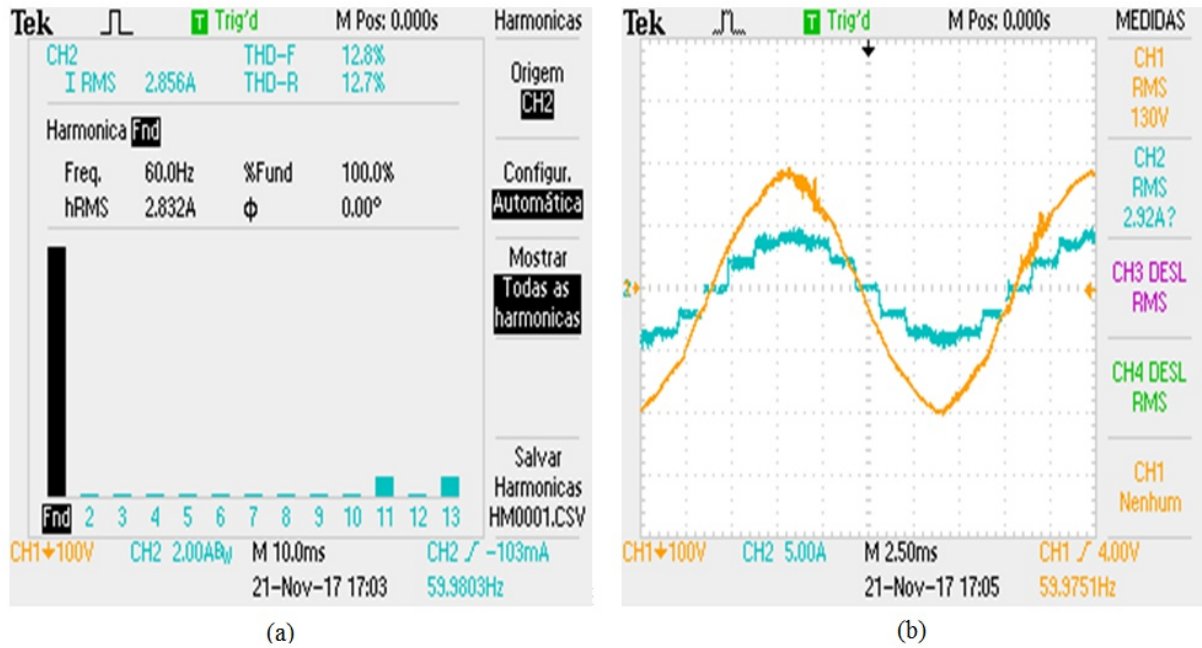


Figura 6.22 – Controle por Histerese: (a) Espectro Harmônico da Corrente de Fase na Entrada. (b) Tensões e Correntes de Fase do Protótipo.

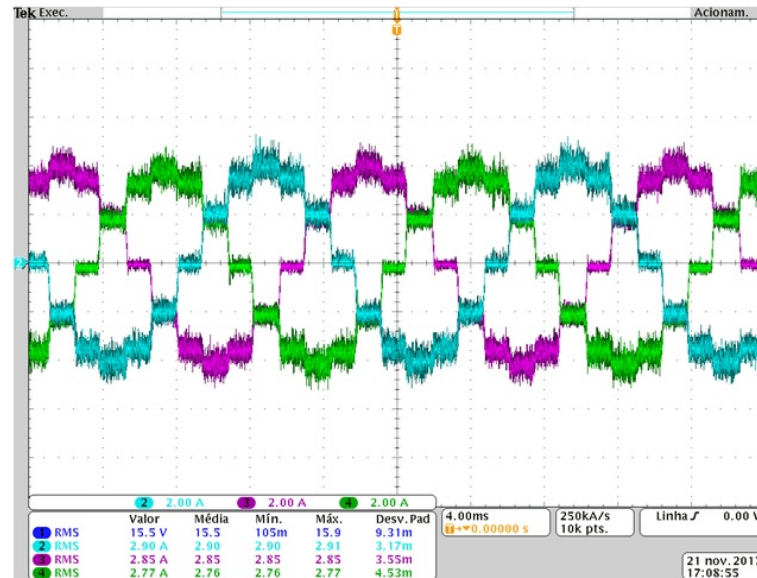


Figura 6.23 – Correntes de Entrada do Retificador de 12 Pulsos com Conversores SEPIC Isolados - Controle por Histerese.

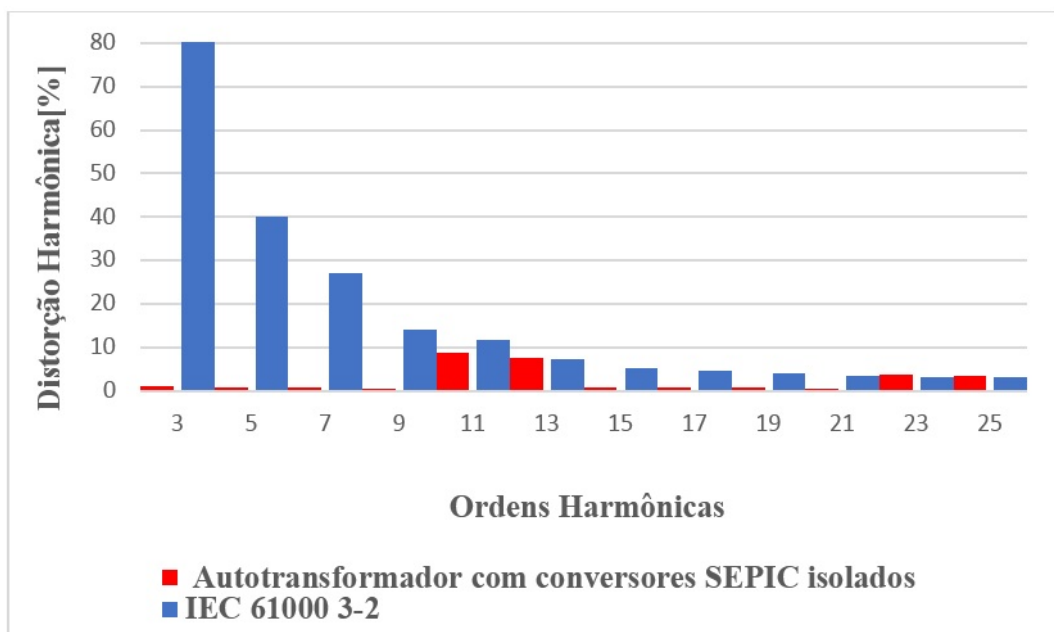


Figura 6.24 – Espectro Harmônico da Corrente de Entrada Comparada com os Limites Impostos pela Norma IEC 61000-3-2.

6.3.2.2.1 Resultados Utilizando Controle por Histerese Constante Sobre Variações de Carga

Nesta parte, apresentamos os resultados respectivos às variações de carga utilizando o controle por histerese constante. Dessa forma, realizamos esta etapa para diversas condições de carga, sendo apresentadas apenas as condições mais críticas de transitórios, com 60% (fig. 6.25) e 50% (fig. 6.26) de degrau de carga.

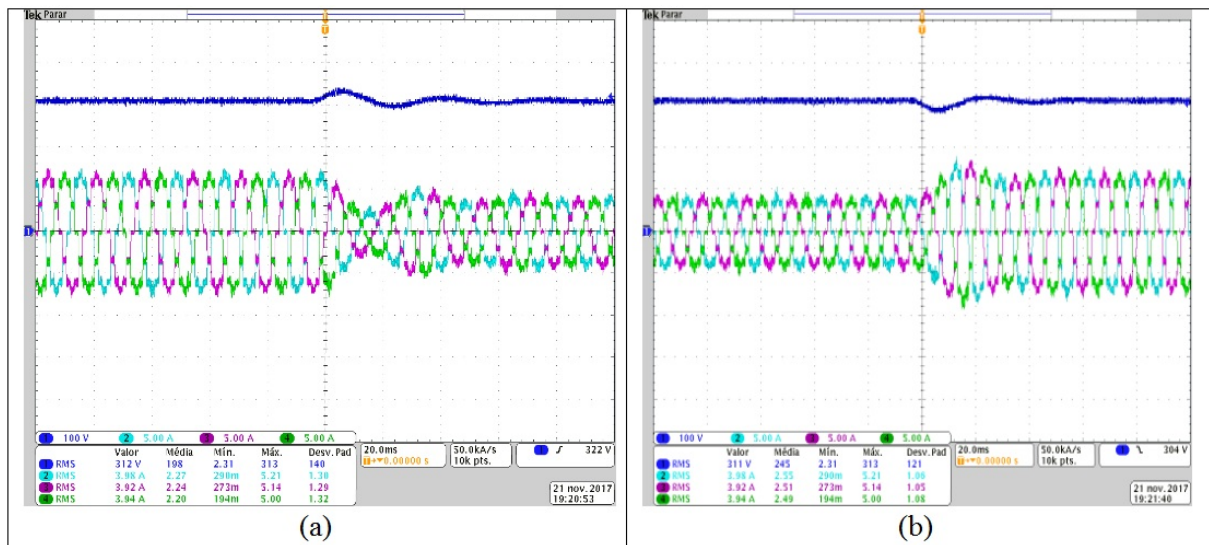


Figura 6.25 – Variação de 60% de Carga (Histerese): (a) Transitório de Subida. (b) Transitório de Descida.

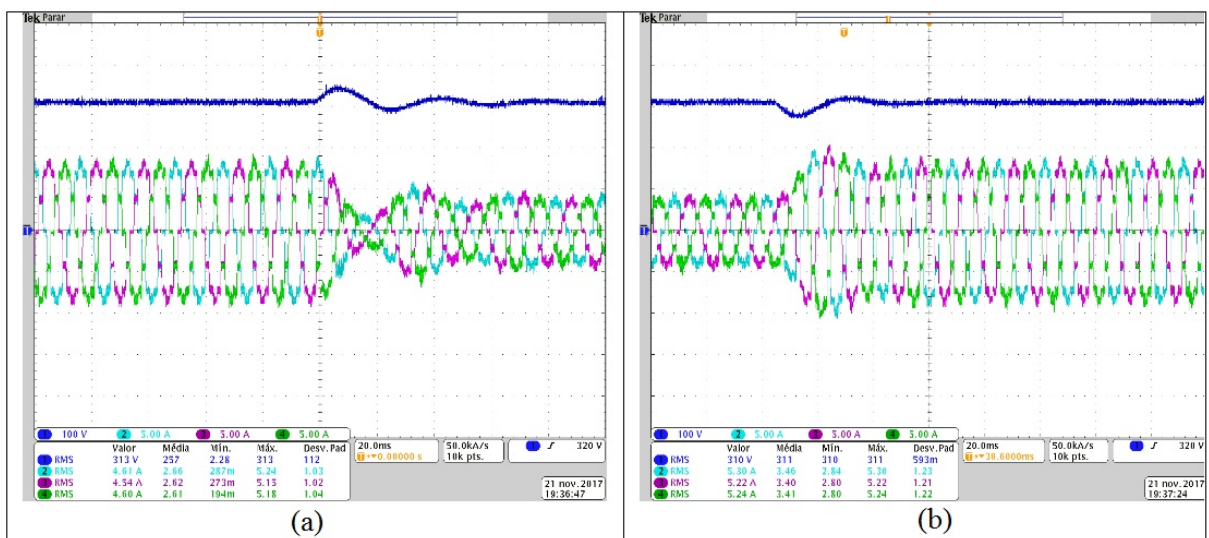


Figura 6.26 – Variação de 50% de Carga (Histerese): (a) Transitório de Subida. (b) Transitório de Descida.

Os resultados mostram um comportamento satisfatório em relação às variações mais críticas de transitório, produzindo uma alteração em torno de 10% da tensão do barramento com um tempo de assentamento de 55ms.

6.3.2.2.2 Curvas de Rendimento , Fator de Potência e Distorção Harmônica Utilizando Controle por Histerese Constante

A seguir são mostradas as curvas de rendimento (fig. 6.27), fator de potência (fig. ??) e distorção harmônica (fig. 6.28) da estrutura. Aqui é importante destacar o fato de que o controle por histerese constante foi muito eficaz na imposição das correntes de entrada dos conversores SEPIC, atingindo valores bem mais reduzidos de THD quando comparados ao controle por PWM, a princípio em baixa potência, impactando também no rendimento global e no fator de potência.

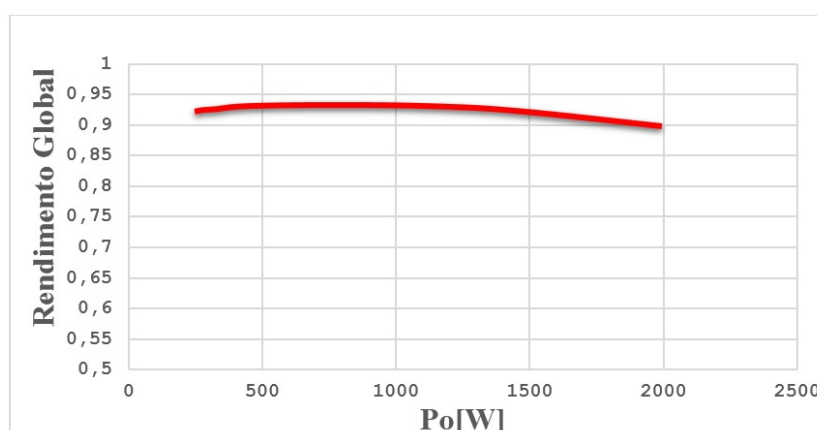


Figura 6.27 – Curva de Rendimento por Histerese.

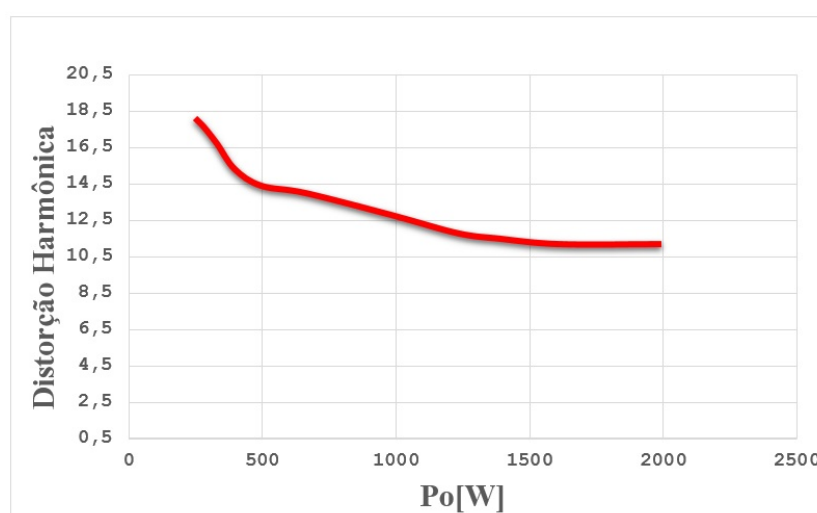


Figura 6.28 – Distorção Harmônica x Potência de Saída com Controle Histerese.

6.4 Conclusão

De acordo com os resultados experimentais apresentados concluímos que, na situação nominal, o valor da distorção harmônica total de corrente das duas estratégias tem um comportamento parecido.

No controle por PWM, verificamos que a malha de corrente não foi capaz de impor a corrente de maneira satisfatória quando a estrutura operava em regiões mais críticas de baixa potência. Entretanto, a adição de um controle de corrente contribuiu no sentido de realizar o equilíbrio entre cada grupo retificador, dividindo o processamento de potência. Assim, utilizando apenas uma malha de tensão para o controle, seria necessário realizar ajustes de ganho em cada conversor para manter esse equilíbrio pelo fato de haver diferenças no que diz respeito às perdas entre cada conversor operando com conexão em paralelo na saída.

Também foi visto que a ondulação da corrente de entrada de 360Hz do conversor SEPIC impacta nas formas de onda das correntes de 12 pulsos, diminuindo sua ondulação na medida em que se aumenta a potência da estrutura. Essa ondulação também impacta no fator de potência e no rendimento global da estrutura, uma vez que proporcionam uma maior quantidade de potência reativa circulando no circuito como visto em [7]. Para resolver esse problema em baixas potências, é necessário um aumento muito grande na velocidade da malha de corrente de cada conversor SEPIC para que ele consiga manter a imposição em situações mais críticas.

Além disso, verificamos que o controle por histerese constante, por ser um controle mais rápido, se sobressaiu em diversos aspectos. Dessa forma, o preciso controle de corrente fez com que a estrutura tivesse um melhor desempenho em situações de baixa potência. Devido ao fato de ter uma imposição de corrente mais rápida, ela evita entrar na região de descontinuidade em situações de baixa potência, diminuindo o THD nessas situações, aumentando a eficiência da estrutura e, também, impactando no fator de potência.

Também, constatamos que, apesar do transitório de tensão ser maior que o controle por PWM, o controle por histerese constante teve um desempenho melhor em relação ao tempo de assentamento.

Por fim, no que tange aos limites impostos pela norma IEC 61000-3-2 [2], o circuito proposto agiu como se é esperado de uma estrutura de 12 pulsos, a qual possui uma grande melhoria na distorção harmônica total de corrente. Porém, as componentes harmônicas, caracteristicamente conhecidas por não serem mitigadas, superaram os valores impostos pela norma.

7 Considerações Finais

No início do trabalho foi apresentada uma breve discussão em relação aos efeitos nocivos que as cargas não lineares provocam ao adicionar componentes harmônicos no sistema de alimentação CA.

Nesse contexto, no Capítulo 2 foram vistos trabalhos pertinentes ao tema sobre correção passiva do fator de potência, onde foi exposto trabalhos sobre de retificadores de 12 e 18 pulsos com e sem a adição de transformadores especiais.

No Capítulo 3 foi descrito detalhadamente o projeto e dimensionamento do autotransformador utilizado e dos conversores SEPIC isolados.

No Capítulo 4 foi desenvolvida a modelagem matemática do conversor SEPIC utilizando o método de espaço de estados. Foram descritos detalhadamente os métodos utilizados para determinação das matrizes características e para a solução do modelo através de métodos numéricos, obtendo-se, dessa maneira, as funções de transferência necessárias para o projeto dos compensadores.

No Capítulo 5 foi descrito detalhadamente as estratégias de controle utilizadas para a imposição das correntes de entrada e tensão de saída, enfatizando o projeto dos compensadores.

Finalizando, o protótipo de 1 kW construído foi ensaiado no Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP) e os resultados foram apresentados no Capítulo 6.

Demonstrou-se que as estratégias de controle, em conjunto com a operação do autotransformador de 12 pulsos, contribuem na mitigação de conteúdos harmônicos de menor ordem da corrente CA de entrada, comprovado através da análise do espectro de frequência da corrente de entrada em confronto com os limites impostos pelas normas internacionais IEC61000-3-2 [2]. Verificou-se o que já se era esperado, apesar da diminuição da distorção harmônica total das correntes de entrada pela ação da estrutura, as componentes harmônicas da ordem de $12 * k \pm 1$ não satisfazem as restrições impostas por esta norma internacional.

Foi observado que o controle por histerese constante, apesar da frequência de chaveamento variável, que pode interferir em componentes magnéticos, trouxe benefícios ao projeto, pela sua capacidade de impor com maior facilidade as correntes de entrada, fazendo com que o conversor tenha bons resultados em relação a fator de potência, THD e rendimento global, mesmo em baixa potência.

Analisando as curvas de rendimento, comprova-se que o conjunto utilizando o controle por histerese opera com um rendimento global em torno de 93%.

Através dos resultados experimentais, conclui-se que a estrutura apresenta características interessantes tendo em vista a flexibilidade operativa, por se tratar de um conversor abaixador-elevador, pode ser viável em diversas aplicações, o fato da isolamento galvânica em alta frequência é atrativo no ponto de vista da diminuição do peso e volume do autotransformador, mantendo a robustez do sistema. Os parâmetros do transformador projetado, contribuíram para a construção de uma estrutura compacta, sendo atrativa em aplicações como MEA (More Electric Aircrafts) [10], que utiliza conversores embarcados dentro de aeronaves, onde exige-se uma maior compactação e confiabilidade e reduzido peso e custos operacionais.

7.1 Trabalhos Futuros

Para a proposta de trabalhos futuros vale destacar:

- Tendo em vista o bom desempenho do controle por histerese, a implementação e melhoria do controle de imposição de correntes triangulares [37] e sincronizadas com as tensões de linha do secundário do autotransformador, faz com que a soma das correntes dos secundários mais a corrente que flui dentro do delta do autotransformador, ofereça mesmo com uma estrutura de 12 pulsos, distorções harmônicas mínimas, menores até que retificadores de 30 pulsos e entre em concordância com a norma internacional IEC 61000-3-2 [2]. Esse benefício associado as características já mencionadas do projeto, faz com que esse sistema seja bastante atrativo;
- Estudos a respeito da compensação em série nesses tipos de estruturas, enfatizando a questão do afundamento de tensão nesses sistemas;
- Devido à isolamento galvânica, há a adição de técnicas de comutação suave como forma de se elevar o rendimento dos conversores SEPIC.

Nos Anexos encontram-se os códigos de implementação do controle por histerese e PWM, bem como os degraus de descida e subida para 80%, 70% e 60% de carga para ambos os controles.

7.2 Publicações e Trabalhos Desenvolvidos Durante o Mestrado

1. COSTA NETO, A. O.; REIS, J. H.; FREITAS, L. C. G.; COELHO, E. A. A. “Um Estudo Sobre a QEE na Conversão CA/CC Baseada no Projeto de um Pré-regulador Boost com Controle Preditivo sem Sensor de Corrente”. In: Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica, 2017, Curitiba.
2. COSTA, A. C. M.; COSTA NETO, A. O.; REIS, J. H.; FREITAS, L. C.; FREITAS, L. C. G.; COELHO, E. A. A.; “An Alternative Analysis of AC-AC PWM Converter Voltage Stabilizer”. In: Brazilian Power Electronics Conference, 2017, Juiz de Fora.
3. COSTA NETO, A. O.; REIS, J. H.; FREITAS, L. C. G.; GODOI, R. . “Retificador Trifásico de 12 Pulsos com Transformador Deltapoligonal e Conversores SEPIC (Single-Ended Primary Inductor Converter) com Isolação Galvânica”. In: Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica, 2016, Uberlândia.
4. ANDRADE, V. H. ; COSTA NETO, A. O. ; FREITAS, L. C. G.. “Plataforma Didática para o Desenvolvimento do Conversor BOOST PFC com Controle Analógico Utilizando Amplificadores Operacionais”. CEEL, 2017.

Referências

- 1 POMILIO, J. A. Pré-reguladores de fator de potência. *Publicação FEE*, v. 3, p. 95, 2007.
- 2 COMMISSION, I. E. et al. *Electromagnetic compatibility (EMC). Part 3: Limits—Section 6: Assessment of emission limits for distorting loads in MV and HV power systems*. [S.l.], 1996.
- 3 LANGELLA, R.; TESTA, A.; ALII, E. Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems. IEEE, 2014.
- 4 OLIVEIRA, A. *Three-Phase Rectifier with High Power Factor Using a Continuous Conduction Mode Sepic DC-DC Converter*. Tese (Doutorado) — Master Thesis, INEP/EEL/UFSC, Florianópolis-SC-Brasil, 1996.
- 5 PIMENTEL, C. E. F.; CAVALCANTE, T. T. *Projeto e desenvolvimento de um conversor CC-CC SEPIC com isolamento galvânica em alta frequência*. Dissertação (B.S. thesis) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2011.
- 6 OLIVEIRA, P. d. S. Classificação, metodologia de projeto e aplicação de retificadores multipulsos com conexão diferencial de transformador. Universidade Estadual Paulista (UNESP), 2011.
- 7 SEIXAS, F. J. M. d. Conversores ca-cc de 12 kw com elevado fator de potência utilizando autotransformador com conexão diferencial de múltiplos pulsos. Florianópolis, SC, 2001.
- 8 FERNANDES, R. C. Retificador trifásico de 18 pulsos com estágio cc controlado por histerese constante. Universidade Estadual Paulista (UNESP), 2010.
- 9 CHOI, S. et al. A new active interphase reactor for 12-pulse rectifiers provides clean power utility interface. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 32, n. 6, p. 1304–1311, 1996.
- 10 LOURENÇO, A. C. Retificador multipulso com baixa distorção de corrente na rede e isolamento em alta frequência através de estágio sepic. Universidade Estadual Paulista (UNESP), 2016.
- 11 CHOI, S. A three-phase unity-power-factor diode rectifier with active input current shaping. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 52, n. 6, p. 1711–1714, 2005.
- 12 CHOI, S.; BAE, Y. A new unity power factor telecom rectifier system by an active waveshaping technique. In: IEEE. *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*. [S.l.], 2005. v. 2, p. 917–922.
- 13 MENG, F.; XU, X.; GAO, L. A simple harmonic reduction method in multipulse rectifier using passive devices. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, IEEE, v. 13, n. 5, p. 2680–2692, 2017.

- 14 MENG, F. et al. Effect of single-phasing on multipulse rectifier with active interphase reactor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 30, n. 5, p. 2549–2555, 2015.
- 15 FREITAS, L. G. de et al. Um novo retificador trifásico híbrido multipulsos com elevado fator de potência. *Eletrônica de Potência*, p. 17–24, 2005.
- 16 SWAMY, M. M. An electronically isolated 12-pulse autotransformer rectification scheme to improve input power factor and lower harmonic distortion in variable-frequency drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 51, n. 5, p. 3986–3994, 2015.
- 17 ANANDPARA, M.; PANCHAL, T.; PATEL, V. An active interphase transformer for 12-pulse rectifier system to get the performance like 24-pulse rectifier system. In: IEEE. *Power Systems Conference (NPSC), 2014 Eighteenth National*. [S.l.], 2014. p. 1–6.
- 18 GUARIZZO, E.; SEIXAS, F.; OLIVEIRA, P. Análise do retificador de 12 pulsos utilizando a conexão polígono de transformadores. *SIMPÓSIO INTERNACIONAL DE INICIAÇÃO CIENTÍFICA DA UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO*, v. 14, p. 1–7, 2006.
- 19 BARBI, I. et al. *Retificadores Multipulsos a Diodo*. [S.l.]: Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, 1998.
- 20 MCCLYMAN, C. W. T. *High Reliability Magnetic Devices: Design & Fabrication*. [S.l.]: CRC Press, 2002. v. 115.
- 21 AHMED, A. *Eletrônica de potência*. [S.l.]: Pearson Education do Brasil, 2008.
- 22 GONÇALVES, V. A. Redução de harmônicos de corrente em retificadores de múltiplos pulsos: generalização das conexões diferenciais. Universidade Estadual Paulista (UNESP), 2006.
- 23 BARBI, I. Projeto de fontes chaveadas. *Edição do Autor*. Florianópolis, 2001.
- 24 TIBOLA, G. et al. Conversor ca-cc trifásico único com isolamento em alta frequência baseado no conversor cc-cc sepic operando no modo de condução descontínuo. 2013.
- 25 MARTINS, D. C.; OLIVEIRA, A. H. de. Isolated three-phase rectifier using a sepic dc-dc converter in continuous conduction mode for power factor correction. *WSEAS Trans. Circuits*, v. 2, n. 1, p. 13–19, 2003.
- 26 SPIAZZI, G.; MATTAVELLI, P. Design criteria for power factor preregulators based on sepic and cuk converters in continuous conduction mode. In: IEEE. *Industry Applications Society Annual Meeting, 1994., Conference Record of the 1994 IEEE*. [S.l.], 1994. v. 2, p. 1084–1089.
- 27 MARTINS, D. C.; OLIVERIA, A. de; BARBI, I. Three-phase rectifier using a sepic dc-dc converter in continuous conduction mode for power factor correction. In: IEEE. *Telecommunications Energy Conference, 1998. INTELEC. Twentieth International*. [S.l.], 1998. p. 491–497.
- 28 OLIVEIRA, A. H. *Three-Phase Rectifier with High Power Factor Using a Continuous Conduction Mode Sepic DC-DC Converter*. Tese (Doutorado) — Master Thesis, INEP/EEL/UFSC, Florianópolis-SC-Brasil, 1996.

-
- 29 BARBI, C. H. I. I.; ALVES, R. L. Projeto físico de transformadores. *Edição do Autor. Florianópolis*, 2002.
- 30 NISE, N. S.; SILVA, F. R. da. *Engenharia de sistemas de controle*. [S.l.]: LTC, 2002. v. 3.
- 31 JUNIOR, E. T. d. S. et al. Análise e projeto de compensadores para o conversor boost. 1994.
- 32 PEREIRA, H. A.; CUPERTINO, A. F. Desenvolvimento, modelagem e controle de conversores estáticos de potência: Conversor boost. 2011.
- 33 OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 5^a. ed. [S.l.]: Pearson Educación, 2011.
- 34 DORF, R. C.; BISHOP, R. H. *Sistemas de Controle Modernos*. [S.l.]: Pearson, 2001.
- 35 MACIEL, R. S. et al. Conversor boost pré-regulador com funções cfp e cc-cc integradas para sistemas ups utilizando célula a combustível como fonte auxiliar de energia. Universidade Federal de Uberlândia, 2014.
- 36 INSTRUMENTS, T. *TMS320F28335 Digital Signal Controllers (DSCs) SPRS439F*, June 2007–Revised, Apr. 2009.
- 37 CHOI, W.-Y. et al. Bridgeless boost rectifier with low conduction losses and reduced diode reverse-recovery problems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 54, n. 2, p. 769–780, 2007.

A Implementação do Controle no DSP por Histerese

```

/*****
// This code is created by SimCoder Version 9.1 for TI F28335 Hardware Target
//
// SimCoder is copyright by Powersim Inc., 2009-2011
//
// Date: April 13, 2017 15:46:13 HISTERESE
*****/
#include <math.h>
#include "PS_bios.h"
typedef float DefaultType;
#define GetCurTime() PS_GetSysTimer()
interrupt void Task();
float Vo=0;

float IL1=0;

float IL2=0;

float Vv=0;

float Vv_ant=0;

float ev_ant=0;

float ev=0;

float vref=315;

float b0v=0.050033333;

float b1v=-0.049966667;

float P1=0;

float P2=0;

float offset_Vo = 0;

float offset_IL1 = 0;

float offset_IL2 = 0;

int liga_aquisicao = 0;

int start_chaveamento = 0;

float K_Vo = 686.416;

float K_IL1 = 8.19;

float K_IL2 = 8.95;

//FILTRO PARA POLO ADICIONAL DO PI DE TENSÃO
float x_fp=0;
float x_fp_ant=0;
float y_fp_ant=0;
float y_fp=0;
float b1_fp= 0.0011296957;
float a1_fp= -0.99774061;
float b0_fp= 0.0011296957;

```

```

int flag = 0;

DefaultType fTI_ADC1, fZOH1, fTI_ADC1_1, fZOH2, fTI_ADC1_2, fZOH3,
fSSCB1, fSSCB1_1;

interrupt void Task()
{
    DefaultType fVDC1;
    PS_EnableIntr();

    fTI_ADC1 = PS_GetDcAdc(0);
    fTI_ADC1_1 = PS_GetDcAdc(2);
    fTI_ADC1_2 = PS_GetDcAdc(1);
    fZOH1 = fTI_ADC1;
    fZOH2 = fTI_ADC1_1;
    fZOH3 = fTI_ADC1_2;

    if (liga_aquisicao == 0)
    {
        offset_Vo = fZOH1;

        offset_IL1 = fZOH2;

        offset_IL2 = fZOH3;
    }

    Vo = (fZOH1 - offset_Vo)*K_Vo;

    IL1 = (fZOH2 - offset_IL1)*K_IL1;

    IL2 = (fZOH3 - offset_IL2)*K_IL2;

{
    if((Vo<150)&&(flag == 0))
    {
        y_fp=2.5; //Vil1
        y_fp=2.5;
        //Vil2
        if((Vo >= 150) || (flag == 1))
        {
            flag = 1;

            ev_ant=ev;

            ev=vref-Vo;

            Vv_ant=Vv;

            Vv=Vv_ant+ b0v*ev+b1v*ev_ant;

//Filtro de corrente IL1

            x_fp_ant = x_fp;
            x_fp = Vv;
            y_fp_ant= y_fp;

```

```

        y_fp = -a1_fp*y_fp_ant + b0_fp*x_fp + b1_fp*x_fp_ant;
    }

//comando chave SEPIC 2

    if(y_fp<IL1)
        {P1= 0;}
    if(y_fp>IL1)
        {P1=1;}

//comando chave SEPIC 2

    if(y_fp<IL2)
        {P2= 0;}
    if(y_fp>IL2)
        {P2=1;}
    if(y_fp<0)
        {y_fp=0;}
    if(y_fp>3)
        {y_fp=3;}

//COMANDO DE PROTEÇÃO

    if(Vo>350)
        {P1=0; P2=0;}

    if(IL1>3)
        {P1=0; P2=0;}

    if(IL2>3)
        {P1=0; P2=0;}

//COMANDO DE INICIALIZAÇÃO

    if (start_chaveamento == 0)

        {y_fp=0; P1=0; P2=0;}

        fSSCB1=P1;

        fSSCB1_1=P2;

    }

    fVDC1 = 1;
    PS_SetPwm1Rate(fVDC1);
    (fSSCB1 == 0) ? PS_ClearDigitOutBitA((Uint32)1 << 6) :
    PS_SetDigitOutBitA((Uint32)1 << 6);
    (fSSCB1_1 == 0) ? PS_ClearDigitOutBitA((Uint32)1 << 8) :
    PS_SetDigitOutBitA((Uint32)1 << 8);
    PS_ExitPwm1General();
}

void Initialize(void)
{
    PS_SysInit(30, 10);
    PS_StartStopPwmClock(0);
    PS_InitTimer(0, 0xffffffff);
    PS_InitPwm(1, 0, 100000*1, 0*1e6, PWM_TWO_OUT, 39642); // pwnNo, waveType,
frequency, deadtime, outtype
    PS_SetPwmPeakOffset(1, 4, 0, 1.0/4);
    PS_SetPwmIntrType(1, ePwmIntrAdc0, 1, 0);
    PS_SetPwmVector(1, ePwmIntrAdc0, Task);
    PS_SetPwm1Rate(0);
    PS_StartPwm(1);
}

```

```
    PS_ResetAdcConvSeq();
    PS_SetAdcConvSeq(eAdc0Intr, 0, 1.0);
    PS_SetAdcConvSeq(eAdc0Intr, 1, 1.0);
    PS_SetAdcConvSeq(eAdc0Intr, 2, 1.0);
    PS_AdcInit(1, !1);

    PS_InitDigitOut(6);
    PS_InitDigitOut(8);

    PS_StartStopPwmClock(1);
}

void main()
{
    Initialize();
    PS_EnableIntr();    // Enable Global interrupt INTM
    PS_EnableDbgm();
    for (;;) {
    }
}
```

B Implementação do Controle no DSP por PWM

```

/*****
// This code is created by SimCoder Version 9.1 for TI F28335 Hardware Target
//
// SimCoder is copyright by Powersim Inc., 2009-2011
//
// Date: January 17, 2017 10:41:43      PWM
*****/
#include      <math.h>
#include      "PS_bios.h"
typedef float DefaultType;
#define      GetCurTime() PS_GetSysTimer()

interrupt void Task();

float Vo=0;

float IL1=0;

float IL2=0;

float Vv=0;

float Vv_ant=0;

float ev_ant=0;

float ev=0;

float vref=315;

float e1_ant=0;

float e1=0;

float e2=0;

float e2_ant=0;

float Vil1_ant=0;

float Vil1=0;

float Vil2_ant=0;

float Vil2=0;

float b0v= 0.03001;
float b1v= -0.02999;
float b0i1= 0.15005;
float b1i1= -0.14995;
float b0i2= 0.15005;
float b1i2= -0.14995;

//FILTRO PARA POLO ADICIONAL DO PI DE CORRENTE

float x_fp=0;
float x_fp_ant=0;
float y_fp_ant=0;
float y_fp=0;
float b1_fp= 0.0022568419;
float a1_fp= -0.99548632;

```

```

float b0_fp= 0.0022568419;

//FILTRO PARA POLO ADICIONAL DO PI DE CORRENTE2

float x_fp2=0;
float x_fp_ant2=0;
float y_fp_ant2=0;
float y_fp2=0;
float b1_fp2= 0.6934346;
float a1_fp2= 0.3868692;
float b0_fp2= 0.6934346;

float offset_Vo = 0;

float offset_IL1 = 0;

float offset_IL2 = 0;

int liga_aquisicao = 0;

int start_chaveamento = 0;

float K_Vo = 686.416;

float K_IL1 = 8.19;

float K_IL2 = 8.95;

int flag = 0;

DefaultType fTI_ADC1, fTI_ADC1_1, fTI_ADC1_2, fSSCB1, fSSCB1_1, fSSCB1_2;

DefaultType fGblV59 = 0.0;

interrupt void Task()
{
    PS_EnableIntr();

    if (liga_aquisicao == 0)
    { offset_Vo = PS_GetDcAdc(0);
      offset_IL1 = PS_GetDcAdc(2);
      offset_IL2 = PS_GetDcAdc(1);
    }

    Vo = (PS_GetDcAdc(0) - offset_Vo)*K_Vo;
    IL1 = (PS_GetDcAdc(2) - offset_IL1)*K_IL1;
    IL2 = (PS_GetDcAdc(1) - offset_IL2)*K_IL2;
    {

// Proteções dos conversores

        if((Vo<200)&&(flag == 0))
        {
            Vil1=2.5; //Vv
            Vil2=2.5;
        }//Vv

        if((Vo >= 150) || (flag == 1))
        {
            flag = 1;

            ev_ant=ev;

```

```

        ev=vref-Vo;

        Vv_ant=Vv;

        Vv=Vv_ant+ b0v*ev+b1v*ev_ant;

        e1_ant=e1;

        e1=Vv-IL1;

        Vil1_ant=Vil1;

        Vil1=Vil1_ant+b0i1*e1+b1i1*e1_ant;

        e2_ant=e2;

        e2=Vv-IL2;

        Vil2_ant=Vil2;

        Vil2=Vil2_ant+b0i2*e2+b1i2*e2_ant;

    }

    if(Vv<0)

        {Vv=0;}

        if(Vv>6) //estava 6

            {Vv=6;}

    /*if(Vo>250)
    {
        Vil1 = Vil1_ant;
        Vil2 = Vil2_ant;
    }*/

    if(Vo>400)

        {Vil1=0;

        Vil2=0;}

    if(IL1>5)

        {Vil1=0;

        Vil2=0;}

    if(IL2>5)

        {Vil1=0;

        Vil2=0;}

    if (start_chaveamento == 0)
    {Vil1=0;

    Vil2=0;}

    fSSCB1=Vil1;

    fSSCB1_1=Vv;

```

```

        fSSCB1_2=Vi12;

    }
#ifdef _DEBUG
    fGblV59 = fSSCB1_1;
#endif

    PS_SetPwm4Rate(fSSCB1);
    PS_PwmSetPhase(5, 1.0/2);
    PS_SetPwm5Rate(fSSCB1_2);
    PS_ExitPwm4General();
}

void Initialize(void)
{
    PS_SysInit(30, 10);
    PS_StartStopPwmClock(0);
    PS_InitTimer(0, 0xffffffff);
    PS_InitPwm(4, 0, 50000*1, 0*1e6, PWM_TWO_OUT, 1069); // pwnNo, waveType,
frequency, deadtime, outtype
    PS_SetPwmPeakOffset(4, 4, 0, 1.0/4);
    PS_SetPwmIntrType(4, ePwmIntrAdc0, 1, 0);
    PS_SetPwmVector(4, ePwmIntrAdc0, Task);
    PS_SetPwm4Rate(0);
    PS_StartPwm(4);

    PS_InitPwm(5, 0, 50000*1, 0*1e6, PWM_TWO_OUT, 1069); // pwnNo, waveType,
frequency, deadtime, outtype
    PS_SetPwmPeakOffset(5, 4, 0, 1.0/4);
    PS_SetPwmIntrType(5, ePwmNoAdc, 1, 0);
    PS_SetPwm5Rate(0);
    PS_StartPwm(5);

    PS_ResetAdcConvSeq();
    PS_SetAdcConvSeq(eAdc0Intr, 0, 1.0);
    PS_SetAdcConvSeq(eAdc0Intr, 1, 1.0);
    PS_SetAdcConvSeq(eAdc0Intr, 2, 1.0);
    PS_AdcInit(1, !1);

    PS_StartStopPwmClock(1);
}

void main()
{
    Initialize();
    PS_EnableIntr(); // Enable Global interrupt INTM
    PS_EnableDbgm();
    for (;;) {
    }
}

```

C Degrau de Carga - Histerese

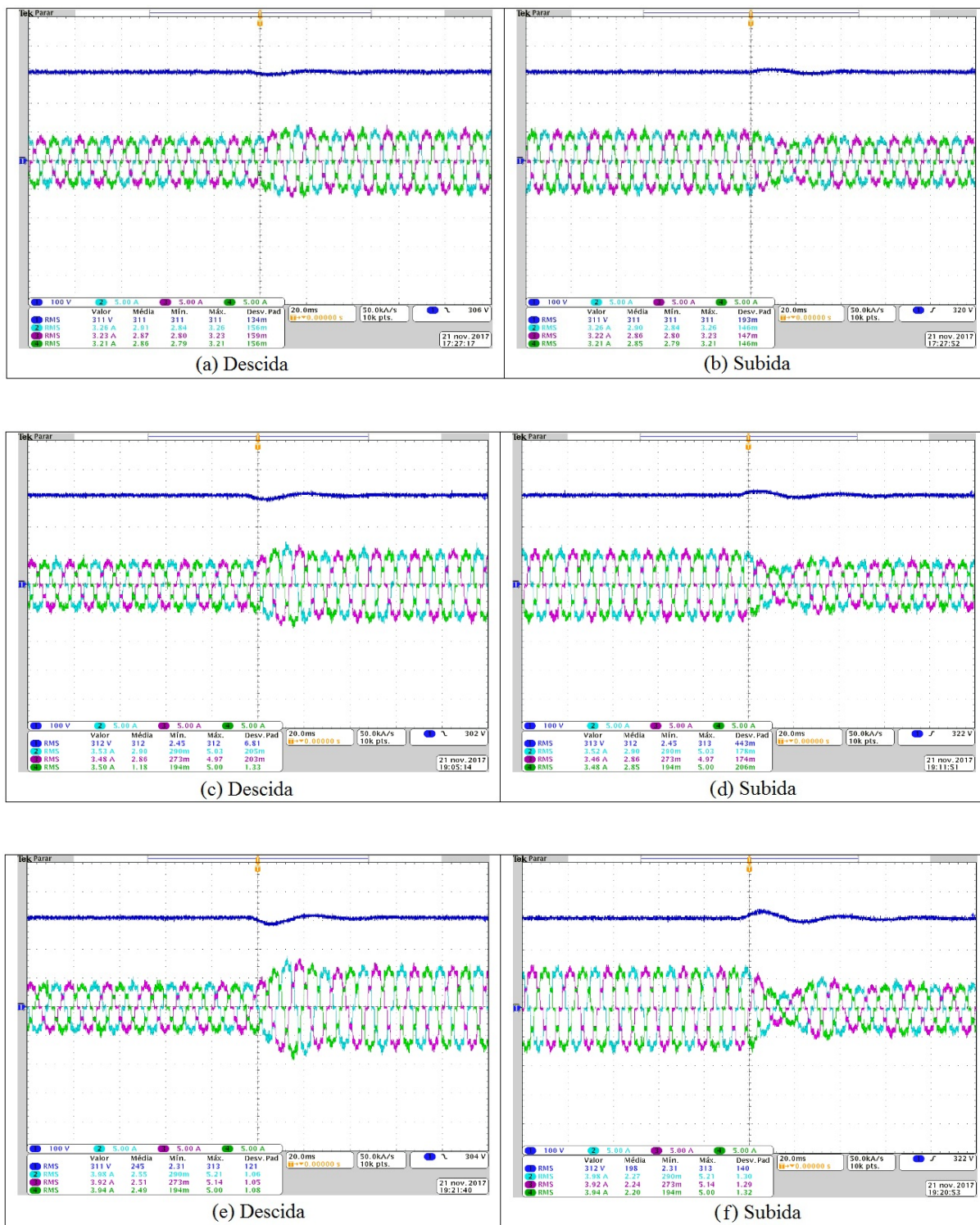


Figura C.1 – Degrau de Carga para Controle Histerese: (a) e (b)- 80%; (c) e (d)- 70%; (e) e (f)- 60%.

D Degrau de Carga - PWM

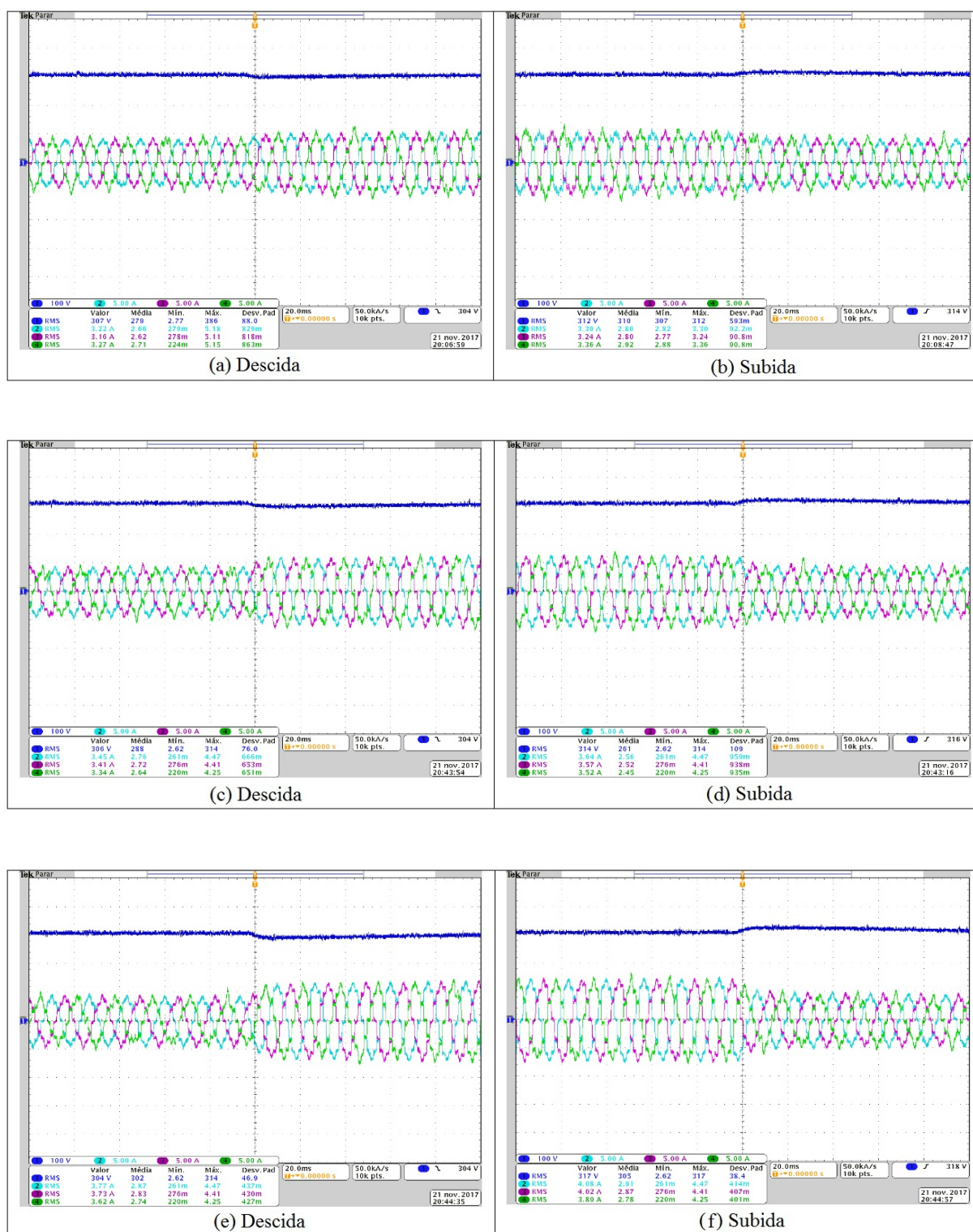


Figura D.1 – Degrau de Carga para Controle por PWM: (a) e (b)- 80%; (c) e (d)- 70%; (e) e (f)- 60%.

ANEXO A – Tabela de Núcleos de Ferrite

Tipo EE

NÚCLEO	Ae [cm ²]	Aw [cm ²]	le [cm]	MLT [cm]	Ap [cm ⁴]	Al [nH]	Ve [cm ³]	AeAw [cm ⁴]
EE-8/4/3	0,07	0,12	1,97	1,88	0,01	450	0,14	0,0084
EE-13/6/6	0,15	0,33	3,07	3,14	0,05	900	0,49	0,0495
EE-16/7/4	0,15	0,4	3,44	3,77	0,06	1100	0,51	0,06
EE-16/7/5	0,19	0,4	3,53	3,77	0,07	1700	0,66	0,076
EE-19/8/5	0,23	0,57	3,94	4,63	0,13	1700	0,91	0,1311
EE-20/10/5	0,31	0,48	4,3	4,02	0,15	1300	1,33	0,1488
EE-25/10/6	0,4	0,84	4,9	5,97	0,34	1400	1,96	0,336
EE-30/15/7	0,6	1,19	6,7	6,13	0,72	1800	4,02	0,714
EE-30/15/14	1,2	1,19	6,7	6,13	1,43	3500	8,04	1,428
EE-42/21/15	1,81	2,56	9,7	9,27	4,63	3700	17,56	4,6336
EE-42/21/20	2,4	2,56	9,7	9,27	6,14	4750	23,28	6,144
EE-55/28/21	3,54	3,76	12	11,78	13,29	5000	42,48	13,3104
EE-65/33/13	2,66	5,48	14,7	13,89	14,57	3600	39,1	14,5768
EE-80/38/20	3,9	3,88	18,4	1	15,13	4600	72,12	15,132
EE-65/33/26	5,32	5,48	14,7	13,89	29,14	7200	78,2	29,1536
EE-80/38/40	7,8	3,88	18,4	1	30,26	9200	144,24	30,264
EE-65/33/39	7,98	5,48	14,7	13,89	43,71	10800	117,31	43,7304
EE-80/38/60	11,7	3,88	18,4	1	45,39	13800	216,36	45,396
EE-100/60/28	7,38	6,92	27,4	1	51,0696	7100	202	51,0696
EE-76/50/25	6,45	9,75	21,77	16,02	62,91	5315	140,42	62,8875
EE-100/60/56	14,76	6,92	27,4	1	102,1392	14200	404	102,1392
EE-76/50/50	12,9	9,75	21,77	16,02	125,775	10630	240,84	125,775
EE-100/60/84	22,14	6,92	27,4	1	153,2088	21300	606	153,2088
EE-76/50/75	19,35	9,75	21,77	16,02	188,6625	15945	421,26	188,6625

ANEXO B – Tabela de Fios

AWG	Diâmetro do cobre [mm]	Área do cobre [mm²]	Diâmetro c/ isolamento [mm]	Área com isolamento [mm²]	Peso [g/m]	Resistência (??°C) [W/cm]	Resistência (20°C) [W/cm]	Resistência (100°C) [W/cm]
0000	11,86	110,47379	-	-	-	1,58E-06	-	-
000	10,4	84,94867	-	-	-	1,97E-06	-	-
00	9,226	66,85237	-	-	-	2,52E-06	-	-
0	8,252	53,48208	-	-	-	3,17E-06	-	-
1	7,348	42,40608	-	-	375	0,000004	-	-
2	6,544	33,63384	-	-	295	0,000005	-	-
3	5,827	26,66735	-	-	237	0,0000063	-	-
4	5,189	21,14741	-	-	188	0,000008	-	-
5	4,621	16,77111	-	-	149	0,0000101	-	-
6	4,115	13,29932	-	-	118	0,0000127	-	-
7	3,665	10,54964	-	-	94	0,000017	-	-
8	3,264	8,36739	-	-	74	0,0000203	-	-
9	2,906	6,63256	-	-	58,9	0,0000256	-	-
10	2,588	5,26040	2,73	5,85349	46,8	0,0000323	0,000033	0,000044
11	2,305	4,17284	2,44	4,67595	32,1	0,0000407	0,000041	0,000055
12	2,053	3,31030	2,18	3,73253	29,4	0,0000513	0,000052	0,00007
13	1,828	2,62447	1,95	2,98648	23,3	0,0000649	0,000066	0,00008
14	1,628	2,08161	1,74	2,37787	18,5	0,0000817	0,000083	0,000111
15	1,45	1,65130	1,56	1,91134	14,7	0,000103	0,000104	0,00014
16	1,291	1,30901	1,39	1,51747	11,6	0,000129	0,000132	0,000176
17	1,15	1,03869	1,24	1,20763	9,26	0,0001634	0,000166	0,000222
18	1,024	0,82355	1,11	0,96769	7,3	0,0002073	0,000209	0,00028
19	0,9116	0,65268	1	0,78540	5,79	0,0002615	0,000264	0,000353
20	0,8118	0,51759	0,89	0,62211	4,61	0,0003269	0,000333	0,000445
21	0,723	0,41055	0,8	0,50265	3,64	0,0004146	0,00042	0,000561
22	0,6438	0,32553	0,71	0,39592	2,89	0,000515	0,00053	0,000708
23	0,5733	0,25814	0,64	0,32170	2,29	0,000564	0,000668	0,000892
24	0,5106	0,20476	0,57	0,25518	1,82	0,00085	0,000842	0,001125

25	0,4547	0,16238	0,51	0,20428	1,44	0,001062	0,001062	0,001419
26	0,4049	0,12876	0,46	0,16619	1,14	0,001307	0,001339	0,001789
27	0,3606	0,10213	0,41	0,13203	0,91	0,0017	0,001689	0,002256
28	0,3211	0,08098	0,37	0,10752	0,72	0,002125	0,002129	0,002845
29	0,2859	0,06420	0,33	0,08553	0,57	0,002656	0,002685	0,003587
30	0,2546	0,05091	0,3	0,07069	0,45	0,003333	0,003386	0,004523
31	0,2268	0,04040	0,27	0,05726	0,36	0,00425	0,004269	0,005704
32	0,2019	0,03202	0,24	0,04524	0,28	0,005312	0,005384	0,007192
33	0,1798	0,02539	0,22	0,03801	0,23	0,006693	0,006789	0,00907
34	0,1601	0,02013	0,2	0,03142	0,18	0,008458	0,00856	0,011437
35	0,1426	0,01597	0,18	0,02545	0,14	0,01069	0,010795	0,014422
36	0,127	0,01267	0,16	0,02011	0,1	0,01338	0,013612	0,018186
37	0,1131	0,01005	0,14	0,01539	0,089	0,017	0,017165	0,022932
38	0,1007	0,00796	0,13	0,01327	0,07	0,02152	0,021644	0,028917
39	0,0897	0,00632	0,12	0,01131	0,044	0,02696	0,027293	0,036464
40	0,0799	0,00501	0,1	0,00785	0,044	0,034	0,034417	0,045981
41	0,0711	0,00397	0,09	0,00636	0,035	0,0425	0,043399	0,057982
42	0,0633	0,00315	-	-	0,028	0,05312	5312	-
43	0,0564	0,00250	-	-	0,022	0,068	6800	-
44	0,0503	0,00199	-	-	0,018	0,085	8500	-
45	0,0445	0,00156	-	-	0,014	0,1111	11110	-
46	0,038	0,00113	-	-	0,011	0,1513	15130	-