

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

WILLIAM DE JESUS KREMES

**RETIFICADOR BRIDGELESS SEPIC PFC COM RASTREAMENTO DE
MÁXIMA POTÊNCIA PARA PROCESSAR ENERGIA ELÉTRICA DE
UM SISTEMA EÓLICO DE PEQUENO PORTE**

DISSERTAÇÃO

PONTA GROSSA

2016

WILLIAM DE JESUS KREMES

**RETIFICADOR BRIDGELESS SEPIC PFC COM RASTREAMENTO DE
MÁXIMA POTÊNCIA PARA PROCESSAR ENERGIA ELÉTRICA DE
UM SISTEMA EÓLICO DE PEQUENO PORTE**

Dissertação apresentada como requisito parcial
à obtenção do título de Mestre em Engenharia
Elétrica, do Departamento de Eletrônica, da
Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Carlos Henrique Illa Font

PONTA GROSSA

2016

Ficha catalográfica elaborada pelo Departamento de Biblioteca
da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Câmpus Ponta Grossa
n. 28/17

K92 Kremes, William de Jesus

Retificador Bridgeless Sepic PFC com rastreamento de máxima potência para processar energia elétrica de um sistema eólico de pequeno porte. / William de Jesus Kremes. 2017.

233 f.: il.; 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Carlos Henrique Illa Font

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2017.

1. Energia eólica. 2. Retificadores de corrente elétrica. 3. Conversores de corrente elétrica. 4. Engenharia elétrica. I. Font, Carlos Henrique Illa. II. Título. III. Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

CDD 621.3



**Universidade Tecnológica Federal do
Paraná Campus de Ponta Grossa**
Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**



FOLHA DE APROVAÇÃO

Título de Dissertação Nº «Número_da_Dissertação» **24/2016**

**RETIFICADOR BRIDGELESS SEPIC PFC COM RASTREAMENTO DE MÁXIMA
POTÊNCIA PARA PROCESSAR ENERGIA ELÉTRICA DE UM SISTEMA EÓLICO DE
PEQUENO PORTE**

por

William de Jesus Kremes

Esta dissertação foi apresentada às **14 horas** do dia **16 de dezembro de 2016**, «Hora_da_defesa»«Data_da_Defesa» como requisito parcial para a obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA, com área de concentração em Controle e Processamento de Energia, linha de pesquisa em Controle e Processamento de Energia do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. O candidato foi arguido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho aprovado.

Prof. Dr. Telles Brunelli Lazzarin (UFSC)

Prof. Dr. Eloi Agostini Junior (UTFPR)

**Prof. Dr. Carlos Henrique Illa Font
(UTFPR)**
Orientador

**Prof. Dr. Claudinor Bitencourt
Nascimento (UTFPR)**
Coordenador do PPGE

- A folha de aprovação assinada encontra-se no departamento de registros acadêmicos da UTFPR – Campus Ponta Grossa -

Dedico este trabalho à minha família.

AGRADECIMENTOS

A realização deste trabalho contou com importantes apoios e incentivos que foram fundamentais para esta dissertação ter se tornado realidade, e os quais eu estarei eternamente grato.

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer a Deus, por me guiar, iluminar e me dar tranquilidade para seguir em frente com os meus objetivos e não desanimar com as dificuldades.

Aos meus avós e minha mãe, por me terem dado educação, valores e princípios os quais não abro mão. A vocês que, muitas vezes, renunciaram aos seus sonhos para que eu pudesse realizar o meu, partilho a alegria deste momento.

A todos os meus irmãos e demais familiares, que diretamente me incentivaram.

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Carlos Henrique Illa Font, pela sua orientação, pelo apoio, disponibilidade, pelo conhecimento que me transmitiu, pela sabedoria com que me guiou nesta trajetória, pelas opiniões, críticas e a total colaboração no desenvolvimento e na busca de soluções dos problemas ao longo deste trabalho.

Agradeço também aos demais professores integrantes do Programa, e que de alguma forma contribuíram no aprendizado. De forma especial ao Professor Dr. Eloi Agostini Junior pelas dicas e sugestões em diversos momentos deste trabalho.

Aos grandes amigos que pude fazer nesta caminhada e que diretamente me auxiliaram na busca de soluções para os problemas que surgiram no decorrer desta dissertação, de maneira especial Paulo Junior Costa, Marlon Lessing, Julio Cesar Bortolini Rodrigues, Gabriel Renan Broday, Remei Haura Junior.

A todos os outros amigos e colegas que estiveram comigo no dia-a-dia e dessa forma também foram muito importantes nesta etapa da minha vida. Não citarei nomes para não correr o risco de não mencionar alguém, mas todos que conviveram comigo, sintam-se agradecidos.

“Sem essa de ser tarde demais! Nunca é tarde demais. Acredite em você e no seu potencial. Muitas vezes temos que percorrer diversos caminhos, cair algumas vezes até alcançar nossos objetivos. Isso faz parte da vida! Poucos têm paciência e força pra continuar a mesma busca após diversas quedas e erros, mas só quem segue tira as lições a partir dos caminhos percorridos, e pode sentir o prazer do sucesso alcançado!”

(Damaris Ester Dalmas)

RESUMO

KREMES, W. J. **Retificador Bridgeless SEPIC PFC com Rastreamento de Máxima Potência Processando Energia Elétrica de um Sistema Eólico de Pequeno Porte**. 2016. 233 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2016.

A presente dissertação tem como objetivo principal propor um conversor bridgeless SEPIC trifásico com elevado fator de potência, baseado em um conversor monofásico apresentado em Costa (2015). Como objetivo secundário e a fim de assimilar o funcionamento do conversor, é estudado o conversor monofásico e então é proposta uma modulação alternativa para comando dos transistores. Outro objetivo secundário é a aplicação do retificador proposto em um sistema de aerogerador de pequeno porte (AGPP), a fim de que este conversor possa processar a energia elétrica gerada sendo proposta também uma metodologia de controle de maximização da potência gerada (MPPT). No desenvolvimento do retificador monofásico é apresentada a análise teórica com cada modulação e posterior equacionamento. Posteriormente, são mostrados os resultados de simulação e experimentais para as duas modulações, podendo-se comparar rendimento, THD e fator de potência. As condições nominais para o conversor monofásico são: tensão eficaz de entrada de 220 V, tensão de saída de 200 V, frequência de comutação de 50 kHz e potência de saída de 500 W. Contextualizando a aplicação do retificador trifásico, é apresentado o funcionamento de um sistema de geração eólica, onde primeiramente tem-se uma introdução dos principais conceitos de energia eólica, seguido de um panorama do aproveitamento da energia eólica no mundo e no Brasil. Em seguida pode-se ver o funcionamento dos sistemas eólicos, apresentando as turbinas e geradores utilizados. Então, propõe-se um modelo, baseado em um retificador trifásico *bridgeless* SEPIC PFC em MCD processando a energia proveniente do aerogerador. O conversor proposto é então simulado e implementado, utilizando o método MPPT para controlá-lo, a fim de comprovar o modelo e a teoria proposta. As especificações para o conversor trifásico são: tensão eficaz de entrada de 90 V, tensão de saída de 250 V, frequência de comutação de 25 kHz e potência de saída de 1500 W.

Palavras-chave: Energia Eólica, Aerogeradores, MPPT, Retificadores PFC, Conversor SEPIC, Modulações PWM.

ABSTRACT

KREMES, W. J. **PFC Bridgeless SEPIC Rectifier with Maximum Power Point Tracking Processing Electrical Energy of a Small-Scale Wind Turbine System**. 2016. 233 p. Master's Thesis (Master's Degree in Electrical Engineering) - Federal Technology University - Paraná. Ponta Grossa, 2016.

The main objective of this dissertation is to propose a three-phase bridgeless SEPIC PFC rectifier, based on a single-phase converter presented in Costa (2015). As a secondary objective and in order to assimilate the operation of the converter, the single-phase converter is studied, and an alternative modulation is proposed for controlling the transistors compared with a traditional PWM modulation, in order to obtain results that justify or not its use in the converter proposed. Another secondary objective is the application of the proposed rectifier in a small-scale wind turbine system, in order that this converter can process the electric energy generated; also is proposed a methodology of control of maximization (MPPT) of generated power. To develop this study, is presented the theoretical analysis with each modulation, followed by design equations. Subsequently are shown the results of numerical simulation and experimental for the two modulations, being able to compare efficiency, THD and power factor. The nominal conditions for the single-phase converter are: rms input voltage of 220 V, output voltage of 200 V, switching frequency of 50 kHz and output power of 500 W. Contextualizing the application of the three-phase rectifier: has an introduction of the main wind power concepts, followed by an overview of wind energy in the world and in Brazil. Then one can see the operation of wind turbines and electrical generators. Next, is propose a system based on a three-phase bridgeless PFC SEPIC rectifier in DCM processing the energy from the wind turbine. This proposed model is then simulated and implemented using the MPPT method to control it, to prove the model and the proposed theory. The specifications for the three-phase converter are: rms input voltage of 90 V, output voltage of 250 V, switching frequency of 25 kHz and output power of 1500 W.

Keywords: Wind Energy, Wind Turbine, MPPT, PFC Rectifiers, SEPIC Converter, PWM Modulations.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Imagens de moinhos.....	33
Figura 2.2 – Moinhos de vento em Campo de Criptna (La Mancha, Espanha).....	34
Figura 2.3 – Moinho de vento na cidade de Castro (Paraná, Brasil).....	34
Figura 2.4 – Turbina eólica de Charles Brush (1888).....	34
Figura 2.5 – Turbina de pequeno, médio e grande porte.....	35
Figura 2.6 – Maiores capacidades instaladas.....	37
Figura 2.7 – Capacidade anual instalada no mundo de 2000 a 2015.....	37
Figura 2.8 – Capacidade total instalada de 2000 a 2015.....	38
Figura 2.9 – Projeções do mercado eólico para 2016 a 2020.....	41
Figura 2.10 – Parque Eólico Geribatu, no Rio Grande do Sul.....	42
Figura 2.11 – Capacidade total instalada de 2005 a 2015.....	44
Figura 2.12 – Configuração de um sistema eólico isolado.....	48
Figura 2.13 – Configuração de um sistema eólico conectado à rede elétrica.....	48
Figura 3.1 – Principais partes de um aerogerador.....	52
Figura 3.2 – Densidade de potência do vento, a 15° C e 1 atm.....	53
Figura 3.3 – Turbina com eixo horizontal (à esquerda) e com eixo vertical (à direita).....	54
Figura 3.4 – Éole, a maior turbina de eixo vertical do mundo, em Cap-Chat, Quebec, Canadá.....	55
Figura 3.5 – Turbina de eixo vertical do tipo rotor H, em Carmathen, País de Gales.....	55
Figura 3.6 – Turbina de Savonius.....	56
Figura 3.7 – Turbina híbrida Savonius-Darrieus.....	56
Figura 3.8 – Turbina Turby.....	57
Figura 3.9 – Turbinas de eixo horizontal.....	58
Figura 3.10 – Tipos de turbinas de eixo horizontal.....	59
Figura 3.11 – Microturbinas de eixo horizontal.....	60
Figura 3.12 – Microturbinas de eixo vertical.....	60
Figura 3.13 – Representação da transformação de energia.....	62
Figura 3.14 – Extração de energia do vento por uma turbina eólica.....	63
Figura 3.15 – Coeficiente de potência máximo ($\lambda=1/3$).....	65
Figura 3.16 – Curva de potência pela velocidade do vento para uma turbina eólica.....	66
Figura 3.17 – Coeficiente de potência para vários tipos de rotores eólicos.....	67

Figura 3.18 – Sistema de geração eólica conectado diretamente à rede, utilizando SCIG.....	69
Figura 3.19 – Sistema de geração eólica utilizando SCIG e conversores completos.....	69
Figura 3.20 – Sistema de geração eólica utilizando WRIG e conversores parciais.....	69
Figura 3.21 – Sistema de geração eólica utilizando DFIG e conversores parciais.....	70
Figura 3.22 – Sistema de geração eólica utilizando um gerador síncrono com excitação externa.....	71
Figura 3.23 – Sistema de geração eólica utilizando um gerador síncrono multipolos com excitação externa.....	71
Figura 3.24 – Sistema de geração eólica utilizando um PMSG.....	71
Figura 3.25 – Evolução dos sistemas eólicos e a utilização da eletrônica de potência nesses sistemas.....	73
Figura 3.26 – Sistema de geração eólica com uma ponte de Graetz.....	74
Figura 3.27 – Sistema de geração eólica com uma ponte de Graetz e um conversor CC-CC..	74
Figura 3.28 – Sistema de geração eólica com um retificador PFC.....	75
Figura 3.29 – Diagrama de blocos do controle MPPT TSR.....	76
Figura 3.30 – Diagrama de blocos do controle MPPT PSF.....	76
Figura 3.31 – Esquemático do controle MPPT HCS.....	77
Figura 4.1 – Retificador monofásico bridgeless SEPIC.....	80
Figura 4.2 – Sinais de comando para a modulação PWM tradicional.....	81
Figura 4.3 – Circuito equivalente à primeira etapa.....	81
Figura 4.4 – Circuito equivalente à segunda etapa.....	82
Figura 4.5 – Circuito equivalente à terceira etapa.....	83
Figura 4.6 – Circuito equivalente à primeira etapa no semiciclo negativo.....	83
Figura 4.7 – Circuito equivalente à segunda etapa no semiciclo negativo.....	84
Figura 4.8 – Circuito equivalente à terceira etapa no semiciclo negativo.....	84
Figura 4.9 – Implementação da modulação proposta.....	85
Figura 4.10 – Sinais de comando para a modulação alternativa.....	85
Figura 4.11 – Circuito equivalente à primeira etapa.....	86
Figura 4.12 – Circuito equivalente à segunda etapa.....	87
Figura 4.13 – Circuito equivalente à terceira etapa.....	87
Figura 4.14 – Circuito equivalente à primeira etapa no semiciclo negativo.....	88
Figura 4.15 – Circuito equivalente à segunda etapa no semiciclo negativo.....	88
Figura 4.16 – Circuito equivalente à terceira etapa no semiciclo negativo.....	88
Figura 4.17 – Principais formas de onda das tensões.....	89

Figura 4.18 – Principais formas de onda das correntes.....	90
Figura 4.19 – Ganho estático do retificador em MCD.....	96
Figura 4.20 – Característica de saída.....	98
Figura 4.21 – Modelo simplificado para determinação da planta de tensão.....	99
Figura 5.1 – Ganho estático para o conversor projetado.....	106
Figura 5.2 – Resposta do sistema a uma variação de razão cíclica de 3%.	107
Figura 5.3 – Lugar das raízes e diagrama de Bode para o sistema não compensado.....	108
Figura 5.4 – Lugar das raízes e diagrama de Bode para o sistema compensado.....	108
Figura 5.5 – Resposta ao degrau para o sistema compensado.....	108
Figura 5.6 – Comando das chaves com modulação tradicional.....	109
Figura 5.7 – Comando das chaves com modulação alternativa.....	109
Figura 5.8 – Tensão de entrada e comando da chave S_1	110
Figura 5.9 – Forma de onda da tensão e corrente de entrada.....	110
Figura 5.10 – Forma de onda da corrente no indutor L_i	110
Figura 5.11 – Detalhe da corrente no indutor L_i	111
Figura 5.12 – Forma de onda da corrente no indutor L_o	111
Figura 5.13 – Detalhe da corrente no indutor L_o	111
Figura 5.14 – Forma de onda da tensão no capacitor C_i	112
Figura 5.15 – Detalhe da tensão nos capacitores C_i	112
Figura 5.16 – Forma de onda da tensão no interruptor S_1	112
Figura 5.17 – Forma de onda da tensão no interruptor S_2	113
Figura 5.18 – Detalhe da forma de onda da tensão nas chaves (S_1 no semiciclo positivo, S_2 no semiciclo negativo).....	113
Figura 5.19 – Forma de onda da corrente no interruptor S_1	113
Figura 5.20 – Forma de onda da corrente no interruptor S_2	114
Figura 5.21 – Detalhe da forma de onda da corrente no interruptor S_1 no semiciclo positivo.....	114
Figura 5.22 – Detalhe da forma de onda da corrente no interruptor S_2 no semiciclo positivo.....	114
Figura 5.23 – Forma de onda da tensão no diodo D_o	115
Figura 5.24 – Detalhe da forma de onda da tensão no diodo D_o	115
Figura 5.25 – Forma de onda da corrente no diodo D_o	115
Figura 5.26 – Detalhe da forma de onda da corrente no diodo D_o	116
Figura 5.27 – Forma de onda da tensão na carga.....	116

Figura 5.28 – Forma de onda da corrente na carga.....	116
Figura 5.29 – Saída do conversor para um degrau de +50%.....	117
Figura 5.30 – Corrente de entrada para um degrau de +50%.....	117
Figura 5.31 – Diagrama elétrico da geração do PWM e controle.....	118
Figura 5.32 – Diagrama elétrico do circuito auxiliar para geração da modulação alternativa.....	118
Figura 5.33 – Diagrama elétrico do circuito de potência.....	118
Figura 5.34 – Protótipo do retificador monofásico bridgeless SEPIC.....	120
Figura 5.35 – Tensão (100 V/div) e corrente (3 A/div) de entrada.....	121
Figura 5.36 – Corrente de entrada (1 A/div) em alta frequência.....	121
Figura 5.37 – Espectro harmônico da corrente de entrada.....	122
Figura 5.38 – Corrente no indutor L_o (5 A/div).....	122
Figura 5.39 – Corrente no indutor L_o (5 A/div) em alta frequência.....	123
Figura 5.40 – Tensão no capacitor C_i (50 V/div).....	123
Figura 5.41 – Tensão no capacitor C_i (50 V/div) em alta frequência.....	123
Figura 5.42 – Tensão nos interruptores S_1 e S_2 (200 V/div).....	124
Figura 5.43 – Tensão nos interruptores S_1 e S_2 (200 V/div) no semiciclo positivo em alta frequência.....	124
Figura 5.44 – Tensão nos interruptores S_1 e S_2 (200 V/div) no semiciclo negativo em alta frequência.....	125
Figura 5.45 – Corrente nos interruptores S_1 e S_2 (5 A/div).....	125
Figura 5.46 – Corrente nos interruptores S_1 e S_2 (5 A/div) no semiciclo positivo em alta frequência.....	125
Figura 5.47 – Corrente nos interruptores S_1 e S_2 (5 A/div) no semiciclo negativo em alta frequência.....	126
Figura 5.48 – Tensão no diodo D_o (200 V/div).....	126
Figura 5.49 – Tensão no diodo D_o (200 V/div) em alta frequência.....	127
Figura 5.50 – Corrente no diodo D_o (5 A/div).....	127
Figura 5.51 – Corrente no diodo D_o (5 A/div) em alta frequência.....	127
Figura 5.52 – Tensão (50 V/div) e corrente (1 A/div) de saída.....	128
Figura 5.53 – Modulação alternativa implementada.....	128
Figura 5.54 – Tensão (100 V/div) e corrente (3 A/div) de entrada.....	129
Figura 5.55 – Corrente de entrada (1 A/div) em alta frequência.....	129
Figura 5.56 – Espectro harmônico da corrente de entrada.....	130
Figura 5.57 – Corrente no indutor L_o (5 A/div).....	130

Figura 5.58 – Corrente no indutor L_o (5 A/div) em alta frequência.....	131
Figura 5.59 – Tensão no capacitor C_i (50 V/div).....	131
Figura 5.60 – Tensão no capacitor C_i (50 V/div) em alta frequência.....	131
Figura 5.61 – Tensão nos interruptores S_1 e S_2 (200 V/div).....	132
Figura 5.62 – Tensão nos interruptores S_1 e S_2 (200 V/div) no semiciclo positivo em alta frequência.....	132
Figura 5.63 – Tensão nos interruptores S_1 e S_2 (200 V/div) no semiciclo negativo em alta frequência.....	132
Figura 5.64 – Corrente nos interruptores S_1 e S_2 (5 A/div).....	133
Figura 5.65 – Corrente nos interruptores S_1 e S_2 (5 A/div) no semiciclo positivo em alta frequência.....	133
Figura 5.66 – Corrente nos interruptores S_1 e S_2 (5 A/div) no semiciclo negativo em alta frequência.....	133
Figura 5.67 – Tensão no diodo D_o (200 V/div).....	134
Figura 5.68 – Detalhe da tensão no diodo D_o (200 V/div).....	134
Figura 5.69 – Corrente no diodo D_o (5 A/div).....	135
Figura 5.70 – Corrente no diodo D_o (5 A/div) em alta frequência.....	135
Figura 5.71 – Tensão (50 V/div) e corrente (1 A/div) de saída.....	135
Figura 5.72 – Variação de rendimento de acordo com a potência de saída.....	136
Figura 5.73 – Variação das THDs de corrente e tensão de acordo com a potência de saída.....	137
Figura 5.74 – Variação do fator de potência de acordo com a potência de saída.....	137
Figura 6.1 – Retificador trifásico bridgeless SEPIC.....	141
Figura 6.2 – Tensões de entrada trifásicas.....	142
Figura 6.3 – Circuito equivalente à primeira etapa.....	143
Figura 6.4 – Circuito equivalente à segunda etapa.....	144
Figura 6.5 – Circuito equivalente à terceira etapa.....	145
Figura 6.6 – Circuito equivalente à quarta etapa.....	145
Figura 6.7 – Circuito equivalente à quinta etapa.....	146
Figura 6.8 – Formas de onda para as tensões nos semicondutores.....	146
Figura 6.9 – Formas de onda para as correntes nos semicondutores.....	147
Figura 6.10 – Ganho estático para o conversor projetado.....	151
Figura 6.11 – Formas de onda das correntes nos indutores de entrada.....	151
Figura 6.12 – Formas de onda das correntes nos indutores de saída.....	152
Figura 6.13 – Formas de onda das tensões nos interruptores S_1 , S_4 e S_6	152
Figura 6.14 – Formas de onda das tensões nos interruptores S_2 , S_3 e S_5	153

Figura 6.15 – Formas de onda das tensões nos interruptores S_1 , S_4 e S_6 em alta frequência..	153
Figura 6.16 – Formas de onda das correntes nos interruptores S_1 , S_4 e S_6	153
Figura 6.17 – Formas de onda das correntes nos interruptores S_2 , S_3 e S_5	154
Figura 6.18 – Formas de onda das correntes nos interruptores S_1 , S_4 e S_6 em alta frequência.....	154
Figura 6.19 – Formas de onda das correntes nos interruptores S_2 , S_3 e S_5 em alta frequência.....	155
Figura 6.20 – Formas de onda das tensões nos diodos D_{o1} , D_{o2} e D_{o3}	155
Figura 6.21 – Formas de onda das tensões nos diodos D_{o1} , D_{o2} e D_{o3} em alta frequência.....	155
Figura 6.22 – Formas de onda das correntes nos diodos D_{o1} , D_{o2} e D_{o3}	156
Figura 6.23 – Formas de onda das correntes nos diodos D_{o1} , D_{o2} e D_{o3} em alta frequência..	156
Figura 6.24 – Formas de onda das tensões nos capacitores C_{i1} , C_{i2} e C_{i3}	157
Figura 6.25 – Formas de onda da tensão no capacitor C_{i1} em alta frequência.....	157
Figura 6.26 – Formas de onda da tensão na carga.....	157
Figura 6.27 – Formas de onda da corrente na carga.....	158
Figura 6.28 – Protótipo do retificador trifásico bridgeless SEPIC.....	159
Figura 6.29 – Correntes de entrada.....	160
Figura 6.30 – Correntes de entrada em alta frequência.....	160
Figura 6.31 – Espectro harmônico das correntes de entrada.....	161
Figura 6.32 – Tensões nos capacitores de entrada.....	161
Figura 6.33 – Tensões nos capacitores de entrada em alta frequência.....	162
Figura 6.34 – Tensões nos transistores S_1 , S_4 e S_6	162
Figura 6.35 – Tensões nos transistores S_2 , S_3 e S_5	163
Figura 6.36 – Tensões nos transistores S_1 , S_4 e S_6 em alta frequência.....	163
Figura 6.37 – Tensões nos diodos D_{o1} , D_{o2} e D_{o3}	163
Figura 6.38 – Tensões nos diodos D_{o1} , D_{o2} e D_{o3} em alta frequência.....	164
Figura 6.39 – Tensão e corrente de saída.....	164
Figura 6.40 – Curva de rendimento.....	165
Figura 6.41 – Curvas de THD.....	166
Figura 6.42 – Curva de fator de potência.....	166
Figura 6.43 – Curvas de rendimento com diferentes especificações.....	166
Figura 7.1 – Bloco genérico para gerar o coeficiente de potência.....	169
Figura 7.2 – Coeficiente de potência em função do TSR.....	170

Figura 7.3 – Potência mecânica em função da velocidade angular para várias velocidades de vento.....	170
Figura 7.4 – Torque mecânico em função da velocidade angular para várias velocidades de vento.....	171
Figura 7.5 – Tensão gerada em função da velocidade angular.....	172
Figura 7.6 – Corrente gerada em função da velocidade angular para diversas velocidades de vento.....	172
Figura 7.7 – Frequência da tensão gerada em função da velocidade angular para diversas velocidades de vento.....	173
Figura 7.8 – Potência gerada em função da tensão	174
Figura 7.9 – Potência gerada em função da corrente.....	174
Figura 7.10 – Razão cíclica em função da velocidade angular para diversas velocidades de vento.....	175
Figura 7.11 – Razão cíclica em função da potência para diversas velocidades de vento.....	175
Figura 7.12 – Corrente de saída em função da velocidade de rotação para diversas velocidades de vento.....	176
Figura 7.13 – Corrente de saída em função da potência.....	176
Figura 7.14 – Diagrama de blocos do controle MPPT.....	177
Figura 7.15 – Curva de potência máxima em função da velocidade angular.....	178
Figura 7.16 – Circuito equivalente para a saída do retificador trifásico.....	178
Figura 7.17 – Resposta do sistema a uma variação de razão cíclica de 2 %.....	179
Figura 7.18 – Inversor monofásico <i>full-bridge</i>	180
Figura 7.19 – Protótipo do inversor monofásico <i>full-bridge</i>	182
Figura 7.20 – Diagrama de blocos do controle do inversor.....	182
Figura 7.21 – Validação do PLL.....	183
Figura 7.22 – Tensão no barramento CC com um degrau de vento de 10 m/s para 12 m/s...183	
Figura 7.23 – Corrente injetada na rede com um degrau de vento de 10 m/s para 12 m/s.....184	
Figura 7.24 – Tensão (200V/div) e corrente (5A/div) de saída do inversor.....184	
Figura 7.25 – Curva de rendimento do inversor.....185	
Figura 7.26 – Diagrama de simulação para o sistema convencional de um AGPP.....186	
Figura 7.27 – Diagrama de simulação para o sistema de AGPP proposto.....186	
Figura 7.28 – Diagrama de blocos para geração da curva de potência.....186	
Figura 7.29 – Subcircuito para a turbina eólica.....187	
Figura 7.30 – Analogia entre um sistema mecânico e um sistema de carga de capacitores...188	
Figura 7.31 – Subcircuito do retificador.....189	

Figura 7.32 – Subcircuito do inversor.....	190
Figura 7.33 – Subcircuito do controle MPPT.....	190
Figura 7.34 – Resposta dinâmica do AGPP com topologia convencional.....	192
Figura 7.35 – Formas de onda de tensão e corrente no PMSG com o retificador em Ponte de Graetz, para uma velocidade de vento de 12 m/s.....	193
Figura 7.36 – Formas de onda de tensão e corrente no PMSG com o retificador em Ponte de Graetz, para uma velocidade de vento de 10 m/s.....	193
Figura 7.37 – Formas de onda de tensão e corrente no PMSG com o retificador em Ponte de Graetz, para uma velocidade de vento de 9 m/s.....	194
Figura 7.38 – Resposta dinâmica do AGPP com o sistema proposto.....	195
Figura 7.39 – Formas de onda de tensão e corrente no PMSG com o retificador proposto, para uma velocidade de vento de 12 m/s.....	196
Figura 7.40 – Comparação na potência gerada entre o sistema típico e o sistema proposto..	197
Figura 7.41 – Tensão da rede e corrente injetada na rede.....	198
Figura 7.42 – Diagrama de blocos do simulador de turbina eólica.....	198
Figura 7.43 – Foto do simulador de aerogerador.....	199
Figura 7.44 – Correntes drenadas do gerador.....	200
Figura 7.45 – Tensão (50V/div) e corrente (5A/div) de entrada do retificador.....	200
Figura 7.46 – Tensão (100V/div) e corrente (5A/div) de saída do retificador.....	201
Figura B.1 – Esquemático do retificador monofásico.....	225
Figura B.2 – Layout do retificador monofásico – <i>bottom</i>	226
Figura B.3 – Layout do retificador monofásico – <i>top</i>	227
Figura B.4 – Esquemático do retificador trifásico.....	228
Figura B.5 – Layout do retificador trifásico – <i>bottom</i>	229
Figura B.6 – Layout do retificador trifásico – <i>top</i>	230
Figura B.7 – Esquemático do inversor.....	231
Figura B.8 – Layout do inversor – <i>bottom</i>	232
Figura B.9 – Layout do inversor – <i>top</i>	233

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Capacidade instalada por Estado.....	44
Tabela 3.1 – Especificações técnicas de uma turbina Turby.....	57
Tabela 5.1 – Especificações de projeto.....	103
Tabela 5.2 – Grandezas projetadas.....	105
Tabela 5.3 – Componentes utilizados.....	119
Tabela 5.4 – Esforços de tensão e corrente.....	138
Tabela 6.1 – Especificações de projeto para o retificador trifásico.....	149
Tabela 6.2 – Grandezas projetadas para o retificador trifásico.....	150
Tabela 6.3 – Componentes utilizados no protótipo trifásico.....	158
Tabela 6.4 – Esforços de tensão e corrente.....	165
Tabela 7.1 – Coeficientes característicos de C_p	169
Tabela 7.2 – Especificações para projeto do inversor.....	181
Tabela 7.3 – Componentes utilizados no protótipo do inversor.....	181
Tabela 7.4 – Equipamentos utilizados no simulador de turbina eólica.....	199

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

a.C	Antes de Cristo
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CI	Circuito integrado
CLP	Controlador Lógico Programável
DFIG	Gerador de indução duplamente alimentado (<i>Doubly Fed Induction Generator</i>)
FEM	Força eletromotriz
FP	Fator de potência
GWEC	Conselho Global de Energia Eólica (<i>Global Wind Energy Council</i>)
HCS	Perturbação e observação (<i>Hill Climbing Searching</i>)
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Especiais
MCC	Modo de condução contínua
MCD	Modo de condução descontínua
MPPT	Rastreamento do ponto de máxima potência (<i>Maximum Power Point Tracking</i>)
PFC	Corretor de fator de potência (<i>Power Factor Correction</i>)
PI	Proporcional-Integral
PIEE	Programa de Investimento em Energia Elétrica
PMSG	Gerador síncrono com ímãs permanentes (<i>Permanent Magnet Synchronous Generator</i>)
PSF	Realimentação do sinal de potência (<i>Power Signal Feedbaack</i>)
PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
SCIG	Gerador de indução com rotor gaiola de esquilo (<i>Squirrel Cage Induction Generator</i>)
THD	Taxa de distorção harmônica (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
TSR	Razão de velocidade de ponta de pá (<i>Tip Speed Ratio</i>)
WRIG	Gerador de indução com rotor bobinado (<i>Wounded Rotor Induction Gener</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

β	Ângulo de passo da turbina
ΔE	Variação de energia
Δi_{Li}	Ondulação de corrente no indutor de entrada
Δi_{Lo}	Ondulação de corrente no indutor de saída
Δt	Intervalo de tempo
Δt_1	Duração da primeira etapa
Δt_2	Duração da segunda etapa
Δt_3	Duração da terceira etapa
ΔV_{Ci}	Ondulação de corrente no capacitor de entrada
ρ	Massa específica do ar
λ	Razão de velocidade de ponta de pá
ω_t	Velocidade angular
A	Área varrida pelo rotor eólico
C_g	Capacitância equivalente ao momento de inércia do gerador elétrico
C_i	Capacitância de entrada
C_{i1}	Capacitância de entrada do módulo A
C_{i2}	Capacitância de entrada do módulo B
C_{i3}	Capacitância de entrada do módulo C
C_o	Capacitância de saída
C_P	Coefficiente de potência
C_r	Capacitância equivalente ao momento de inércia do rotor eólico
C_t	Coefficiente de torque
D	Diâmetro da pá, Razão cíclica
$D_{máx}$	Valor máximo para a razão cíclica
D_o	Diodo de saída
D_{o1}	Diodo de saída do módulo A
D_{o2}	Diodo de saída do módulo B
D_{o3}	Diodo de saída do módulo C
E_C	Energia cinética
E_{Ci}	Energia cinética inicial
E_{Co}	Energia cinética final

f	Frequência da rede
f_s	Frequência de comutação
G_{MCD}	Ganho estático do conversor em modo de condução descontínua
i_{Do}	Corrente no diodo de saída
I_{Doef}	Valor eficaz da corrente no diodo de saída
$I_{Domáx}$	Valor máximo da corrente no diodo de saída
$I_{Doméd}$	Valor médio da corrente no diodo de saída
I_{DRef}	Valor eficaz da corrente nos diodos retificadores
$I_{DRméd}$	Valor médio da corrente nos diodos retificadores
I_g	Corrente produzida pelo circuito elétrico do gerador que representa o torque mecânico do gerador elétrico
i_{Li}	Corrente no indutor de entrada
I_{Lief}	Valor eficaz da corrente no indutor de entrada
$I_{Limáx}$	Valor máximo da corrente no indutor de entrada
$I_{Liméd}$	Valor médio da corrente no indutor de entrada
$I_{Limín}$	Valor mínimo da corrente no indutor de entrada
i_{Lo}	Corrente no indutor de saída
I_{Loef}	Valor eficaz da corrente no indutor de saída
$I_{Lomáx}$	Valor máximo da corrente no indutor de saída
$I_{Loméd}$	Valor médio da corrente no indutor de saída
$I_{Lomín}$	Valor mínimo da corrente no indutor de saída
I_o	Valor médio da corrente de saída
I_r	Corrente produzida pelo circuito elétrico do rotor eólico que representa o torque mecânico do rotor;
I_{Sef}	Valor eficaz da corrente nos transistores
$I_{Sef2,3}$	Valor eficaz da corrente nos transistores durante as etapas 2 e 3
$I_{Smáx}$	Valor máximo da corrente nos transistores
$I_{Sméd}$	Valor médio da corrente nos transistores
J_g	Momento de inércia do gerador elétrico
J_r	Momento de inércia do rotor eólico
L_{eq}	Indutância equivalente
L_i	Indutância de entrada
L_{i1}	Indutância de entrada do módulo A
L_{i2}	Indutância de entrada do módulo B

L_{i3}	Indutância de entrada do módulo C
L_o	Indutância de saída
L_{o1}	Indutância de saída do módulo A
L_{o2}	Indutância de saída do módulo B
L_{o3}	Indutância de saída do módulo C
M	Fluxo de massa de ar
m	Massa de ar
p	Número de pólos
P_{CA}	Potência de saída do gerador
P_{CC}	Potência de saída do retificador
P_m	Potência mecânica
P_o	Potência de saída
P_{ref}	Potência de referência
P_v	Potência do vento
R_A	Resistência equivalente da fase A
R_o	Resistência de carga
$R_{omín}$	Valor mínimo para a resistência de carga
S_1	Transistor S_1
S_2	Transistor S_2
S_3	Transistor S_3
S_4	Transistor S_4
S_5	Transistor S_5
S_6	Transistor S_6
t	Tempo
t_{hold}	Tempo de <i>hold-up</i>
T_g	Torque mecânico do gerador elétrico
T_m	Torque mecânico
T_r	Torque mecânico do rotor eólico
v	Velocidade
V_A	Tensão de entrada do módulo A
V_B	Tensão de entrada do módulo B
V_C	Tensão de entrada do módulo C
$V_{Domáx}$	Valor máximo da tensão no diodo de saída

$V_{DRm\acute{a}x}$	Valor máximo da tensão nos diodos retificadores
v_g	Tensão de entrada
V_o	Valor médio da tensão de saída
V_P	Valor de pico da tensão de entrada
$V_{Sm\acute{a}x}$	Valor máximo da tensão nos transistores

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	25
1.1 OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO.....	26
1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO.....	28
2 ENERGIA EÓLICA.....	31
2.1 CONTEXTO HISTÓRICO.....	32
2.2 ENERGIA EÓLICA NO CENÁRIO MUNDIAL.....	36
2.2.1 Ásia.....	38
2.2.2 América do Norte.....	39
2.2.3 Europa.....	39
2.2.4 América Latina e Caribe.....	40
2.2.5 Oceania.....	40
2.2.6 África e Oriente Médio.....	41
2.3 ENERGIA EÓLICA NO BRASIL.....	42
2.4 MICROGERAÇÃO.....	46
2.5 APLICAÇÕES DOS SISTEMAS EÓLICOS.....	47
2.5.1 Sistemas Isolados.....	47
2.5.2 Sistemas Interligados à Rede Elétrica.....	48
2.6 CONCLUSÕES.....	49
3 AEROGERADORES E SISTEMAS DE CONEXÃO.....	51
3.1 POTÊNCIA DO VENTO.....	52
3.2 TURBINAS EÓLICAS.....	54
3.2.1 Classificação das Turbinas Eólicas.....	54
3.2.2 Torque de uma Turbina Eólica.....	61
3.2.3 Limite de Betz.....	62
3.2.4 Curvas de Potência de uma Turbina Eólica.....	66
3.3 GERADORES ELÉTRICOS.....	68
3.3.1 Geradores Assíncronos.....	68
3.3.2 Geradores Síncronos.....	70
3.4 ELETRÔNICA DE POTÊNCIA.....	72
3.5 RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA (MPPT).....	75
3.5.1 Controle de TSR.....	76
3.5.2 Controle por Realimentação do Sinal de Potência (PSF – <i>Power Signal Feedback</i>).....	76
3.5.3 Controle por Perturbação e Observação (HCS – <i>Hill Climbing Searching</i>).....	76
3.6 CONCLUSÕES.....	77
4 RETIFICADOR MONOFÁSICO BRIDGELESS SEPIC PFC MCD.....	79
4.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO PARA O CONVERSOR OPERANDO COM MODULAÇÃO PWM TRADICIONAL.....	80
4.1.1 Primeira Etapa.....	81
4.1.2 Segunda Etapa.....	82

4.1.3 Terceira Etapa.....	82
4.1.4 Etapas no Semiciclo Negativo.....	83
4.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO PARA O CONVERSOR OPERANDO COM MODULAÇÃO ALTERNATIVA.....	84
4.2.1 Primeira Etapa.....	86
4.2.2 Segunda Etapa.....	86
4.2.3 Terceira Etapa.....	87
4.2.4 Etapas no Semiciclo Negativo.....	88
4.3 FORMAS DE ONDA.....	89
4.4 EQUACIONAMENTO.....	90
4.4.1 Correntes Máximas e Mínimas nos Indutores.....	90
4.4.2 Ondulação de Corrente, Corrente Média e Corrente Eficaz no Indutor L_i	91
4.4.3 Ondulação de Corrente, Corrente Média e Corrente Eficaz no Indutor L_o	91
4.4.4 Tensão Máxima, Corrente Máxima, Média e Eficaz no Diodo de Saída D_o	92
4.4.5 Tensão Máxima, Corrente Máxima, Média e Eficaz nos Transistores S_1 e S_2	93
4.4.6 Tensão Máxima, Corrente Média e Eficaz nos Diodos Retificadores.....	95
4.4.7 Ganho Estático.....	95
4.4.8 Característica de Saída.....	97
4.5 MODELAGEM DO RETIFICADOR MONOFÁSICO.....	99
4.6 CONCLUSÕES.....	101
5 PROJETO, SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O RETIFICADOR BRIDGELESS SEPIC MONOFÁSICO.....	103
5.1 ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO E DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES.....	103
5.1.1 Resistência de Carga.....	104
5.1.2 Indutores.....	104
5.1.3 Capacitores.....	104
5.1.4 Resistência de Carga Mínima e Razão Cíclica Máxima.....	105
5.1.5 Valores das Grandezas Projetadas.....	105
5.2 PROJETO DO CONTROLADOR.....	106
5.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA.....	109
5.4 CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO.....	117
5.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O CONVERSOR OPERANDO COM MODULAÇÃO PWM TRADICIONAL.....	120
5.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O CONVERSOR OPERANDO COM MODULAÇÃO PWM ALTERNATIVA.....	128
5.7 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS RESULTADOS OBTIDOS COM AS DUAS MODULAÇÕES.....	136
5.8 CONCLUSÕES.....	139
6 RETIFICADOR TRIFÁSICO BRIDGELESS SEPIC PFC MCD.....	141
6.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	142
6.1.1 Primeira Etapa.....	142

6.1.2 Segunda Etapa.....	143
6.1.3 Terceira Etapa.....	144
6.1.4 Quarta Etapa.....	145
6.1.5 Quinta Etapa.....	145
6.2 FORMAS DE ONDA.....	146
6.3 EQUACIONAMENTO.....	147
6.4 METODOLOGIA DE PROJETO.....	148
6.4.1 Especificações de Projeto.....	148
6.4.2 Dimensionamento dos Componentes.....	149
6.4.3 Valores das Grandezas Projetadas.....	150
6.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA.....	151
6.6 CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO TRIFÁSICO.....	158
6.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	159
6.8 CONCLUSÕES.....	168
7 MODELO EXPERIMENTAL DO AEROGERADOR.....	169
7.1 LEI DE CONTROLE PARA MÁXIMA POTÊNCIA ELÉTRICA (MPPT).....	176
7.2 MODELAGEM DO RETIFICADOR PARA UTILIZAÇÃO DO MÉTODO MPPT....	178
7.3. INVERSOR PWM MONOFÁSICO <i>FULL-BRIDGE</i>	180
7.4 DIAGRAMAS DE SIMULAÇÃO DO AGPP.....	185
7.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA O AGPP.....	191
7.5.1 Topologia Convencional de AGPP.....	191
7.5.2 Sistema Proposto.....	194
7.6 BANCADA DE TESTES PARA SIMULAÇÃO DE UM AEROGERADOR.....	198
7.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O RETIFICADOR PROCESSANDO A ENERGIA ELÉTRICA GERADA PELO SIMULADOR DE TURBINA EÓLICA.....	200
7.8 CONCLUSÕES.....	201
8 CONCLUSÕES GERAIS.....	203
REFERÊNCIAS.....	205
APÊNDICE A – Planilhas de Cálculos.....	213
A.1. RETIFICADOR MONOFÁSICO.....	215
A.2. RETIFICADOR TRIFÁSICO.....	218
A.3. INVERSOR PONTE COMPLETA.....	221
APÊNDICE B – Esquemático e Layouts.....	223
B.1. ESQUEMÁTICO DO RETIFICADOR MONOFÁSICO.....	225
B.2. LAYOUT DO RETIFICADOR MONOFÁSICO – <i>BOTTOM</i>	226
B.3. LAYOUT DO RETIFICADOR MONOFÁSICO – <i>TOP</i>	227
B.4. ESQUEMÁTICO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO.....	228
B.5. LAYOUT DO RETIFICADOR TRIFÁSICO – <i>BOTTOM</i>	229
B.6. LAYOUT DO RETIFICADOR TRIFÁSICO – <i>TOP</i>	230
B.7. ESQUEMÁTICO DO INVERSOR.....	231
B.8. LAYOUT DO INVERSOR – <i>BOTTOM</i>	232
B.9. LAYOUT DO INVERSOR – <i>TOP</i>	233

1 INTRODUÇÃO

Com as significativas discussões do tema sustentabilidade, associado ao nível alcançado pela tecnologia, o uso de fontes de energias renováveis hoje é uma realidade (FRANCISCO, 2012; DALMAZ; PASSOS, 2008; FERREIRA, 2011). O Brasil é um exemplo no uso das energias renováveis: de acordo com Filho e Cardoso (2014), em 2012, mostrou uma participação de 42,4 % de fontes renováveis em sua matriz energética, mantendo-se entre as taxas mais altas do mundo.

Dentro deste cenário, a energia eólica está ganhando mercado nos últimos anos e é a forma de geração de energia elétrica que apresentou maior crescimento no início deste século (HULLE, 2009). Esse fato é explicado pelo baixo impacto ambiental, a rápida colocação de turbinas eólicas em operação (JUNIOR, 2014), custos mais atrativos (especialmente após os desenvolvimentos aerodinâmicos e de máquinas de baixa potência elétrica) (TIBOLA, 2008).

No Brasil, a potência instalada para produção de eletricidade a partir da energia eólica atingiu 8,72 GW em 2015, com um aumento de mais de 46 % em relação ao ano anterior. O atlas de potencial eólico brasileiro indica ainda que o potencial disponível é de cerca de 500 GW, segundo estudos do grupo Dewi.

Os sistemas eólicos de pequeno porte também se desenvolveram muito, e hoje conseguem produzir energia elétrica a custos muito menores, sobretudo após os desenvolvimentos aerodinâmicos e das máquinas elétricas de baixa potência.

A eletrônica de potência tem tido papel importante no desenvolvimento dos aerogeradores. A utilização de conversores eletrônicos de potência permite obter a máxima transferência de energia do vento, além do controle da velocidade do rotor da turbina. Além de processarem a potência gerada, permitam a conexão à rede elétrica. Com relação ao estágio de retificação, a literatura técnica apresenta algumas topologias, a maioria delas baseados na ponte de diodos retificadores. A ponte a diodos é utilizada devido a sua simplicidade, confiabilidade e baixo custo. As desvantagens do uso da Ponte de Graetz são o alto conteúdo harmônico da corrente drenada a partir do gerador elétrico (LAZZARIN, 2015) e a impossibilidade de controle de máxima potência no estágio retificador.

Outra possibilidade é o uso de retificadores PWM com PFC, que trazem uma série de vantagens se comparados com os retificadores tradicionais não controlados ou controlados por tiristores. Os retificadores PFC possuem correntes de entrada senoidais, com baixa taxa de distorção harmônica e elevado fator de potência (SIMONETTI, 1997). Ao aplicar os retificadores com alto fator de potência, a potência ativa do gerador eólico e o processamento

eletrônico de energia elétrica são maximizados. Além disso, as correntes do gerador são senoidais, o que proporciona níveis menores de ruído sonoro e vibração mecânica, menores torques parasitas e menores perdas, como resultado das correntes com menor conteúdo harmônico (LAZZARIN, 2015).

Esta dissertação apresenta a proposta de um retificador trifásico *bridgeless* SEPIC operando em modo de condução descontínua (MCD) para processar a energia a partir de um gerador síncrono de ímã permanente (PMSG). Topologias *bridgeless* têm um número reduzido de componentes, diminuindo as perdas por condução, já que há menos componentes no caminho que a corrente percorre em cada ciclo de comutação. Dessa forma, essas topologias são potenciais para se obter um rendimento superior em relação ao das topologias convencionais, por diminuir as perdas por condução (ONAL, 2016; MAHDAVI, 2011; ISMAIL, 2009). Quando opera em MCD, o retificador SEPIC emula uma resistência e, então, opera como um seguidor de tensão, fazendo com que a corrente de entrada siga naturalmente a tensão de entrada, sem a necessidade de uma malha de controle de corrente, e consequentemente simplificando o sistema (TIBOLA, 2011) (SIMONETTI, 1997).

Além dos sistemas eólicos, em toda a aplicação busca-se a maior eficiência possível e logo, o mínimo de perdas. As perdas e, consequentemente, a eficiência, não dependem apenas da topologia do conversor; dependem também da frequência de comutação, da tecnologia dos semicondutores usados e o tipo de modulação com a qual os transistores são comandados (CAVALCANTI et al., 2003; CRUZ; LIMA; ANTUNES, 2002). Sendo assim, além da proposta do retificador trifásico, este trabalho apresenta uma proposta de modulação. É apresentado o estudo comparativo do retificador em uma versão monofásica, operando com a modulação PWM tradicional e com a modulação proposta, a fim de reduzir as perdas e aumentar a eficiência do conversor.

1.1 OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO

A presente dissertação tem como objetivo principal propor um retificador *bridgeless* SEPIC trifásico com elevado fator de potência, baseado em uma topologia monofásica apresentada por Costa (2015).

Como objetivo secundário e a fim de assimilar o funcionamento do conversor, é estudado o conversor monofásico, e é proposta uma modulação alternativa para comando dos

transistores, a fim de obter resultados que justifiquem ou não a sua utilização no conversor trifásico proposto. Outro objetivo secundário é a aplicação do retificador proposto em um sistema de aerogerador de pequeno porte (AGPP), a fim de que este conversor possa processar a energia elétrica gerada sendo proposta também uma metodologia de controle de maximização da potência gerada (MPPT).

Para alcançar esses objetivos, devem ser realizadas as seguintes atividades no estudo do retificador monofásico:

- Estudo teórico do conversor operando com as duas modulações (etapas de operação, formas de onda, equacionamento);
- Definição de uma metodologia de projeto para os componentes do conversor;
- Simulação do conversor operando com as duas modulações, a fim de comprovar o estudo teórico;
- Implementação de um protótipo do conversor monofásico, ensaiando-o com as duas modulações;
- Comparação dos resultados obtidos experimentalmente.

Para o retificador trifásico, as etapas a serem realizadas são:

- Estudo teórico do retificador trifásico;
- Definição de uma metodologia de projeto para os componentes;
- Simulação computacional do conversor;
- Determinação de um modelo dinâmico do AGPP contemplando características aerodinâmicas do rotor eólico como potência mecânica, e características elétricas do gerador, como potência elétrica, tensão e corrente.
- Elaboração de uma lei de controle que realize a máxima transferência de potência elétrica;
- Simulação do sistema AGPP proposto e de um sistema convencional, comparando-os;
- Implementação de um protótipo do conversor trifásico;
- Aplicação do conversor com controle MPPT em uma bancada de teste capaz de simular as características de uma turbina eólica e que funcione como um sistema de AGPP.

1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

A dissertação é composta de oito capítulos, além dos apêndices. O capítulo atual, capítulo 1, faz uma apresentação do tema, mostrando o apelo deste estudo e de que forma este foi elaborado. Apresenta também os objetivos e a estrutura da dissertação.

O capítulo 2 traz um panorama da Energia Eólica, apresentando um breve histórico, produção mundial e brasileira, como funciona a microgeração e por fim a aplicação em sistemas isolados e sistemas conectados à rede elétrica.

No capítulo 3 tem-se uma apresentação dos aerogeradores e dos elementos que o compõem; neste capítulo são abordadas as turbinas (classificação, torque, potência, controle), os geradores elétricos (síncronos e assíncronos), a importância da eletrônica de potência nos sistemas eólicos e também os métodos de MPPT.

No capítulo 4 é realizado todo o estudo teórico do retificador monofásico *bridgeless* SEPIC PFC MCD, trazendo as etapas de operação, formas de onda e equacionamento para o conversor operando com a modulação PWM tradicional e com a modulação alternativa proposta.

Passado o estudo teórico, no capítulo 5 é definida a metodologia de projeto e são apresentados os resultados obtidos por simulação numérica. Este capítulo também apresenta os resultados experimentais obtidos para o retificador monofásico operando com as duas formas de modulação abordadas, e, posteriormente, uma comparação desses resultados.

No capítulo 6 tem-se o estudo do retificador trifásico *bridgeless* SEPIC PFC MCD, com etapas de operação, formas de onda, equacionamento, metodologia de projeto e resultados de simulação.

Já no capítulo 7, é definido o modelo experimental do AGPP, trazendo todas as curvas teóricas do sistema: potência, torque, tensão e corrente gerada, frequência da tensão gerada e comportamento da razão cíclica. Em seguida, apresenta-se a lei de controle para geração de máxima potência que será utilizada. Este capítulo apresenta ainda uma modelagem do conversor, que possibilita a aplicação do MPPT, os diagramas de simulação do AGPP e os resultados de simulação para o sistema proposto (com o retificador trifásico apresentado) e com um sistema típico (com apenas uma ponte de Graetz), onde se pode comprovar o funcionamento do MPPT, e a série de melhorias que o sistema proposto é capaz de proporcionar.

Realizadas todas as etapas da dissertação, no capítulo 8 são apresentadas as conclusões e considerações finais levantadas com a realização deste trabalho.

No apêndice A, encontram-se as planilhas de cálculos, e por fim, no apêndice B são encontrados os esquemáticos e layouts dos protótipos montados.

2 ENERGIA EÓLICA

Todas as fontes renováveis de energia se originam a partir das quatro fontes primárias de energia existentes na natureza, que são, segundo Boyle (1996), a energia cinética (associada aos corpos em movimento), a energia potencial (vinculada à gravidade), a energia eletromagnética (associada à união atômica das partículas) e, por fim, a energia nuclear (armazenada no núcleo dos átomos). As demais energias primárias encontradas na Terra, como a energia hidráulica, solar e eólica, por exemplo, surgem das interações com o meio ambiente e dos fenômenos físicos associados às quatro fontes mencionadas (CAMPOS, 2004).

Essas energias podem passar por diferentes processos a fim de serem transformadas em energias ditas secundárias, sendo exemplos clássicos dessas, a energia mecânica e a energia elétrica, que são as principais energias utilizadas pelo homem para realizar trabalho (TIBOLA, 2010).

Tibola (2010) exemplifica esse fato com as usinas termoelétricas. Estas utilizam a energia primária da queima de combustíveis fósseis, podendo ser carvão ou gás natural, para obtenção de calor, a fim de aquecer água, transformando-a em vapor. O vapor fará com que as turbinas se movam, proporcionando dessa forma a obtenção de energia mecânica. Posteriormente a energia mecânica é convertida em energia elétrica. Neste caso a energia eletromagnética é a energia primária, já que a queima de combustíveis é transformação de energia química em calor. No fim do processo há a geração de energia elétrica como energia secundária.

O termo *eólico* vem do latim *aeolicus*, pertencente ou relativo à *Eólo*, Deus dos ventos na mitologia grega (RODRIGUES, 2011). A energia eólica nada mais é que a energia cinética contida nas massas de ar em movimento (vento). Seu aproveitamento ocorre por meio da conversão da energia cinética de translação em energia cinética de rotação, com o emprego de turbinas eólicas, também denominadas aerogeradores, para a geração de eletricidade (JUNIOR, 2014).

A energia eólica é energia solar convertida. O sol irradia energia em direção a terra, a uma média de 174.423.000.000.000 kW/h (CIAMPONI, 2015). A terra é aquecida pelo sol de forma irregular – a atmosfera aquece muito mais rapidamente nas regiões equatoriais do que no resto do globo e o solo aquece (e arrefece) mais rapidamente do que os oceanos. O aquecimento diferenciado dá origem a um sistema de convecção atmosférica global: o ar

quente é mais leve do que o ar frio e ascende a altitudes de aproximadamente 10 km; seguidamente, move-se em direção ao norte e ao sul (da região equatorial), enquanto o ar frio se move abaixo do ar quente mais leve (CIAMPONI, 2015; PRETO, 2014; TIBOLA, 2009). Devido à rotação da terra, as correntes atmosféricas não se movem diretamente em direção ao norte e ao sul; ao invés, circulam nos hemisférios norte e sul, movendo-se em espiral com uma direção de rotação no sentido horário (ar quente) e no sentido anti-horário (ar frio). As superfícies terrestres interferem com esta corrente de ar, originando diferentes pressões atmosféricas. O vento é o movimento do ar entre os sistemas de pressão à medida que tentam equilibrar-se. Estima-se que 2% da energia solar absorvida pela Terra sejam convertidas naturalmente em energia cinética dos ventos (FARIAS; SELLITTO, 2011).

Vários fatores pesam a favor da energia eólica. O vento, elemento gerador dessa energia, é uma fonte natural e renovável de energia; além disso, as usinas eólicas são inofensivas ao meio ambiente (FARRET, 1999). Usinas eólicas podem compartilhar terra com pastagens e agricultura, dispensando desapropriações ou deslocamento de populações. A sua implantação é modular e mais rápida do que a de usinas convencionais (REIS, 2001).

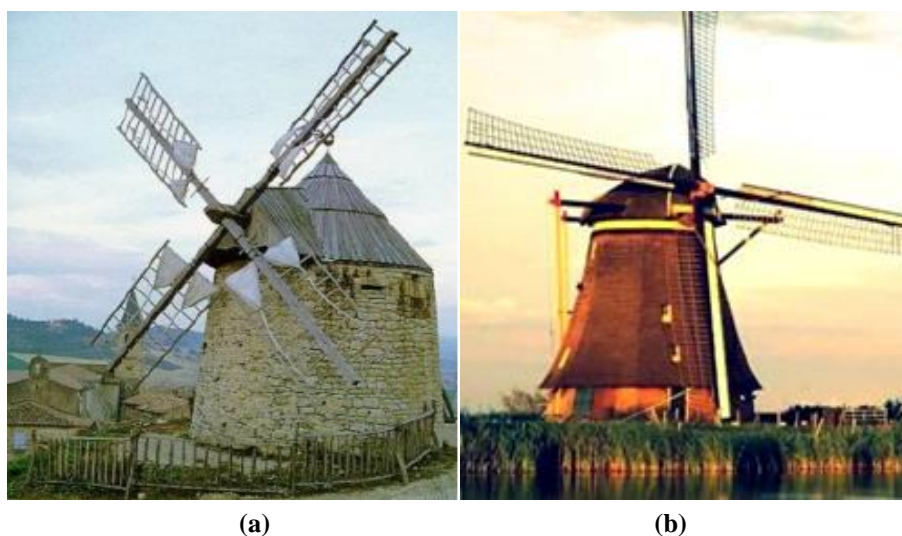
2.1 CONTEXTO HISTÓRICO

Não se sabe exatamente quando o homem começou a utilizar a força do vento para auxiliar em suas atividades. No entanto, a primeira e mais imediata forma de aproveitamento da energia eólica tem sido aplicada às navegações, muito tempo antes de Cristo. Desde a antiguidade também, os moinhos de vento são utilizados na agricultura para moagem de grãos e para bombear água (FERREIRA, 2011; TIBOLA, 2009).

O primeiro registro histórico da utilização da energia eólica para bombeamento de água e moagem de grãos através de cata-ventos é proveniente da Pérsia, por volta de 200 a.C. Esse tipo de moinho de eixo vertical veio a se espalhar pelo mundo islâmico sendo utilizado por vários séculos. Acredita-se que antes da invenção dos cata-ventos na Pérsia, a China (por volta de 2000 a.C) e o Império Babilônico (por volta 1.700 a.C) também utilizavam cata-ventos rústicos para irrigação (SHEPHERD, 1994).

A introdução dos cata-ventos na Europa se deu principalmente no retorno das Cruzadas (RODRIGUES, 2011). Os cata-ventos primitivos foram largamente utilizados e persistiram até o século XII, quando começaram a ser utilizados moinhos de eixo horizontal

na Inglaterra, França e Holanda, entre outros países, lembra Brito (2008). Os moinhos de vento de eixo horizontal do tipo “holandês” foram rapidamente disseminados em vários países da Europa. Durante a Idade Média, na Europa, ainda de acordo com Brito (2008), a maioria das leis feudais incluía o direito de recusar a permissão à construção de moinhos de vento pelos camponeses, o que os obrigava a usar os moinhos dos senhores feudais para a moagem dos seus grãos. Dentro das leis de concessão de moinhos também se estabeleceram leis que proibiam a plantação de árvores próximas ao moinho assegurando, assim, o “direito ao vento”. Os moinhos de vento na Europa tiveram, sem dúvida, uma forte e decisiva influência na economia agrícola por vários séculos. Com o desenvolvimento tecnológico das pás, sistema de controle, eixos, o uso dos moinhos de vento propiciou a otimização de várias atividades utilizando-se a força motriz do vento (DUTRA, 2001). Além das aplicações na agricultura, pode se destacar a utilização dos moinhos na Holanda, onde eram utilizados para drenar os polderes (terras baixas). Na figura 2.1 são apresentadas as imagens de dois moinhos: em (a) um medieval e em (b) um moinho tradicional holandês.



(a) (b)
Figura 2.1 – Imagens de moinhos
Fonte: Runcos et al. (2000)

A Revolução Industrial trouxe melhorias à estrutura dos moinhos de vento; no entanto, com a invenção das máquinas a vapor, o número de moinhos instalados começou a diminuir. Ainda hoje há moinhos de vento em praticamente todos os cantos do planeta, e, na Holanda, alguns deles ainda operam comercialmente. As figuras 2.2 e 2.3 mostram exemplos de moinhos de vento na Espanha e no Brasil, respectivamente.



Figura 2.2 – Moinhos de vento em Campo de Criptna (La Mancha, Espanha)
Fonte: Pinto (2014)



Figura 2.3 – Moinho de vento na cidade de Castro (Paraná, Brasil)
Fonte: Pinto (2014)

O início da adaptação dos cata-ventos para geração de energia elétrica teve início no final do século XIX. Em 1888, Charles F. Brush colocou em operação a primeira turbina eólica automática, na cidade de Cleveland, Ohio (BRITO, 2008). A turbina era de 12 kW, estando a 18m de altura, com diâmetro do rotor de 17 m e 144 pás de madeira para gerar energia elétrica, que era posteriormente armazenada em baterias (RESENDE, 2010; CARLIN et al.,2001). Na figura 2.4 essa turbina pode ser visualizada.

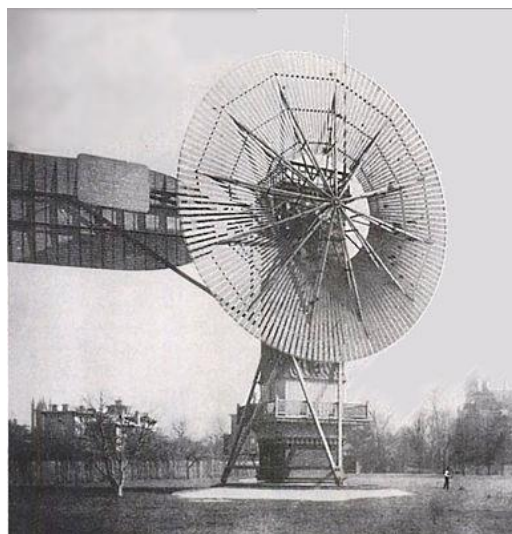


Figura 2.4 – Turbina eólica de Charles Brush (1888)
Fonte: Ferreira (2011)

O desenvolvimento das tecnologias de energia eólica foi acelerado pelo grande aumento no preço dos combustíveis durante a Primeira Guerra Mundial. Após o fim dessa Guerra, o interesse caiu um pouco, principalmente com a queda no preço do diesel; a situação mudou novamente com a eclosão da Segunda Guerra Mundial e a nova subida dos preços dos combustíveis. Com o fim da Segunda Guerra, os preços do petróleo e carvão caíram novamente, e a disponibilidade de combustível para geração de eletricidade não era um problema (PINTO, 2014). Além disso, os temas ambientais ainda não eram prioridade. Mesmo assim, de forma mais lenta, as tentativas de gerar potencial elétrico por meio das turbinas eólicas continuaram em andamento. A grande retomada na utilização das energias renováveis se deu na década de 70, com a crise do petróleo.

Atualmente, os recentes desenvolvimentos tecnológicos (sistemas avançados de transmissão, melhor aerodinâmica, estratégias de controle e operação das turbinas, entre outros) têm reduzido os custos e melhorado o desempenho e a confiabilidade dos equipamentos, aumentando dessa forma em grande escala a sua utilização. Na figura 2.5 são mostradas turbinas modernas, da esquerda para a direita: de pequeno (potência nominal menor que 500 kW), médio (potência nominal entre 500 kW e 1000 kW) e grande porte (potência nominal maior que 1 MW).



Figura 2.5 – Turbina de pequeno, médio e grande porte
Fonte: Centro Brasileiro de Energia Eólica – CBEE / UFPE (2003)

2.2 ENERGIA EÓLICA NO CENÁRIO MUNDIAL

A utilização de energias renováveis não para de crescer ao redor do mundo. Isso se explica pela escassez dos recursos não renováveis, crescente aumento da demanda de energia elétrica, questões ambientais, custos decrescentes das tecnologias, entre outros fatores. Destaque para as palavras do Diretor Executivo da Agência Internacional de Energia, Dr. Fatih Birol (Global Wind Report, 2015):

Em 2015, o aumento da geração de energia eólica foi igual à quase metade do crescimento global de eletricidade. Para o segundo ano consecutivo, as emissões globais de CO₂ se mantiveram estáveis, apesar do crescimento da economia mundial. Isso ocorreu devido à reestruturação industrial, melhoria da eficiência energética e o crescimento substancial de energias renováveis, liderado pelo vento.

Segundo o Conselho Global de Energia Eólica (GWEC – *Global Wind Energy Council*), em seu relatório anual, afirma que a potência instalada em energia eólica alcançou 433 GW no fim de 2015, um aumento de 17 por cento em relação ao ano anterior. Até o fim de 2020 a previsão é que esse número alcance 792 GW de potência instalada.

Os números significativos da geração de energia elétrica através da energia eólica ainda são maiores: em 2014 a potência instalada pela primeira vez superou a marca de 50 GW em um único ano. Em 2015 esse recorde foi batido, superando 63 GW nas instalações anuais. A China foi a grande líder no aumento desses números, com 30,8 GW instalados em 2015. Com esse aumento, o novo total global de energia eólica no final de 2015 foi de 432,9 GW, o que representa crescimento de mercado acumulado de mais de 17%.

Até o final do ano passado, o número de países com mais de 1.000 MW de capacidade instalada era de 26: 17 na Europa, 4 na Ásia-Pacífico (China, Índia, Japão e Austrália), 3 na América do Norte (Canadá, México, EUA), 1 na América Latina (Brasil) e 1 na África (África do Sul). Desses países, oito tinham mais de 10.000 MW de capacidade instalada, incluindo China (145.362 MW), Estados Unidos (74.471 MW), Alemanha (44.947 MW), Índia (25.088 MW), Espanha (23.025 MW), Reino Unido (13.603 MW), Canadá (11.205 MW) e França (10.358 MW). Destaca-se também os primeiros parques eólicos comerciais implantados em 2015 na Guatemala, Jordânia e Sérvia, além de um destaque para a África do Sul, que se tornou o primeiro mercado africano a passar a marca de 1 GW de potência instalada. Nos dados da figura 2.6 são apresentados os países com as maiores capacidades instaladas e os que mais aumentaram sua capacidade no ano de 2015.

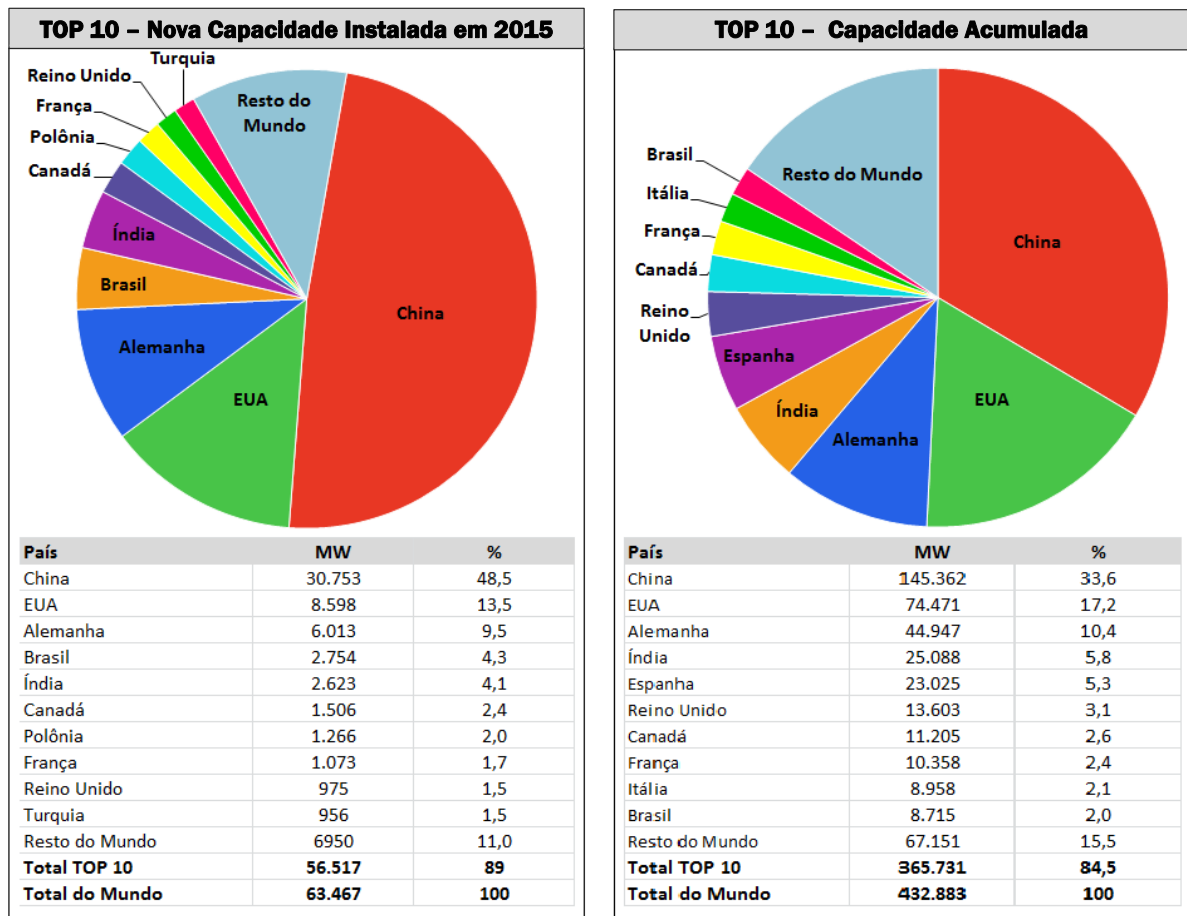


Figura 2.6 – Maiores capacidades instaladas
Fonte: GWEC (2015)

Nos gráficos das figuras 2.7 e 2.8, a evolução ao longo dos anos de 2000 a 2015 é apresentada. No primeiro gráfico pode se observar a capacidade instalada em cada ano analisado. Já no gráfico seguinte é mostrada a capacidade global acumulada ao longo desse período.

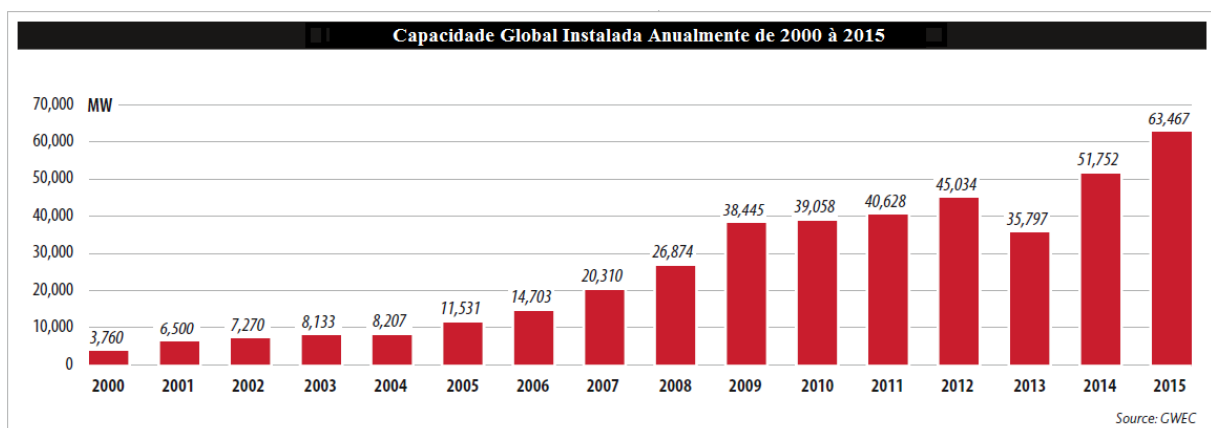


Figura 2.7 – Capacidade anual instalada no mundo de 2000 a 2015
Fonte: GWEC (2015)

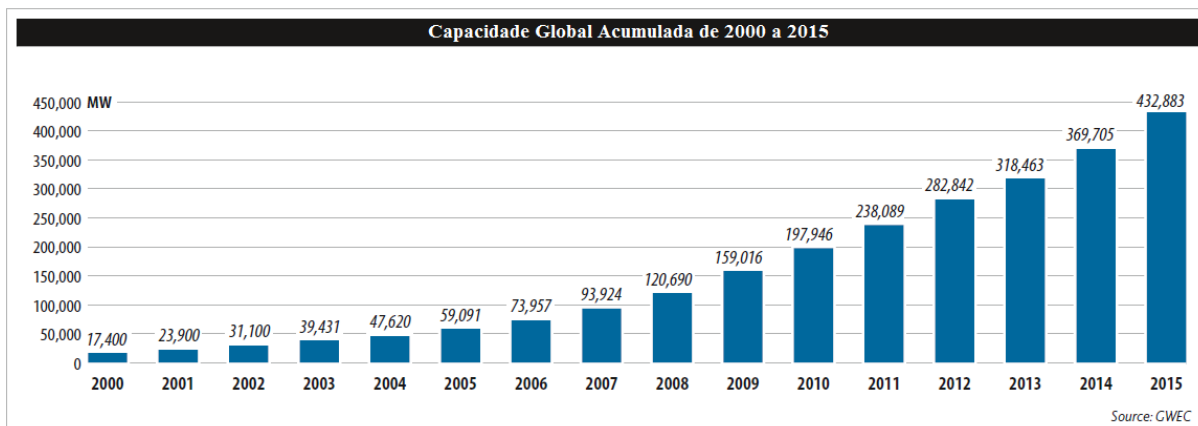


Figura 2.8 – Capacidade total instalada de 2000 a 2015
Fonte: GWEC (2015)

2.2.1. Ásia

Analisando os números por regiões, pelo sétimo ano consecutivo, a Ásia foi o maior mercado regional do mundo no ano de 2015 no desenvolvimento da energia eólica, com adições de quase 33,9 GW de potência. Em termos de instalações anuais, a China manteve a sua posição de liderança, adicionando 30,8 GW em 2015. A geração de energia eólica acumulada atingiu 186,3 TWh, o que representa 3,3 % do total da geração de energia elétrica no país. O mercado eólico chinês quase dobrou sua capacidade de 75 GW em 2012 para atingir 145 GW até o final de 2015, reforçando a vantagem da China em termos de potência instalada acumulada.

A Índia continua a ser o segundo maior mercado de energia eólica na Ásia, e em 2015 passou a Espanha para atingir o 4º lugar em termos de instalações cumulativas. As novas instalações de energia eólica na Índia totalizaram 2.623 MW em 2015, com um total de 25.088 MW. A grade total instalada de energias renováveis no país atingiu aproximadamente 39.411 MW. O governo indiano tem o compromisso de uma meta de 175 GW de fontes renováveis até 2022, incluindo 100 GW de capacidade solar e 60 GW de capacidade eólica.

O restante do continente não fez muito progresso em 2015, mas ainda assim existem alguns sinais favoráveis no horizonte: o mercado japonês instalou quase 245 MW em 2015 para atingir uma potência instalada de 3.038 MW, o que representa em torno de 0,5% da produção de energia total no país. Embora a Coreia do Sul tenha o "crescimento verde" como uma das suas prioridades nacionais de desenvolvimento, a energia eólica ainda é uma tecnologia relativamente pequena, com 225 MW de novas instalações em 2015, elevando a capacidade total instalada para pouco mais de 835 MW. Taiwan adicionou 14 MW em 2015,

elevando sua capacidade total instalada para 647 MW. No Paquistão, Tailândia e Vietnã, novos projetos estão previstos para iniciar a produção neste ano.

2.2.2 América do Norte

Na América do Norte, os Estados Unidos são soberanos, tendo o maior mercado em termos de potência total instalada depois da China. Os americanos adicionaram 4.000 novas turbinas para um mercado de 8.598 MW instalado ano passado, um aumento de 77 % em relação a 2014, e a capacidade total instalada atingiu 74.471 MW. A produção foi de mais de 190 TWh no ano passado, 4,7 % do total de energia elétrica gerada no país.

No Canadá, 1.506 MW foram adicionados, tornando-se o sexto maior mercado em 2015; o Canadá terminou o ano com mais de 11,2 GW de capacidade instalada total, tornando-se o sétimo maior mercado a nível mundial.

O México, por sua vez, instalou 713,6 MW no ano anterior, chegando a um total de 3.073 MW. Em dezembro de 2013, foi elaborada uma reforma na legislação de energia dos mexicanos, onde foi estabelecida uma meta anual ambiciosa de 2.000 MW por ano até 2023.

2.2.3 Europa

Na Europa, 13.805 MW de energia eólica foram instalados em 2015, alcançando um total de 147,8 GW. A geração eólica cresceu mais do que qualquer outra forma de geração de energia em 2015, respondendo por 44,2 % de todas as novas instalações no ano passado. A energia eólica ultrapassou a energia produzida nas hidrelétricas, alcançando o terceiro lugar na geração de energia no continente, com uma quota de 15,6% da capacidade total de energia no fim de 2015. As energias renováveis representam 77 % das novas instalações de usinas de energia em 2015 (22,3 GW de um total de 29 GW).

A Alemanha foi responsável por aproximadamente 50 % do total de instalações de energia eólica, com 6.013 MW. A Polônia com 1266 MW e a França com 1073 MW foram os dois únicos outros mercados a instalar mais de 1 GW de potência no ano passado. Juntos esses três países representam mais de dois terços de todas as novas instalações em 2015.

A Alemanha continua a ser o país da Europa com maior capacidade instalada (44,9 GW), seguida pela Espanha (23 GW), Reino Unido (13,6 GW), França (10 GW) e Itália (9 GW). Suécia, Dinamarca, Polônia e Portugal cada um tem mais de 5 GW instalados.

2.2.4 América Latina e Caribe

A América Latina e o Caribe tiveram um bom ano em 2015. A região aumentou 3.652 MW sua capacidade no ano, elevando a potência total instalada para 12,2 GW. Pelo quarto ano consecutivo, o mercado latino-americano aumentou em mais de 1 GW sua potência. Em 2012, seis mercados da região instalaram 1.225 MW, acumulando pouco mais de 3,5 GW. Em 2013, apenas cinco mercados (Argentina, Brasil, Chile, República Dominicana e Uruguai) foram responsáveis por 1.219 MW de nova capacidade de energia eólica para uma capacidade total instalada de 4,7 GW. Em 2014, dez mercados ampliaram suas capacidades: Argentina, Brasil, Chile, Costa Rica, Equador, Peru, Honduras, Nicarágua, Venezuela e Uruguai. Em 2015, oito mercados aumentaram suas capacidades: Argentina, Brasil, Chile, Costa Rica, Guatemala, Honduras, Panamá e Uruguai.

O Brasil foi o líder de crescimento na América Latina em 2015, com novas instalações na ordem de 2.754 MW. O Uruguai tem uma meta de gerar 38% de sua energia a partir do vento até o final de 2017 e acrescentou quase 316 MW, elevando sua potência total instalada para mais de 845 MW. O Chile adicionou 169 MW no ano passado, atingindo uma potência total de quase 1 GW. O Panamá acrescentou 235 MW, chegando a 270 MW no total. A Costa Rica aumentou 70 MW em 2015, totalizando 268 MW. Honduras viu a sua capacidade total instalada chegar a 176 MW, quando se adicionou 50 MW em 2015. A Guatemala pela primeira vez adicionou a energia eólica em seu catálogo de energias em 2015, com um projeto de 50 MW. Já a Argentina, adicionou uma capacidade de 8 MW em 2015 acumulando uma capacidade total instalada de 279 MW. Por fim, no Caribe a capacidade instalada total chegou a 250 MW em vários Estados insulares no fim do ano passado.

2.2.5 Oceania

A região do Pacífico viu sua ascensão na capacidade total instalada para pouco mais de 4,8 GW no ano passado. A Austrália adicionou 380 MW em 2015, trazendo a sua capacidade total instalada para 4.187 MW. Samoa adicionou 550 kW em nova capacidade eólica em 2015, sendo esse o primeiro projeto de energia eólica na ilha.

2.2.6 África e Oriente Médio

A África e o Oriente Médio adicionaram 953 MW em novas capacidades no ano passado, elevando a potência acumulada para 3.489 MW. A África do Sul instalou 483 MW em 2015, acumulando 1.053 MW. Este é apenas o início de um mercado de energia eólica promissor na região, que ultrapassou 1 GW em apenas dois anos.

O Egito ativou um novo parque eólico em 2015. Localizado no Golfo de El-Zayt, é um dos maiores parques eólicos em África, com 100 turbinas com uma capacidade total de 200 MW. Este parque trouxe ao país uma capacidade total instalada de 810 MW. O Egito traçou como meta gerar 20% de sua energia a partir de fontes renováveis até 2030. A Etiópia adicionou 153 MW ano passado, totalizando 324 MW. No ano passado, a Jordânia inaugurou seu primeiro parque eólico de grande escala (117 MW).

Todos os dados presentes nesta seção foram retirados do relatório anual do Conselho Global de Energia Eólica (GWEC) e são referentes ao relatório do ano de 2015. Ao analisar esses dados, percebe-se um grande aumento no aproveitamento da energia eólica, e a tendência é que esses números continuem crescendo. A energia eólica continua a ser a forma mais competitiva na adição de novas capacidades de geração de energia, mesmo quando competindo contra as tecnologias convencionais, já que promove uma geração de energia limpa, acessível e confiável. Na figura 2.9 são mostradas as projeções do mercado eólico para os anos de 2016 a 2020.

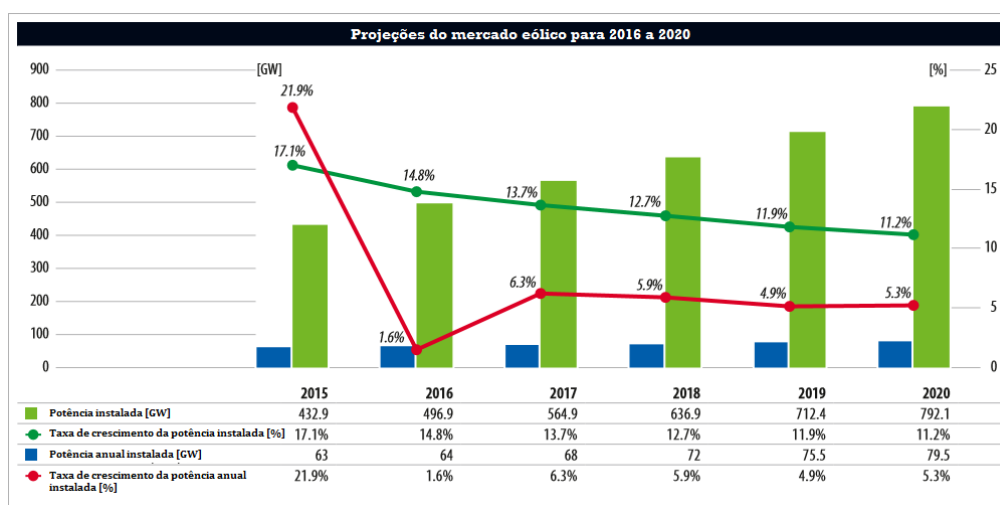


Figura 2.9 – Projeções do mercado eólico para 2016 a 2020

Fonte: GWEC (2015)

2.3 ENERGIA EÓLICA NO BRASIL

O Brasil tem um dos melhores recursos eólicos do mundo e estes recursos começaram a serem aproveitados recentemente. Em 2015, de acordo com os dados do GWEC (2015), o Brasil acrescentou um recorde de 2,75 GW de nova capacidade de energia eólica com 1.373 turbinas eólicas nos 111 parques eólicos, que fornecerá energia suficiente para mais de 5 milhões de residências, após um investimento de R\$ 17,8 bilhões, 66 % do total do investimento em energias renováveis em 2015.

Em termos acumulados, a capacidade eólica instalada no Brasil é de 8,72 GW distribuídos por 349 parques eólicos, com 4.360 turbinas, representando um investimento total de R\$ 50 bilhões. O setor emprega mais de 41.000 pessoas, fornece energia elétrica para cerca de 15 milhões de residências e reduziu as emissões de CO₂ em cerca de 16 milhões de toneladas, demonstrando os benefícios econômicos, sociais e ambientais importantes que a indústria eólica brasileira traz para o país. Na figura 2.10 tem-se uma imagem do parque eólico Geribatu, no Rio Grande do Sul, o maior do Brasil.



Figura 2.10 – Parque Eólico Geribatu, no Rio Grande do Sul
Fonte: Eletrobrás

A utilização dos ventos para gerar eletricidade no Brasil teve início em 1992, quando foi instalada no arquipélago de Fernando de Noronha a primeira turbina eólica em solo brasileiro. Segundo Pinto (2014), a turbina contava com um gerador assíncrono trifásico de 75

kW de potência, torre treliçada de 23 m, rotor de 17 m e sistema de controle por estol passivo. De acordo com dados do Folkcenter (instituto de pesquisa dinamarquês que financiou o projeto), na época de sua instalação, a potência gerada correspondia a 10 % da energia gerada no arquipélago. A máquina tinha um transformador de acoplamento à rede elétrica, fator de potência de 0,93, velocidade do rotor de 51 rpm, para uma velocidade nominal do vento de 12 m/s. Ainda de acordo com Pinto (2014), a turbina possuía 3 pás, feitas de fibra de vidro, com 8,5 m de comprimento cada pá, 5994 m² e pesava 350 kg. O investimento foi de US\$ 250.000,00. Entre 1992 e 1995, a turbina produziu 152.926 kWh.

Cerca de oito anos depois da instalação da primeira turbina em Fernando de Noronha, foi instalada a segunda turbina, na região de porto de Santo Antônio, entrando em operação em 2001, também em Fernando de Noronha. Para esta turbina, o gerador era de 225 kW, as pás de 13 m e torre de 32,46 m de altura. Com a instalação da segunda turbina, foi para 25 % o percentual de energia eólica em relação ao total de energia produzida na ilha (ANEEL, 2010). Apesar de Fernando de Noronha ser pioneira na implantação da energia eólica no Brasil, atualmente toda a demanda de energia da ilha é oferecida pela termelétrica Tubarão (PINTO, 2014). Esse fato é explicado pela destruição de uma das pás e do gerador da segunda turbina, em 2009, por um raio; posteriormente essa turbina foi desmontada.

Os principais novos complexos eólicos instalados em 2015 foram:

- Ventos de Santa Joana: situada no estado do Piauí, com uma capacidade de 439 MW distribuídos em mais de 15 parques eólicos;
- Ventos de Santa Brígida: localizadas no estado de Pernambuco, com uma capacidade de 182 MW distribuídos ao longo de 7 parques eólicos;
- Campos Neutrais: situado no estado do Rio Grande do Sul, inclui 7 parques eólicos no complexo Chuí, com uma capacidade de 162 MW, e 11 parques eólicos no complexo Verace, com uma capacidade de 163 MW.

Na figura 2.11 é possível observar a potência total instalada até 2015.

Na tabela 2.1 a capacidade acumulada é dividida entre os Estados Brasileiros que possuem parques eólicos.

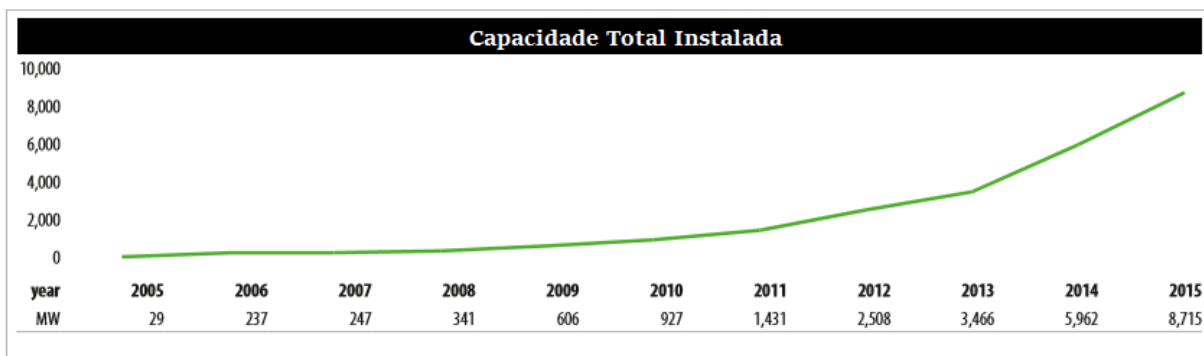


Figura 2.11 – Capacidade total instalada de 2005 a 2015
Fonte: GWEC (2015)

Tabela 2.1 – Capacidade instalada por Estado Brasileiro

Estado	Capacidade Instalada (MW)	Número de Parques Eólicos
Bahia	1.618,9	62
Ceará	1.304,3	47
Paraíba	69,0	13
Pernambuco	377,3	19
Piauí	705,1	25
Paraná	2,5	1
Rio de Janeiro	28,1	1
Rio Grande do Norte	2.779,6	100
Rio Grande do Sul	1.557,7	66
Santa Catarina	238,5	14
Sergipe	34,5	1
Total	8.715,5	349

Fonte: Adaptado de GWEC (2015)

Com os dados apresentados na tabela 2.1, pode-se perceber a hegemonia da região Nordeste na produção de energia eólica, tendo destaque também a região Sul. O Rio de

Janeiro é o único Estado fora dessas duas regiões que possui parques eólicos. Os maiores produtores são Rio Grande do Norte (2.779,6 MW), Bahia (1.618,9 MW) e Rio Grande do Sul (1.557,7 MW). Apenas esses três Estados são responsáveis por quase 70 % da produção eólica brasileira. Os dados apresentados no cenário nacional também foram retirados do relatório anual do Conselho Global de Energia Eólica (GWEC, da sigla em inglês), e são referentes ao ano de 2015.

Apesar do grande crescimento visto recentemente, ainda há muito a ser explorado. O Grupo Dewi (empresa de consultoria internacional na área de energia eólica), estimou o potencial eólico do Brasil em 500 GW, sem incluir no relatório o potencial eólico dos projetos *offshore*. Para se ter uma comparação, em 2001, segundo Pinto (2014), o potencial era de 143 GW e considerava torres de até 50 m. Caso a capacidade instalada de usinas eólicas alcance o objetivo de 22,4 GW em 2023, a fatia da energia eólica em relação à toda energia utilizada no Brasil saltará de 3 % para aproximadamente 11,5 % (PINTO, 2014). Com relação ao potencial da costa brasileira, este número é mais de 10 vezes superior ao potencial em terra, segundo estudos do Inpe (Instituto Nacional de Pesquisas Especiais).

O crescimento em geração eólica no Brasil deve continuar, marca disso são as medidas políticas envolvendo o tema. Em outubro de 2015, foi lançada a Frente Parlamentar Mista em Defesa da Energia Renovável. Os objetivos são, fazer com que o governo adote um programa mais agressivo de pesquisa e inovação tecnológica, isenção dos tributos das cadeias produtivas, melhora do sistema de transmissão e escalonamento dos leilões de energia, a fim de estabilizar o mercado, e uma série de outras medidas para apoiar um desenvolvimento sustentado pelas energias renováveis.

Foi lançado também no ano passado o Programa de Investimento em Energia Elétrica (PIEE). O objetivo do PIEE é apresentar à sociedade e aos investidores as ações e os investimentos previstos para os próximos anos para geração de energia. Na área de energia elétrica, segundo Peduzzi e Laboissière (2015), repórteres da agência Brasil, o PIEE indica um investimento de R\$ 116 bilhões para agregar entre 25 e 32 GW de potência instalada, sendo que, 10 a 14 GW virão das consideradas novas energias renováveis: solar, eólica e biomassa. Nas palavras de Peduzzi e Laboissière (2015): “Para o setor eólico, isto significa uma estimativa de um investimento adicional de até 4 a 6 GW entre 2016 e 2018”. O objetivo chave da indústria eólica brasileira é continuar a desenvolver o setor, a fim de manter o Brasil entre os dez principais mercados de energia eólica do mundo.

2.4 MICROGERAÇÃO

A microgeração é definida por Duarte (2010) como sendo a produção de energia elétrica em instalações de pequena escala, através de fontes de energia renováveis. É produto da expansão das energias renováveis e de uma nova geração de consumidores que também são produtores de energia. A microgeração apresenta grandes vantagens nos campos econômico, ambiental e tecnológico:

- Produz eletricidade nos pontos de consumo, reduzindo as perdas na transmissão e distribuição;
- Compartilha o sistema de alimentação da carga, de modo que, quando a geração for maior que o consumo, o excedente de energia possa ser injetado na rede elétrica;
- Cria novas oportunidades para as indústrias de equipamentos e componentes elétricos;
- Adapta-se aos recursos renováveis e às necessidades energéticas de cada lugar;
- Utiliza-se de fontes solar fotovoltaica e eólica de maneira independente ou combinadas em instalações híbridas.

A potência instalada da microgeração é menor ou igual a 100 quilowatts (kW). Se a potência instalada for superior a 100 kW e menor ou igual a 1 megawatt (MW), tem-se então uma minigeração.

No ano de 2008, aerogeradores de pequeno porte geravam 17,3 MW de potência nos Estados Unidos, de acordo com a *American Wind Energy Association* (AWEA). O mesmo relatório apontou um crescimento de trinta vezes da capacidade instalada, entre 2008 e 2013. De acordo com Eckstein (2014), 30,7 MW foram instalados no mercado mundial em 2008. Estima-se que na China atualmente existam mais de 300.000 aerogeradores de pequeno porte em operação em residências (ECKSTEIN, 2014).

No Brasil a microgeração de eletricidade ainda é restrita. Segundo dados da Aneel, até o início de 2015, apenas 290 residências em todo o país tiveram seus painéis solares oficialmente plugados na rede elétrica. Quanto à microgeração eólica, os números são ainda menores: o número de casas registradas na agência é de apenas 17 (BORGES, 2015).

Este resultado está ligado, basicamente, a dois problemas: preço caro e burocracia. Os fabricantes de equipamentos de microgeração reclamam ainda da falta de informação aos

consumidores sobre os benefícios da tecnologia e da ausência de financiamento específico para estimular o interesse nos projetos (BORGES, 2015).

Mauro Passos, presidente do Instituto Ideal (instituto especializado em estudos de fontes renováveis de energia) argumenta: “Estamos muito atrasados. Hoje há 806 mil pequenas turbinas de vento instaladas no mundo – 570 mil na China. Isso só acontece em função de políticas de Estado. Lá o assunto é tratado como política pública”.

A geração eólica doméstica pode até ter dificuldades de se interligar nas redes elétricas das distribuidoras, mas seu uso independente, apoiado em baterias, pode ser uma alternativa viável: segundo Borges (2015), há cerca de 700 turbinas espalhadas no país, sem estarem interligadas com a rede pública de energia elétrica.

Desde 2012, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) estabeleceu uma regulamentação para o funcionamento da microgeração de energia elétrica, a Resolução Normativa ANEEL nº 482/2012, onde propõe, desde então, um sistema de compensação energética que representa um incentivo a mais para quem planeja possuir uma fonte geradora de energia renovável em sua propriedade, seja comercial ou residencial. Nesse sistema, o que não for consumido pela própria residência ou empresa imediatamente é injetado na rede elétrica para ser posteriormente abatido no consumo total dessa propriedade.

2.5 APLICAÇÕES DOS SISTEMAS EÓLICOS

Um sistema eólico pode ser utilizado em dois tipos de operações básicas: sistemas isolados ou sistemas interligados à rede elétrica. Os sistemas obedecem a uma configuração básica, necessitam de uma unidade de controle de potência e, em determinados casos, de uma unidade de armazenamento.

2.5.1 Sistemas Isolados

Os sistemas isolados, em geral, utilizam alguma forma de armazenamento de energia elétrica, que para as aplicações elétricas, pode ser feito por meio de baterias, com o objetivo de utilizar aparelhos elétricos. Os sistemas que armazenam energia em baterias necessitam de um dispositivo para controlar a carga e a descarga da bateria. O controlador de carga tem como principal objetivo evitar danos à bateria por sobrecarga ou descarga profunda.

Para alimentação de equipamentos que operam com corrente alternada (CA) é necessária a utilização de um inversor. Esse dispositivo geralmente incorpora um seguidor do ponto de máxima potência, que será visto adiante, necessário para otimização da potência produzida. Na figura 2.13 é ilustrada a configuração de um sistema isolado.

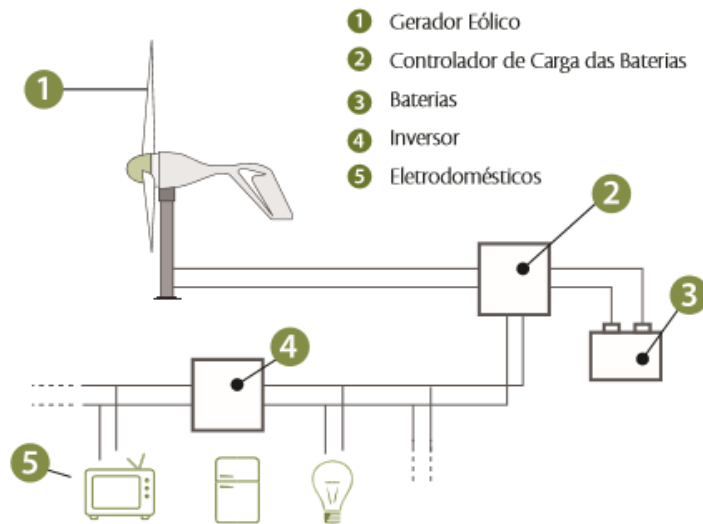


Figura 2.12 – Configuração de um sistema eólico isolado
Fonte: Rodrigues (2011)

2.5.2 Sistemas Interligados à Rede Elétrica

Os sistemas interligados à rede elétrica utilizam um grande número de aerogeradores e não necessitam de sistemas de armazenamento de energia, pois a parte da geração que não é consumida instantaneamente é entregue diretamente à rede elétrica, sendo tomada uma série de precauções e cumprindo várias exigências, para que a qualidade da energia seja garantida. Na figura 2.14 é ilustrado um exemplo de sistema de geração eólica conectado à rede elétrica.

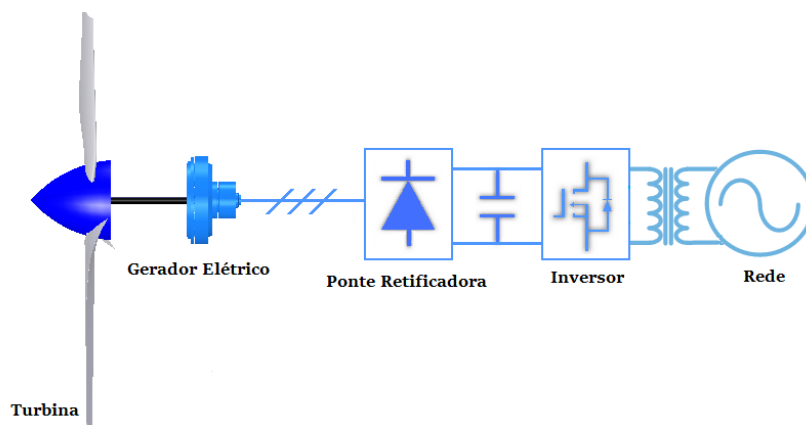


Figura 2.13 – Configuração de um sistema eólico conectado à rede elétrica
Fonte: autoria própria

2.6 CONCLUSÕES

A Energia Eólica é aquela que vem do movimento do ar (vento) e é uma fonte de energia limpa, renovável e abundante, não gera poluição nem agride o meio ambiente e pode auxiliar na redução do efeito estufa.

Este capítulo apresentou uma breve história da evolução da energia eólica, desde os primeiros registros até atualmente. Posteriormente foi apresentado um panorama da energia eólica no Brasil e no Mundo. No Brasil, 2015 foi um marco: com o quarto maior crescimento mundial neste ano, passou a integrar o top 10 de maiores produtores de energia eólica global. Sendo assim foi possível constatar a crescente utilização da energia eólica para produção de energia elétrica em todo o planeta.

3 AEROGERADORES E SISTEMAS DE CONEXÃO

Chama-se aerogerador o equipamento destinado a gerar energia elétrica a partir da energia fornecida pelo vento. A energia cinética dos ventos movimenta a turbina, que produz energia mecânica, transmitindo-a ao gerador, que, por sua vez faz a conversão da energia mecânica em elétrica. Assim que a energia elétrica é gerada, inicia-se o estágio do uso da eletrônica de potência no sistema: são utilizados conversores para processar a energia gerada pelo aerogerador.

Alguns sistemas isolados contam apenas com uma ponte de Graetz para fazer a retificação; outros sistemas possuem um conversor CC-CC em série com a ponte de Graetz; outros sistemas ainda utilizam retificadores PWM com elevado fator de potência.

Para os sistemas conectados à rede elétrica, além do estágio de retificação, um inversor é colocado em cascata com o retificador, a fim de converter a corrente contínua da saída do retificador em corrente alternada, com a mesma frequência da tensão da rede elétrica, onde esta corrente será injetada.

Um aerogerador é composto por várias partes importantes, a saber:

- Turbina: equipamento que está em contato direto com o vento, absorvendo a energia cinética deste e convertendo-a em energia mecânica;
- Torre: estrutura de sustentação;
- Nacele: estrutura montada em cima da torre onde estão contidos o gerador e a caixa de acoplamento;
- Caixa de engrenagens: faz a sintonia correta entre a baixa velocidade da turbina e a alta velocidade do gerador;
- Cubo: estrutura onde são fixadas as pás;
- Pá: estrutura movimentada pelo vento;
- Gerador: máquina responsável pela produção de energia elétrica (converte energia mecânica em energia elétrica).

Na figura 3.1 as partes de um aerogerador são ilustradas.

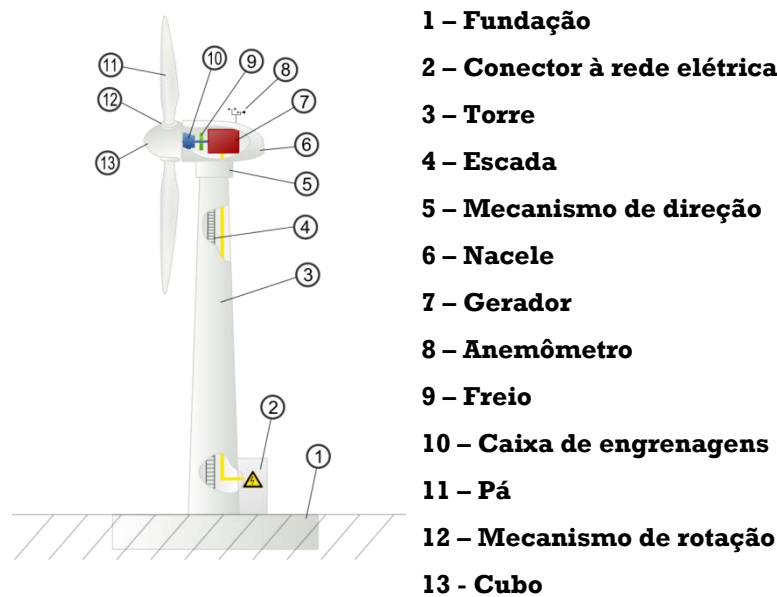


Figura 3.1 – Principais partes de um aerogerador
 Fonte: Adegas (2006)

3.1 POTÊNCIA DO VENTO

O vento é o ar em movimento, capaz de produzir energia. Denomina-se energia eólica a energia cinética desse movimento. O vento possui uma característica estocástica, ou seja, existe uma variação tanto na direção quanto na velocidade no decorrer do tempo. Para determinar uma expressão que quantifica a potência disponível do vento, parte-se da equação da energia cinética, em (3.1). Utilizando essa equação, nota-se que a energia aumenta com o quadrado da velocidade do vento.

$$E_C = \frac{mv^2}{2} \quad (3.1)$$

Onde:

- E_C : energia cinética;
- m : massa de ar;
- v : velocidade do vento.

Analisando essa energia ao longo do tempo, tem-se então a potência. Dessa forma, a potência P_v disponível pelo vento é a variação da energia cinética em um determinado intervalo de tempo, como mostra a expressão (3.2).

$$P_v = \frac{\Delta E_C}{\Delta t} = \frac{Mv^2}{2} \quad (3.2)$$

Onde:

- M : fluxo de massa de ar.

O fluxo M pode ser substituído por ρAv , resultando em (3.3).

$$P_v = \frac{\rho Av^3}{2} \quad (3.3)$$

Onde:

- ρ : massa específica do ar (15° C e 1 atm, $\rho = 1,225 \text{ kg/m}^3$);
- A : área varrida pelo rotor eólico.

A partir da equação (3.3) pode se concluir que a potência disponível no vento é diretamente proporcional ao cubo da velocidade desse vento. Isso significa que, se o vento aumentar sua velocidade em 10 %, a potência aumentará em 33 %. Se o vento duplicar sua velocidade, a potência aumenta em oito vezes. Basta que o vento aumente em 25 % sua velocidade para que a turbina eólica tenha um acréscimo de quase 100 % na potência gerada. Da mesma forma, se a velocidade do vento cair pela metade, a potência teria uma queda de 87,5 %. A curva da figura 3.2 mostra a relação da velocidade do vento com sua potência disponível. Com isso, percebe-se claramente a importância da velocidade do vento e a necessidade de uma análise crítica na elaboração de um empreendimento eólico (MASTERS, 2004).

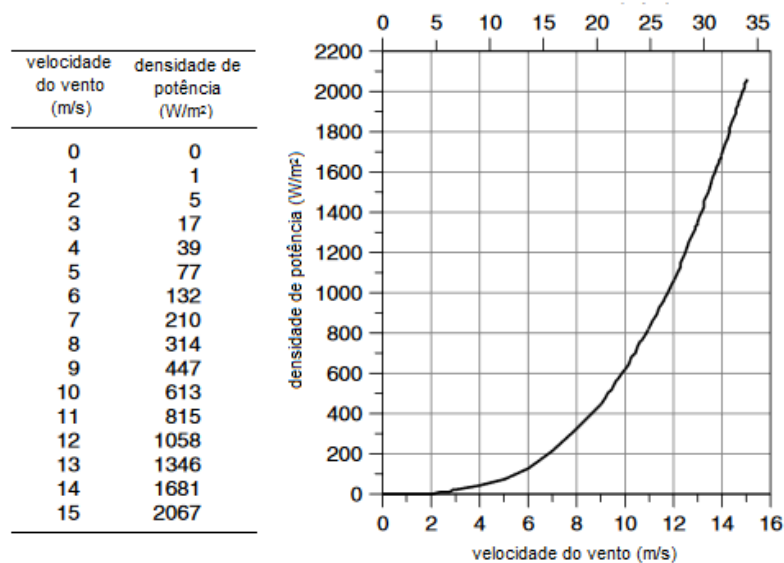


Figura 3.2 – Densidade de potência do vento, a 15° C e 1 atm
Fonte: Masters (2004)

Além da velocidade do vento, percebe-se que a potência do vento é proporcional a área varrida pelo rotor eólico. Para uma turbina de eixo horizontal, (que será vista mais adiante), a área é $A = \left(\frac{\pi}{4}\right)D^2$, onde D é o diâmetro da pá. Logo, a potência do vento é proporcional ao quadrado do diâmetro da pá. Dobrando o diâmetro da pá, aumentaria a potência em quatro vezes.

3.2 TURBINAS EÓLICAS

As turbinas eólicas são equipamentos capazes de absorver parte da energia cinética dos ventos, convertendo-a em energia mecânica, que posteriormente será convertida em energia elétrica, através de um gerador elétrico acoplado (PINTO, 2014). As condições de funcionamento de uma turbina eólica dependem principalmente das condições de vento.

3.2.1 Classificação das Turbinas Eólicas

As turbinas podem ser classificadas de acordo com o eixo ao redor do qual as suas pás giram, podendo ser, dessa forma, de eixo horizontal ou de eixo vertical, como pode ser visto na figura 3.3.

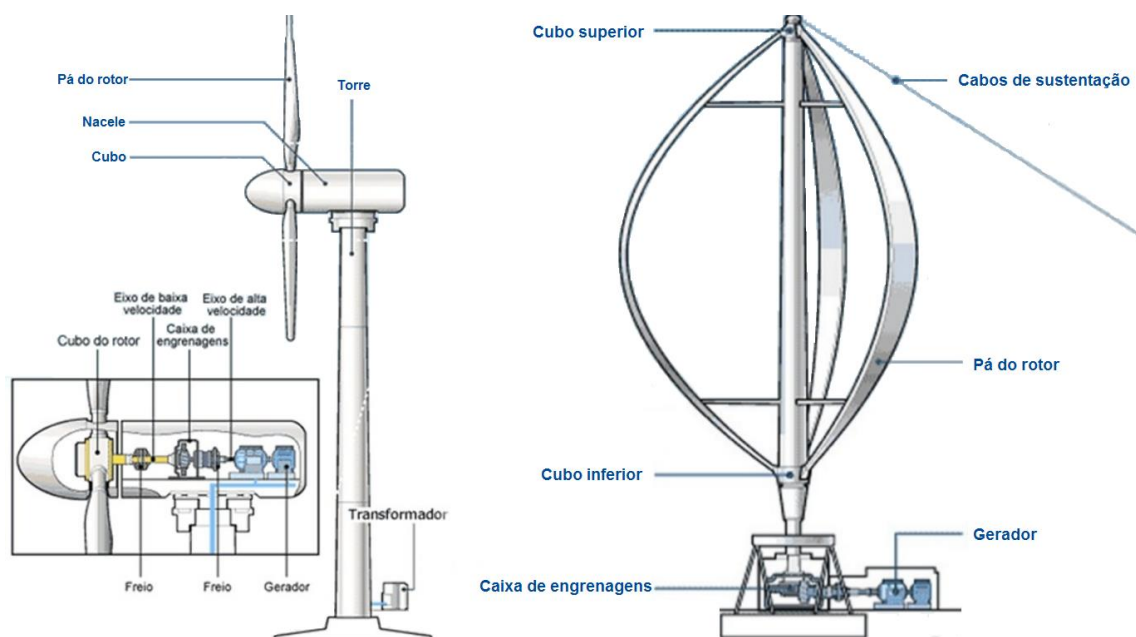


Figura 3.3 – Turbina com eixo horizontal (à esquerda) e com eixo vertical (à direita)
Fonte: adaptado de Burton et al. (2001)

a) Turbinas com eixo vertical

A única máquina de eixo vertical que teve algum sucesso comercial é o rotor de Darrieus, podendo ser visto na figura 3.4. Essa figura mostra a turbina chamada *Éole*, instalada no parque eólico Le Nordais, in Cap-Chat, Quebec, no Canadá. A turbina *Éole* é a maior turbina de eixo vertical do mundo, com 110 m e potência de 3,8 MW.



Figura 3.4 – *Éole*, a maior turbina de eixo vertical do mundo, em Cap-Chat, Quebec, Canadá
Fonte: Éolecapchat

Uma variação do rotor de Darrieus é o chamado rotor H, no qual em vez de pás curvadas, são usadas pás em linha reta. Os testes com esse tipo de turbina não trouxeram grandes resultados. Na figura 3.5 é mostrada a turbina VAWT – 850, um rotor H instalado em um campo de testes na cidade de Carmathen, no País de Gales, em 1990.



Figura 3.5 – Turbina de eixo vertical do tipo rotor H, em Carmathen, País de Gales
Fonte: Tong (2010)

Outro modelo de turbina de eixo vertical é o rotor de Savonius, que possui sua pá em forma de “S”. O vento passa entre suas pás, que se dispõem como folhas dobradas, como semicilindros. Também é chamado de rotor S, e é uma turbina de baixa rotação e alto torque, podendo trabalhar com baixas velocidades de vento. Os coeficientes de potência alcançados com esse tipo de turbina giram em média, em torno de 20 %, índice baixo para geração de potência (DIAZ, 2012). É por esse motivo que o rotor de Savonius só é útil e econômico para sistemas de baixas potências. Na figura 3.6 pode ser visto um esquema da turbina de Savonius.

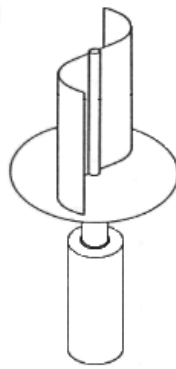


Figura 3.6 – Turbina de Savonius
Fonte: Pinto (2014)

Existem turbinas que englobam o rotor de Savonius e o rotor de Darrieus, são os modelos híbridos. Na figura 3.7, tem-se uma turbina híbrida Savonius-Darrieus para uso residencial.



Figura 3.7 – Turbina híbrida Savonius-Darrieus
Fonte: Typmar

O modelo helicoidal é outra variação do modelo de Darrieus, com as pás em forma helicoidal, torcidas em 180°. Recebem o nome de turbinas Turby e foram projetadas para regiões urbanas. Nesse modelo, o vento empurra as pás em torno de ambos os lados da turbina, espalhando o torque uniformemente em toda a revolução. A tabela 3.1 mostra algumas especificações desse modelo, e na figura 3.8, tem-se uma imagem do modelo Turby.



Figura 3.8 – Turbina Turby
Fonte: Turbosquid

Tabela 3.1 – Especificações técnicas de uma turbina Turby

Velocidade de partida do vento	4 m/s
Velocidade nominal do vento	14 m/s
Velocidade de corte do vento	14 m/s
Velocidade máxima do vento	55 m/s
Potência nominal a 14 m/s	2,5 kW
Altura	2,89 m
Peso	136 kg
Tipo de gerador	Trifásico assíncrono com ímã permanente
Número de pás	3

Fonte: Turby

b) Turbinas com eixo horizontal

As turbinas com eixo de rotação horizontal são as principais configurações utilizadas na tecnologia eólica atual. Dois modelos do tipo horizontal podem ser vistos na figura 3.9: a figura da esquerda apresenta uma turbina de grande porte, enquanto que a figura da direita mostra a imagem de uma turbina residencial.



Figura 3.9 – Turbinas de eixo horizontal
Fonte: Layton (2006)

A superioridade dessa configuração em relação às turbinas com eixo vertical é explicada pelas suas características:

- A velocidade do rotor e a saída de potência podem ser controladas pelo controle dos ângulos das pás (esse controle é a proteção mais eficiente contra o excesso de velocidade);
- O formato das pás pode ser otimizado aerodinamicamente;
- Grande avanço tecnológico na área de hélices, bases das turbinas de eixo horizontal.

As principais vantagens, de acordo com Pinto (2014) são:

- Acesso a ventos de maiores velocidades, devido à altura da torre;
- Melhor controle devido ao ângulo de passo, mencionado já nas características;

- Eficiência elevada, já que os ventos incidem perpendicularmente nas pás.

Pinto (2014) também cita as desvantagens das turbinas de eixo horizontal:

- Dificuldade de instalação das torres;
- Dificuldade no transporte dos equipamentos;
- Exigência de um sistema de controle para fazer com que as pás girem em direção ao vento;
- Construção complexa da torre para suportar o peso das pás e do cubo;
- Maior emissão de ruídos.

Existem dois tipos de turbinas de eixo horizontal: *downwind* (quando o vento incide na parte traseira da turbina) e *upwind* (quando o vento incide na parte frontal da turbina), ilustradas na figura 3.10.

A máquina *downwind* tem a vantagem de deixar o vento por si só controlar o ajuste, ela naturalmente se movimenta a favor da direção do vento. O problema são os efeitos de sombra, devidos à torre: toda vez que a pá passa atrás da torre, ela encontra um curto período em que o vento é reduzido e faz com que a pá se flexione (PINTO, 2014). Essa flexão pode levar a pá à fadiga, além de aumentar o ruído e reduzir o potencial de saída (PINTO, 2014; HAU, 2005).

A turbina *upwind* necessita de um sistema de controle responsável por manter as pás voltadas para o vento. No entanto, opera de forma mais suave e consegue fornecer maiores potências. De acordo com Pinto (2014), a maioria das turbinas eólicas modernas possui essa configuração.

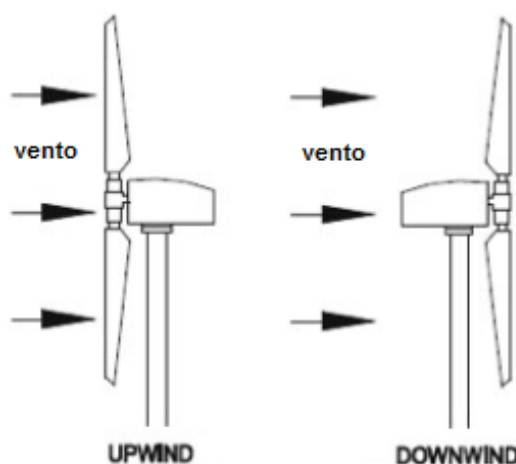


Figura 3.10 – Tipos de turbinas de eixo horizontal
Fonte: Manwell (2002)

c) Turbinas eólicas usadas em microgeração

Assim como para as grandes eólicas, existem microgeradores eólicos de eixo horizontal e de eixo vertical, sendo as turbinas de eixo horizontal as que mais se encontram no mercado, variando, principalmente, no tamanho e desenho das pás. As microturbinas mais usadas são do tipo *downwind*, as quais se alinham com a direção do vento através de uma aleta, colocada na extremidade da nacelle (DUARTE, 2010), como pode ser visto na figura 3.11 (a turbina da direita, tem uma capacidade de 3,7 kW).



Figura 3.11 – Microturbinas de eixo horizontal
Fonte: Duarte (2014)

Na figura 3.11 nota-se que a aleta é colocada de maneira a que as forças aerodinâmicas, criadas com a passagem do vento, encontrem o ponto de equilíbrio quando o eixo da turbina se encontra alinhado na direção do vento.

Também podem ser encontradas turbinas de pequeno porte com eixo vertical, como pode ser visto na figura 3.12.



Figura 3.12 – Microturbinas de eixo vertical
Fonte: Duarte (2014)

Com relação à potência que as turbinas de pequeno porte comerciais conseguem gerar, elas podem produzir desde alguns watts até dezenas de quilowatts, dependendo das suas características e especificações.

3.2.2 Torque de uma Turbina Eólica

Após uma turbina extrair a potência do vento, ela transfere essa potência para seus eixos rotativos. Esses eixos devem ser devidamente projetados para que suportem tal potência. Quando a potência é aplicada ao eixo, é gerado um torque T_m , dado pela equação (3.4).

$$T_m = \frac{P_m}{\omega_t} \quad (3.4)$$

Onde:

- P_m : potência mecânica, em W;
- ω_t : velocidade angular, em rad/s.

O coeficiente de torque é dado pela expressão (3.5).

$$C_t = \frac{C_p}{\lambda} \quad (3.5)$$

Onde:

- C_p : coeficiente de potência da turbina;
- λ : razão da velocidade de ponta da pá.

O coeficiente de potência será definido posteriormente na expressão (3.22).

λ é dado pela equação (3.6).

$$\lambda = \frac{u}{v} = \frac{\omega_t r}{v} = \frac{\omega_t D}{2v} \quad (3.6)$$

Com base na equação (3.6), a velocidade angular pode ser reescrita em função da velocidade do vento, da razão da ponta da pá e do diâmetro da turbina, como pode ser visto em (3.7).

$$\omega_t = \frac{2v\lambda}{D} \quad (3.7)$$

A potência extraída do vento por uma turbina é dada pela equação

$$P = \frac{C_p \rho A v^3}{2} \quad (3.8)$$

Substituindo (3.7) e (3.8) em (3.4), tem-se a equação (3.9). Substituindo (3.5) em (3.9), chega-se em (3.10).

$$T = \frac{C_p \rho A v^2 D}{4\lambda} \quad (3.9)$$

$$T = \frac{C_t \rho A v^2 D}{4} \quad (3.10)$$

Nota-se que o torque varia com o quadrado da velocidade, enquanto que a potência varia com o cubo da velocidade do vento.

3.2.3 Limite de Betz

Uma turbina eólica não consegue extrair toda a potência do vento, apenas uma parte da energia do vento é convertida em energia mecânica (MASTERS, 2004). Esse limite na extração de potência do vento é conhecido como Limite de Betz, em homenagem ao físico alemão Albert Betz que desenvolveu este estudo.

O entendimento do Limite de Betz começa com o fenômeno apresentado na figura 3.13. Ao atravessar um gradiente de concentração ou obstáculo, as componentes vetoriais de velocidade sofrem alteração e, conseqüentemente, fazem com que parte da energia da massa de ar seja transformada em trabalho sob o obstáculo; o restante da energia continua contido na massa de ar, com uma velocidade diferente da inicial. A energia pode ser expressa pela equação (3.11).

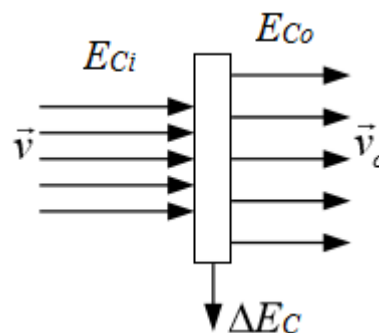


Figura 3.13 – Representação da transformação de energia
Fonte: autoria própria

$$E_{Ci} = E_{Co} + \Delta E_C \quad (3.11)$$

Onde:

- E_{Ci} : energia cinética inicial da massa de ar em movimento;

- E_{Co} : energia cinética restante após a passagem pelo gradiente;
- ΔE_C : parte da energia que realiza trabalho.

Na figura 3.14 é possível visualizar o caso onde os obstáculos que impede a passagem do vento são as pás de uma turbina.

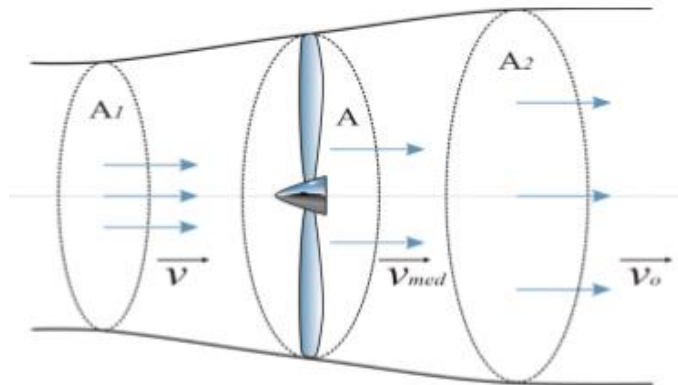


Figura 3.14 – Extração de energia do vento por uma turbina eólica
Fonte: Tibola (2009)

A variação ΔE_C de energia que entra no sistema é a energia cinética que é convertida em energia mecânica nas pás. Isolando ΔE_C na equação (3.11), obtém-se (3.12). Aplicando em (3.12) a definição de energia cinética, vista em (3.1), tem-se a expressão (3.13).

$$\Delta E_C = E_{Co} - E_{Ci} \quad (3.12)$$

$$\Delta E_C = \frac{m(v^2 - v_o^2)}{2} \quad (3.13)$$

Onde:

- v : velocidade do vento antes das pás;
- v_o : velocidade do vento depois das pás.

Sabe-se que potência é a variação de energia em um determinado intervalo de tempo, como visto na equação (3.14). E, aplicando (3.13) em (3.14), esta resulta em (3.15).

$$P = \frac{\Delta E}{\Delta t} \quad (3.14)$$

$$P = \frac{m(v^2 - v_o^2)}{2\Delta t} \quad (3.15)$$

A massa de um corpo pode ser escrita como na equação (3.16). Substituindo (3.16) em (3.15), chega-se à expressão (3.17).

$$m = \rho AD \quad (3.16)$$

$$P = \frac{\rho AD}{2\Delta t} (v^2 - v_o^2) \quad (3.17)$$

A velocidade do vento é diferente antes e depois que passa pelas pás, assim como as áreas de entrada e saída. Faz-se uma média entre as velocidades, da forma vista em (3.18). Sabe-se que a velocidade é uma relação entre distância e o tempo necessário para percorrer essa distância, então se escreve a equação (3.19).

$$v_{méd} = \frac{v + v_o}{2} \quad (3.18)$$

$$v_{méd} = \frac{D}{\Delta t} = \frac{v + v_o}{2} \quad (3.19)$$

Isolando D em (3.19) e substituindo na equação (3.17), chega-se à expressão (3.20).

$$P = \frac{\rho A}{4} (v + v_o) (v^2 - v_o^2) \quad (3.20)$$

Rearranjando a equação (3.20), esta resulta em (3.21).

$$P = \frac{\rho A v^3}{2} \frac{\left(1 + \frac{v_o}{v}\right) \left[1 - \left(\frac{v_o}{v}\right)^2\right]}{2} \quad (3.21)$$

Comparando a equação (3.21) com a equação (3.3), define-se o termo C_P (coeficiente de potência), que representa o percentual de potência capturada pela turbina. A expressão para o coeficiente de potência pode ser vista em (3.22).

$$C_P = \frac{\left(1 + \frac{v_o}{v}\right) \left[1 - \left(\frac{v_o}{v}\right)^2\right]}{2} \quad (3.22)$$

Dessa forma, a expressão da potência pode ser escrita de maneira simplificada, observada em (3.23).

$$P = \frac{\rho A v^3 C_P}{2} \quad (3.23)$$

Analisando o termo C_P , é possível encontrar seu valor máximo teórico. Substituindo a razão v_o/v por k , com $0 < k < 1$, C_P é reescrito em (3.24). Expandindo a expressão (3.24), chega-se em (3.25).

$$C_P = \frac{(1+k)(1-k^2)}{2} \quad (3.24)$$

$$C_P = \frac{1+k-k^2-k^3}{2} \quad (3.25)$$

Aplicando o teorema do valor final em (3.25), da maneira vista em (3.26), é obtido o polinômio da equação (3.27).

$$\frac{\partial C_P}{\partial k} = \frac{0+1-2k+3k^2}{2} = 0 \quad (3.26)$$

$$3k^2 + 2k - 1 = 0 \quad (3.27)$$

As raízes da equação (3.27) são $k_1 = 1/3$ e $k_2 = -1$. Como $0 < k < 1$, k_2 é descartado, de forma que k_1 é o valor que maximiza o coeficiente de potência C_P . Substituindo k_1 na equação (3.24), obtém-se o valor máximo de C_P , como visto na equação (3.28) e comprovado na figura 3.15.

$$C_P = \frac{\left(1 + \frac{1}{3}\right) \left[1 - \left(\frac{1}{3}\right)^2\right]}{2} = 0,5926 \quad (3.28)$$

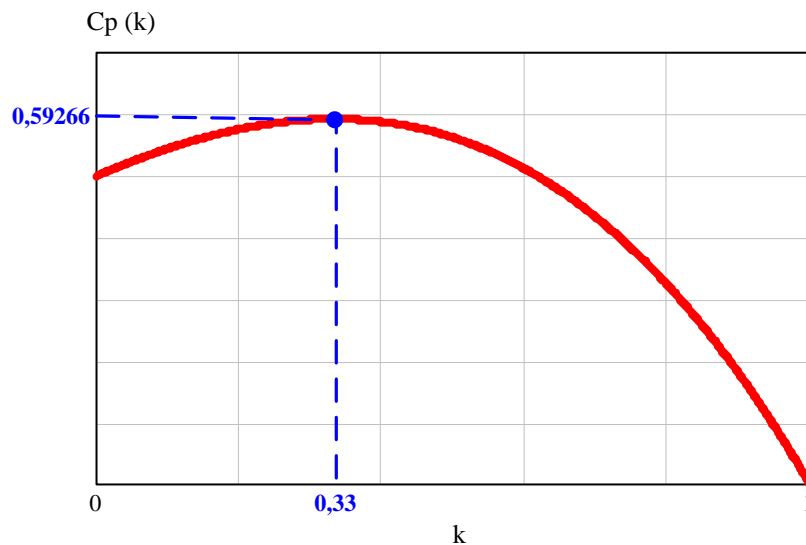


Figura 3.15 – Coeficiente de potência máximo ($\lambda=1/3$)

Fonte: autoria própria

Dessa forma, a Equação de Betz resulta na expressão (3.29), e o valor máximo de C_P é o limite teórico do coeficiente de potência, e nenhuma máquina, por mais sofisticada que seja consegue superar.

$$P_{m\acute{a}x} = \frac{\rho A v^3 C_{Pm\acute{a}x}}{2} \quad (3.29)$$

Apesar da equação de Betz proporcionar o limite superior das possibilidades de um aerogerador, ela não leva em conta uma série de fatores, inumerados por Tibola (2009): resistências aerodinâmicas das pás, perdas de energia pelo atrito na rotação, compressibilidade do fluido, interferência das pás e da torre, entre outros.

Assim, o valor máximo do coeficiente de potência, na prática, é de difícil obtenção. Com boa aproximação, esse coeficiente está próximo de 0,5 para turbinas de grande porte, com alta velocidade e três pás, e entre 0,2 e 0,4 para turbinas de pequeno porte, com baixa velocidade e mais pás (PATEL,1999).

O coeficiente de potência (C_P) é, na prática, uma função do TSR, mas também pode ser expresso em função do ângulo de passo da turbina (β), para as turbinas de eixo horizontal com esse tipo de controle.

3.2.4 Curvas de Potência de uma Turbina Eólica

Com base nas expressões de potência, vistas anteriormente, é traçada a curva da figura 3.16.

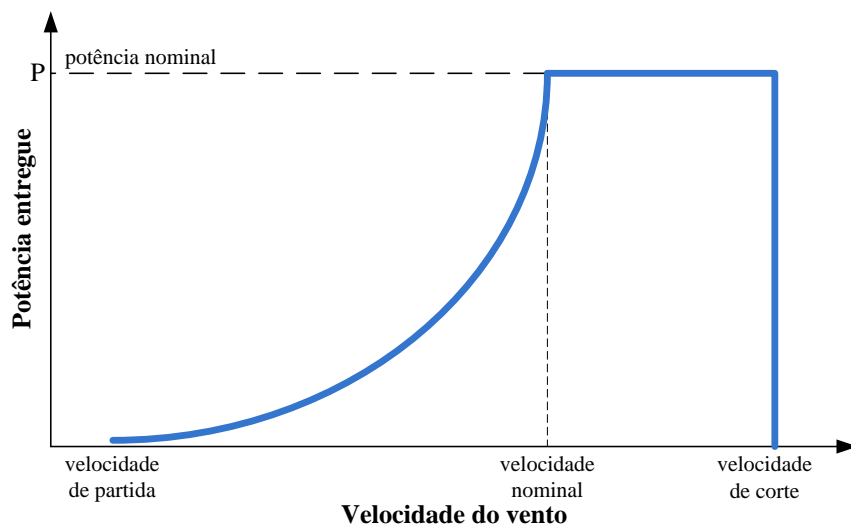


Figura 3.16 – Curva de potência pela velocidade do vento para uma turbina eólica
Fonte: autoria própria

Na figura 3.16, são visíveis três velocidades básicas:

- Velocidade de partida: velocidade de vento mínima na qual a máquina começa a processar potência;
- Velocidade nominal do vento: velocidade do vento na qual a potência nominal da máquina é alcançada;

- Velocidade de corte: máxima velocidade do vento, na qual é permitida entrega de potência à turbina. É limitada pelo projeto aerodinâmico e por restrições de segurança.

Percebe-se que não há geração de energia abaixo da velocidade de partida. Para velocidades acima da nominal e abaixo da velocidade de corte, a saída será a própria potência nominal da máquina: a turbina é controlada para que opere com potência constante nessa faixa de velocidades de vento. Quando a velocidade nominal é alcançada, o gerador está operando no seu ponto ótimo, ou seja, está convertendo o máximo de energia para o qual foi projetado. Para velocidades acima da velocidade de corte, a turbina é desligada, pois os ventos muito fortes podem danificar a turbina.

Uma maneira de demonstrar a influência da quantidade de pás sobre o coeficiente de potência do rotor é expressar o coeficiente de potência pela razão de velocidade de ponta TSR ou λ (λ é a relação entre a velocidade tangencial e a velocidade do vento). A figura 3.17 ilustra a influência da quantidade de pás de uma turbina, apresentado a relação entre o coeficiente de potência e o coeficiente de velocidade da ponta de pá.

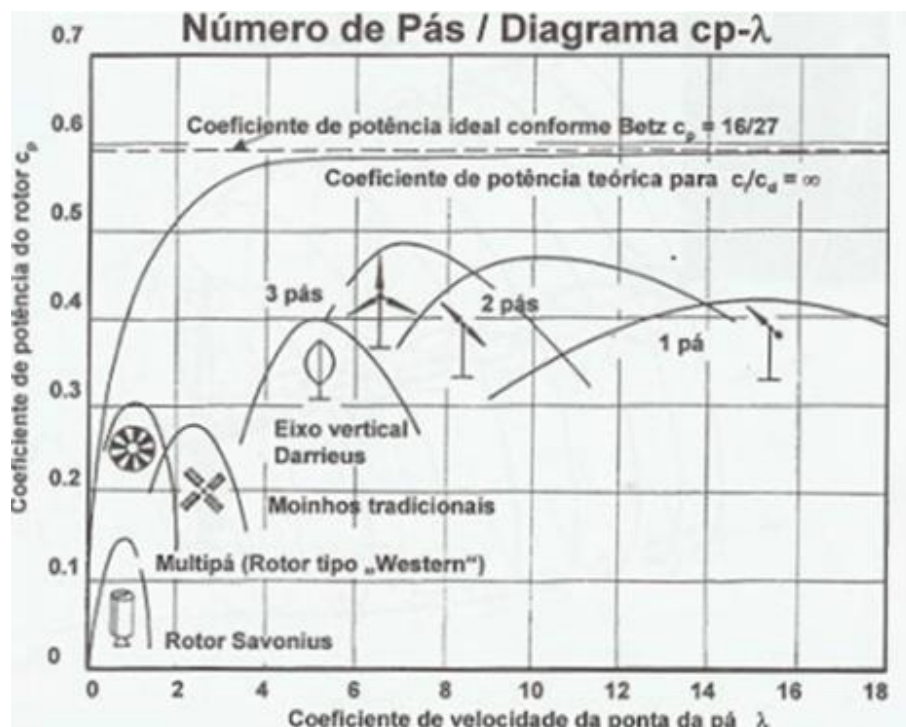


Figura 3.17 – Coeficiente de potência para vários tipos de rotores eólicos
Fonte: Hau (2005)

Na figura 3.17 percebe-se que a turbina de três pás apresenta o maior coeficiente C_P , logo, apresenta a maior capacidade em extrair potência do vento. As turbinas de duas pás apresentam um coeficiente menor, no entanto tem-se a possibilidade de operar em velocidades

tangenciais maiores. Enquanto isso, as turbinas multipás e as turbinas de eixo vertical, operam com velocidades tangenciais menores e extraem também menos potência que as turbinas de eixo horizontal de duas ou três pás (HAU, 2005). Esse fato explica o domínio de mercado das turbinas eólicas de três pás, já que possuem um coeficiente de potência maior, e um momento de inércia menor que às de duas pás, além da vantagem estética e níveis de ruído menores (PINTO, 2014; MANWELL, 2002; BURTON, 2001; PATEL, 1999).

3.3 GERADORES ELÉTRICOS

Geradores elétricos são equipamentos capazes de converter energia mecânica em energia elétrica (quando ocorre o inverso, tem-se um motor). Os geradores podem ser divididos em síncronos e assíncronos (de indução).

3.3.1 Geradores Assíncronos

A utilização dos geradores de indução em sistemas eólicos é explicada pela simplicidade, robustez, menor custo e facilidade de manutenção desse tipo de gerador (ABDULRAHMAN, 2000; OLEG, 1999). A principal desvantagem é a necessidade de uma corrente de magnetização (corrente de partida), absorvendo potência reativa da rede elétrica (PINTO, 2014; DUARTE, 2010); a potência reativa de magnetização é absorvida da rede elétrica para formação do campo girante. Os geradores assíncronos utilizados na geração eólica são: gaiola de esquilo, com rotor bobinado ou duplamente alimentado.

- a) Gerador com rotor gaiola de esquilo (SCIG – *Squirrel-Cage Induction Generator*)

O gerador com rotor gaiola de esquilo pode ser acoplado diretamente à rede elétrica (figura 3.18) e operar com velocidade fixa ou fazer uso da eletrônica de potência (figura 3.19) para sistemas com velocidade variável, com o objetivo de controle total de potência ativa e reativa.

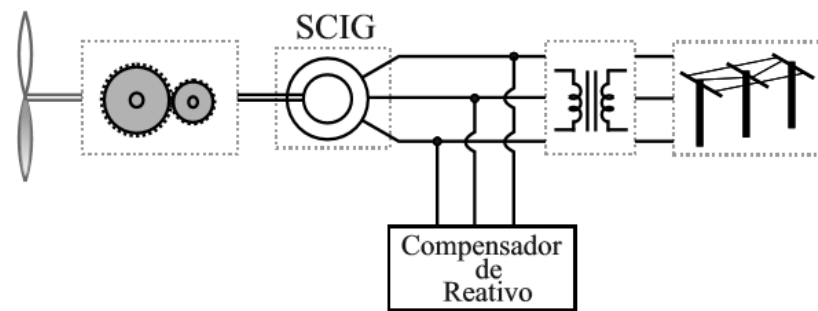


Figura 3.18 – Sistema de geração eólica conectado diretamente à rede, utilizando SCIG
 Fonte: Junior (2014)

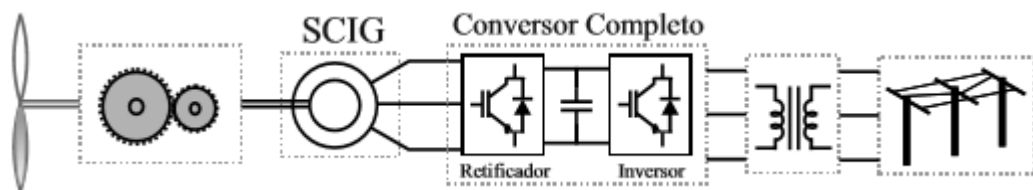


Figura 3.19 – Sistema de geração eólica utilizando SCIG e conversores completos
 Fonte: Junior (2014)

- b) Gerador de indução com rotor bobinado (WRIG – *Wounded Rotor Induction Generator*)

O gerador de indução com rotor bobinado com controle de deslizamento através da resistência do rotor é normalmente conectado diretamente à rede elétrica, mas o controle de deslizamento permite o ajuste de velocidade para algumas faixas, viabilizando operações em velocidades variáveis. Com velocidades variáveis, o estator do gerador é conectado diretamente à rede elétrica, e o rotor é conectado a algum sistema eletrônico de potência, como pode ser visto na figura 3.20. A vantagem desse esquema, segundo Junior (2014), é que apenas uma parte da potência gerada é injetada no conversor, possibilitando que o conversor seja projetado para potências menores que da turbina.

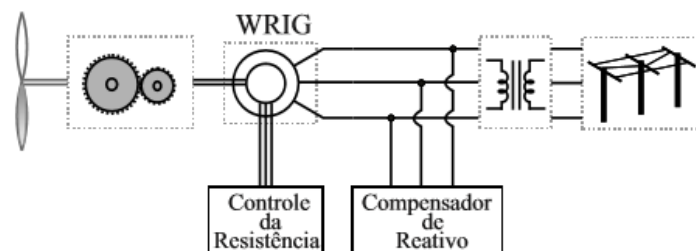


Figura 3.20 – Sistema de geração eólica utilizando WRIG e conversores parciais
 Fonte: Junior (2014)

- c) Gerador de indução duplamente alimentado (DFIG – *Doubly Fed Induction Generator*)

O gerador de indução duplamente alimentado apresenta tanto o estator quanto o rotor conectados à rede elétrica. O estator é conectado diretamente, já o rotor é conectado por

conversores, através de anéis coletores, como mostra a figura 3.21. Assim como para o gerador de rotor bobinado, a potência injetada no conversor é bem menor que a potência gerada. Esse modelo permite o controle de potência ativa e reativa do sistema, e, através deste, também a velocidade rotacional do gerador e da turbina.

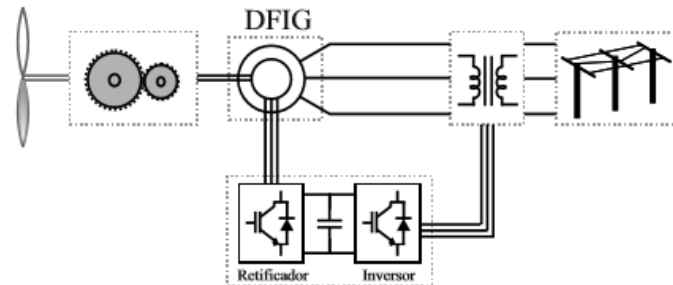


Figura 3.21 – Sistema de geração eólica utilizando DFIG e conversores parciais
Fonte: Junior (2014)

3.3.2 Geradores Síncronos

As máquinas síncronas recebem esse nome porque sua velocidade de rotação é fixa e sincronizada com a frequência da rede elétrica, independente da carga. A sua velocidade depende da frequência da rede elétrica e do número de pólos, como pode ser visto na equação (3.30).

$$v = \frac{f}{p} \quad (3.30)$$

Os geradores síncronos têm um rendimento elevado, permitem ajustar o fator de potência e podem ser construídas com um grande número de pólos. Em sistemas eólicos, os geradores síncronos com alto número de pólos, podem evitar a utilização da caixa de velocidades, já que com um elevado número de pólos, o gerador gira a velocidades da mesma ordem do rotor da turbina (JUNIOR, 2014). Além disso, utilizando esses sistemas, é possível o gerador operar no ponto de máxima potência.

Os geradores síncronos nas aplicações eólicas necessitam de conversores de potência com a finalidade de processar a energia gerada a fim de cumprir as exigências para conexão com a rede elétrica.

A principal vantagem em relação aos geradores assíncronos é a não necessidade de uma corrente de magnetização; o campo magnético no gerador síncrono pode ser criado com um ímã permanente ou com um enrolamento de campo. Na figura 3.22 é ilustrada a topologia utilizando um gerador síncrono com excitação externa e com caixa de engrenagem,

necessitando de conversores para o acoplamento com a rede e outro pequeno conversor para a excitação de campo.

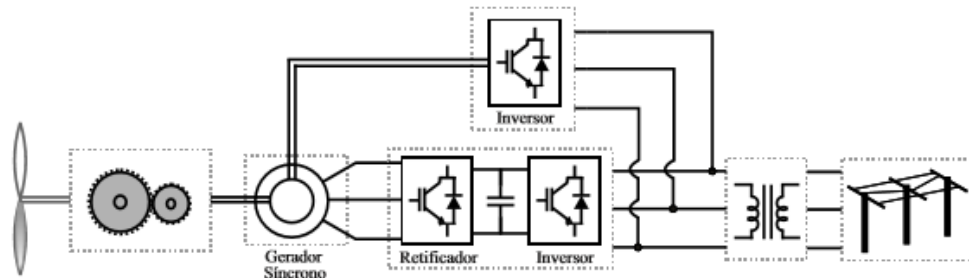


Figura 3.22 – Sistema de geração eólica utilizando um gerador síncrono com excitação externa
Fonte: Junior (2014)

A figura 3.23 apresenta um sistema utilizando um gerador síncrono com múltiplos pólos e com excitação externa. O gerador multipolos dispensa o uso da caixa de engrenagens. No entanto, o conversor responsável pela excitação externa ainda é necessário.

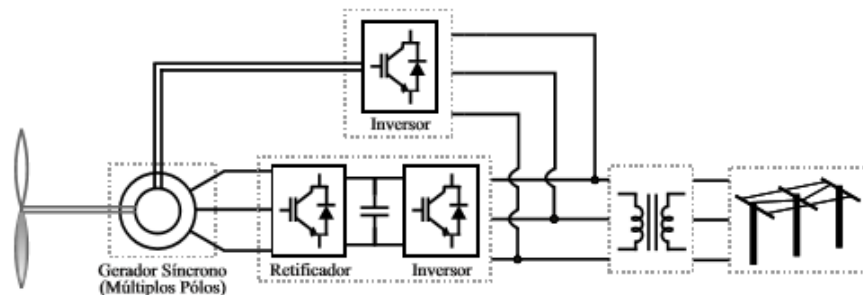


Figura 3.23 – Sistema de geração eólica utilizando um gerador síncrono multipolos com excitação externa
Fonte: Junior (2014)

- a) Gerador síncrono com ímãs permanentes (PMSG – *Permanent Magnet Synchronous Generator*)

O gerador síncrono com ímãs permanentes possui eficiência elevada se comparado com outras topologias de geradores (PRETO, 2014; TIBOLA, 2009). Além disso, apresenta alta densidade de potência e excelente controlabilidade (THONGAM; OUHROUCHE, 2011; BLAABJERG; CHEN, 2006). É conectado à rede elétrica através de conversores, como mostra a figura 3.24. A aplicação de velocidade variável nos PMSG, segundo Tibola (2009), permite aumentar a energia capturada do vento, diminuir os ruídos e aumentar a eficiência. A desvantagem fica por conta do fluxo de campo constante.

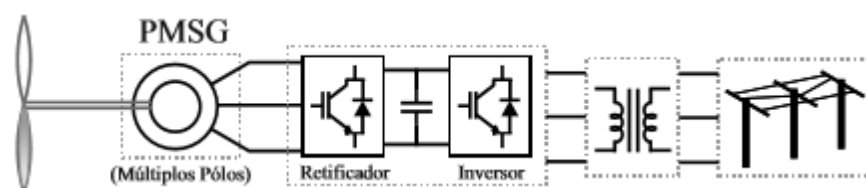


Figura 3.24 – Sistema de geração eólica utilizando um PMSG
Fonte: Junior (2014)

3.4 ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

A eletrônica tem potência tem passado por uma evolução muito grande, principalmente nos 30 últimos anos, aumentando muito o número de aplicações, já que o desempenho dos conversores tem aumentado consideravelmente, além dos custos estarem se reduzindo e surgindo novas tecnologias.

Muitas turbinas eólicas, principalmente as turbinas com velocidade variável utilizam dispositivos (conversores) de eletrônica de potência. Inicialmente eram utilizadas turbinas com velocidade fixa (ABREU; SHAHIDEHPOUR, 2006), nas quais a velocidade era definida pela frequência da rede elétrica e pelo número de pólos do gerador. As turbinas eram projetadas para alcançar máxima eficiência em determinada velocidade do vento, perdendo eficiência para as demais velocidades (JUNIOR, 2014). As variações na velocidade do vento acarretavam pulsações de conjugado de potência, causando estresses mecânicos em todo o sistema, além de problemas de qualidade de energia (HEIER, 2006). Com essa configuração não há controle de potência ativa e reativa, tendo apenas um banco de capacitores para evitar problemas relacionados com estabilidade de tensão, suprimento local de potência reativa consumida pelo gerador (CHEN; GUERRERO; BLAABJERG, 2009).

A solução escolhida foi o desenvolvimento de turbinas com velocidade variável, nas quais a turbina tem a possibilidade de aumentar ou diminuir sua velocidade se a velocidade do vento variar, alcançando a eficiência máxima para uma grande faixa de variação da velocidade do vento (CHEN; GUERRERO; BLAABJERG, 2009). Além de proporcionar a máxima eficiência para uma faixa maior de pontos de operação, as turbinas com velocidade variável sofrem menos desgastes na torre, na caixa de velocidades e outros componentes e reduz a flutuação da potência injetada na rede elétrica (MURTHY, 2013; BLAABJERG, 2006). No entanto, o funcionamento à velocidade variável implica em uma amplitude e uma frequência (das tensões geradas), dependentes da velocidade de rotação do gerador. É por esse motivo que, para conectar esses sistemas à rede de distribuição elétrica, é necessária a utilização de um conversor de potência. Este conversor compatibiliza as características elétricas do gerador às da rede elétrica. Além do acoplamento com a rede elétrica, os conversores podem melhorar o desempenho do aerogerador, e também realizar o controle de potência e velocidade. Os conversores utilizados são empregados de acordo com o tipo de máquina usada no sistema de geração de energia.

Para ilustrar melhor a importância da eletrônica de potência nos sistemas eólicos, a figura 3.25, retirada de Blaabjerg, Liserre e Ma (2012), mostra o crescimento da capacidade dos dispositivos de potência (círculo azul) associado à evolução dos sistemas de geração eólica. Na década de 80, começou a utilização de *soft-starter* baseado em tiristores, apenas para a partida dos geradores, sendo depois chaveado para conexão direta com a rede elétrica (JUNIOR, 2014). Na década de 90, começou-se a controlar as resistências rotóricas, através dos diodos em ponte e chaves de potência. Posteriormente, começou a utilização de conversores eletrônicos de potência, primeiramente com potência reduzida, com geradores de indução. Em seguida, os conversores passaram a ser utilizados em potência total, com as características e vantagens já mencionadas acima (BLAABJERG; LISERRE; MA, 2012).

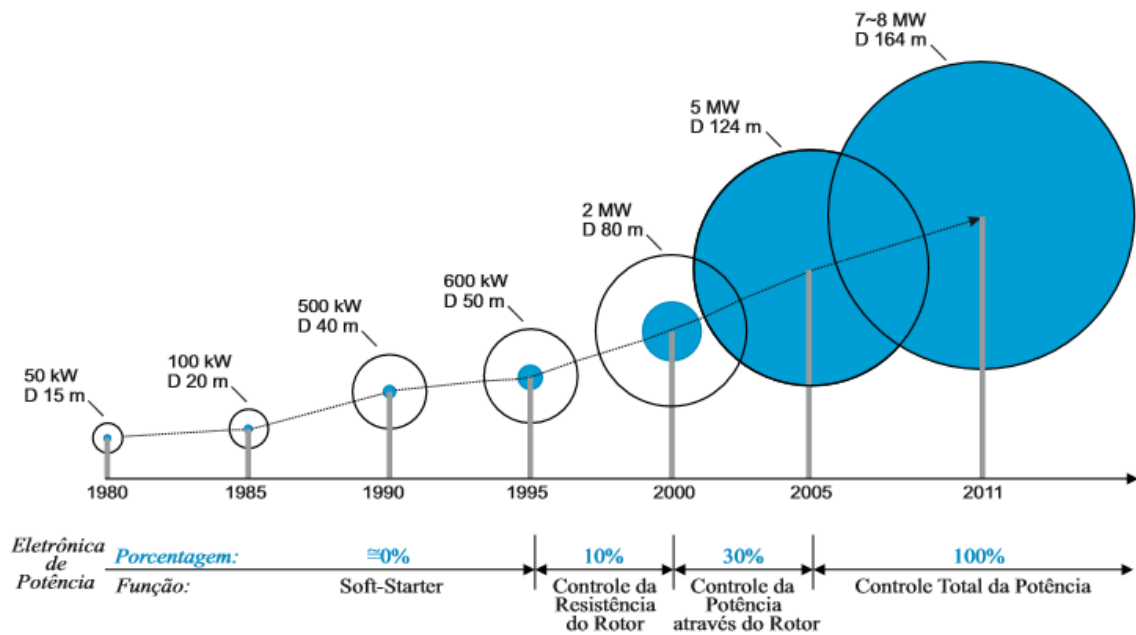


Figura 3.25 – Evolução dos sistemas eólicos e a utilização da eletrônica de potência nesses sistemas
Fonte: Blaabjerg, Liserre e Ma (2012)

A topologia mais simples de conversor que pode ser utilizado ao sistema é um simples retificador a diodo, como ilustrado na figura 3.26. No entanto, esse sistema não possui controle para ajustar a energia produzida pela turbina, logo, a potência gerada somente é ditada pela velocidade do vento. Essa solução ainda pode introduzir no sistema baixas frequências que podem causar ressonância no eixo da máquina (FAULSTICH; STINKE; WITTEW, 2005), devido ao comportamento não linear dos diodos, deformando as formas de onda de tensão e corrente, aumentando os conteúdos harmônicos.

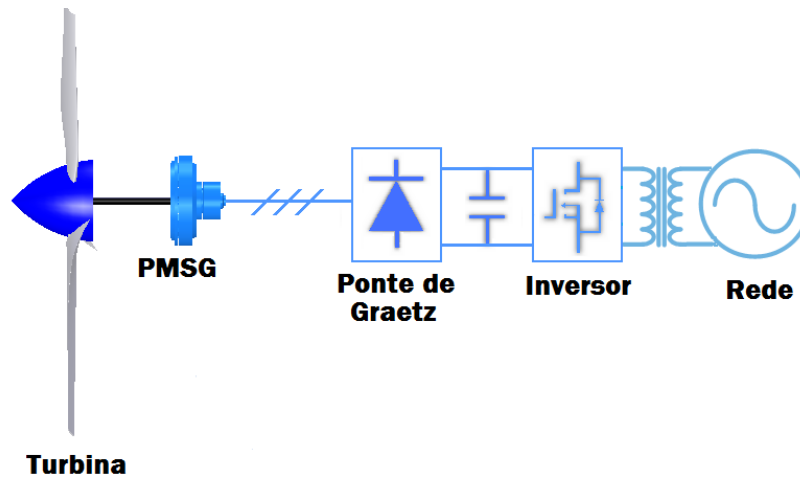


Figura 3.26 – Sistema de geração eólica com uma ponte de Graetz
Fonte: autoria própria

Para obter velocidade variável e uma tensão CC estável, em alguns casos, é utilizado um conversor CC-CC logo após a ponte de Graetz, como na figura 3.27.

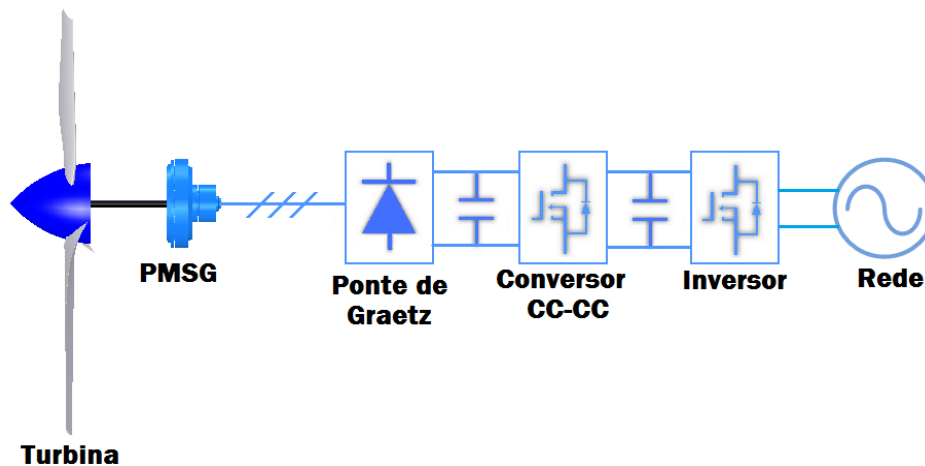


Figura 3.27 – Sistema de geração eólica com uma ponte de Graetz e um conversor CC-CC
Fonte: autoria própria

Mais recentemente os retificadores com elevado fator de potência (PFC – *Power Factor Correction*) têm sido aplicados nos sistemas eólicos. Um retificador PFC é utilizado para emular uma carga resistiva pura, o que proporciona uma boa qualidade nas formas de onda de tensão e corrente nos terminais do gerador, e assim diminui, conseqüentemente, os níveis de THD e aumenta a eficiência e vida útil do sistema (THONGAM; OUHROUCHE, 2011; RAJU; FERNANDES; CHATTERJEE, 2004). A configuração do sistema de geração eólica com o uso de um retificador com elevado fator de potência é ilustrada na figura 3.28.

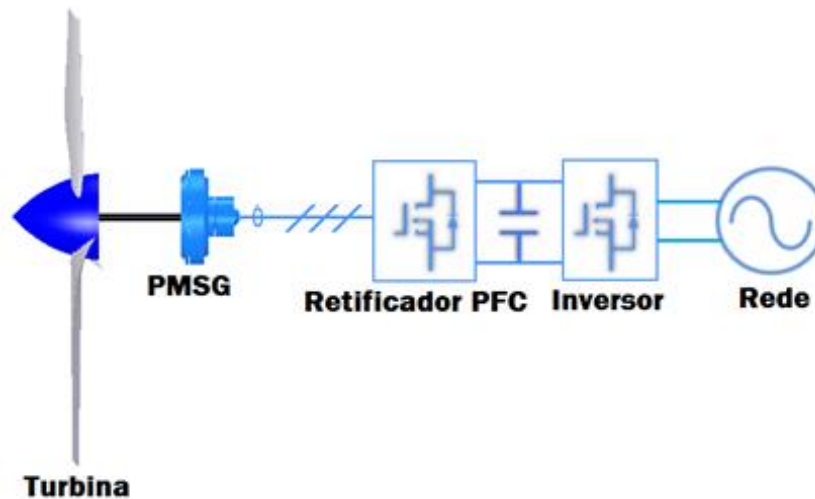


Figura 3.28 – Sistema de geração eólica com um retificador PFC
Fonte: autoria própria

Esta última configuração é a topologia escolhida para estudo neste trabalho, onde é proposta a utilização de um retificador *bridgeless* SEPIC com elevado fator de potência operando em modo de condução descontínuo (MCD) para processar a potência gerada pelo sistema eólico.

3.5 RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA (MPPT)

Os sistemas eólicos com velocidade variável possibilitam a operação em torno da velocidade ótima de rotação em função da velocidade do vento. As turbinas com velocidade variável podem seguir o C_P (coeficiente de potência) máximo para cada velocidade do vento, a fim de capturar o máximo de potência até chegar à potência nominal, através da variação de velocidade do rotor, encontrando o TSR (λ) ótimo para cada ocasião (JUNIOR, 2014). Os conversores de potência podem realizar esse controle de rotação para alcançar a máxima potência disponível, através de algoritmos de rastreamento de máxima potência (MPPT) (BLAABJERG; LISERRE; MA, 2012). Nos sistemas eólicos, os principais métodos de MPPT utilizados são: controle de TSR, controle por realimentação do sinal de potência e controle por perturbação e observação (JUNIOR, 2014; BLAABJERG; LISERRE; MA, 2012; THONGAM; OUHROUCHE, 2011; WANG; CHANG, 2004).

3.5.1 Controle de TSR

Nesse controle, a velocidade da turbina é regulada a fim de encontrar o TSR ótimo. Esse sistema necessita da utilização de um sistema de medição da velocidade do vento, aumentando a complexidade e os custos do sistema (ADEGAS, 2006). A figura 3.29 mostra o diagrama de blocos desse tipo de controle.

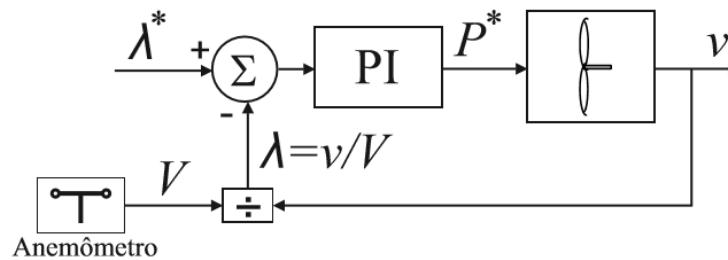


Figura 3.29 – Diagrama de blocos do controle MPPT TSR
Fonte: autoria própria

3.5.2 Controle por Realimentação do Sinal de Potência (PSF – *Power Signal Feedback*)

É também chamado de “tabela de buscas”. Para realizar esse controle, é necessário conhecer a curva de potência máxima da turbina eólica. Utiliza-se a velocidade de rotação para buscar e especificar a potência que será referência para o sistema. O diagrama de blocos para esse método é ilustrado na figura 3.30. A dificuldade de se aplicar esse método é a necessidade do conhecimento prévio do sistema, ou seja, há de se ter a curva de potência para a turbina em questão e também as características do gerador.

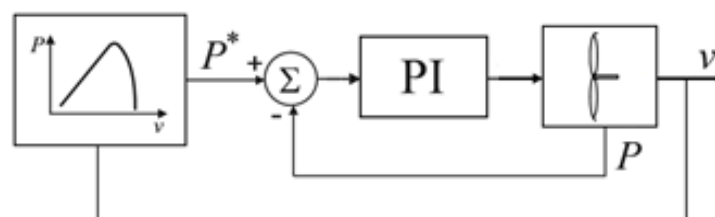


Figura 3.30 – Diagrama de blocos do controle MPPT PSF
Fonte: autoria própria

3.5.3 Controle por Perturbação e Observação (HCS – *Hill Climbing Searching*)

É o método “perturba e observa”. Esse método procura continuamente a máxima potência. Consiste em aplicar uma perturbação em uma variável do sistema e observar se essa

perturbação aproximou o ponto de operação do ponto de máxima potência. Geralmente a perturbação é aplicada na razão cíclica do conversor que processa a energia do aerogerador. Após o sistema ser perturbado, é possível localizar em qual região da curva de potência o sistema está, podendo saber se a razão cíclica deve ser aumentada ou diminuída a fim de levar a potência ao ponto máximo. Na figura 3.31 é mostrado o princípio do método “perturba e observa”. A vantagem deste método é ser independente dos parâmetros do aerogerador.

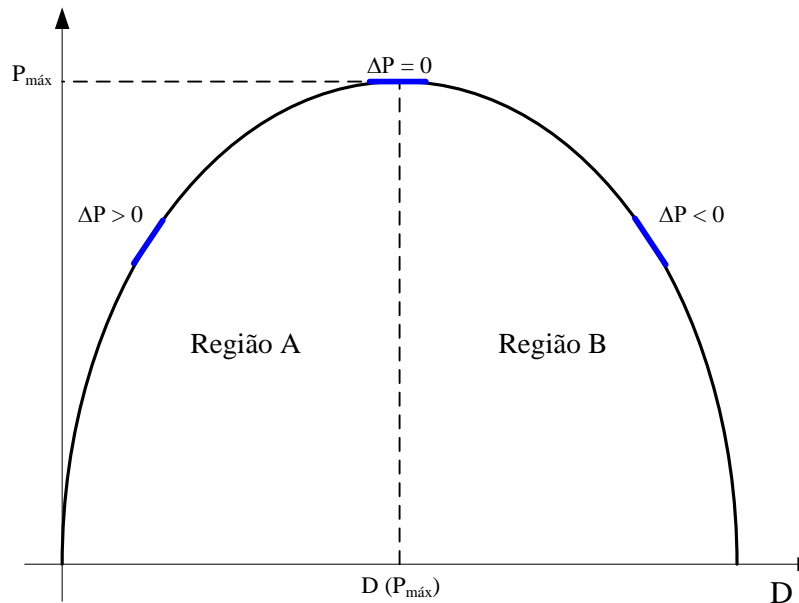


Figura 3.31 – Esquemático do controle MPPT HCS
Fonte: autoria própria

3.6 CONCLUSÕES

Este capítulo apresentou o funcionamento e a descrição de cada componente que formam um sistema de geração de energia eólica. Com relação às turbinas, se notou dois tipos de turbinas, de acordo com o eixo ao redor do qual as pás giram, podendo ser de eixo horizontal ou vertical. Em seguida foi apresentada uma descrição do Limite de Betz, que é o percentual máximo de potência que uma turbina consegue extrair do vento, sendo esse valor de 0,5926; no entanto, na prática esse valor não é alcançado ainda com as tecnologias atuais, estando próximo de 0,5 para turbinas de grande porte e entre 0,2 e 0,4 para turbinas de pequeno porte.

Posteriormente foram apresentados os geradores elétricos utilizados nas diversas configurações. Os geradores de indução trazem como vantagens simplicidade, robustez,

menor custo e facilidade de manutenção; a desvantagem fica por conta da necessidade da corrente de magnetização, o que não acontece com os geradores síncronos. Também foi vista a possibilidade de operação dos geradores nos pontos de máxima potência.

Com relação às topologias de conversores eletrônicos utilizados, existem várias configurações: desde uma simples ponte retificadora baseada a diodos, ou em alguns casos um conversor CC-CC após a ponte retificadora, até as configurações com retificadores com elevado fator de potência.

Dessa forma se nota vários componentes integrantes de um sistema eólico, onde são buscados avanços e melhorias em cada componente do sistema (inclusive no estágio do processamento de energia realizado pelos conversores eletrônicos de potência), a fim de que essas melhorias reflitam na performance do sistema.

4 RETIFICADOR MONOFÁSICO BRIDGELESS SEPIC PFC MCD

O conversor SEPIC (*Single-Ended Primary Inductance Converter*) foi proposto inicialmente em 1977, combinando as melhores qualidades das topologias Boost e Flyback (TIBOLA, 2013). Possui características positivas e negativas. Dentre as características positivas é possível citar:

- Possibilidade de operar como abaixador ou elevador de tensão;
- Entrada com característica de fonte de corrente, possibilitando empregá-lo em estágios de correção de fator de potência quando a conversão é CA-CC (SIMONETTI; SEBASTIAN; UCEDA, 1997);
- O indutor de saída pode ser substituído por indutores acoplados, permitindo isolar galvanicamente rede elétrica e carga, e conseqüentemente possibilita a utilização de múltiplas saídas (POMILIO, 2005);
- Fonte, carga e interruptor conectados ao mesmo potencial negativo.

Como principais desvantagens, citam-se:

- Tensão elevada nos semicondutores quando comparado à topologia Boost (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001);
- Necessidade de um número maior de componentes se comparados aos conversores Buck e Boost.

A topologia SEPIC, além de ser utilizada como um conversor CC-CC, também pode operar como um conversor CA-CC, ou seja, como retificador (OLIVEIRA, 1996). A utilização de um retificador SEPIC PFC operando no modo de condução descontínua (MCD) proporciona uma série de vantagens: o retificador SEPIC MCD opera como um seguidor de tensão, logo a corrente de entrada segue naturalmente a tensão de entrada, sem a necessidade de uma malha de controle de corrente (TIBOLA; BARBI, 2011); possibilita fácil isolamento entre a entrada e a saída (ISMAIL, 2009); único estágio de conversão de energia; a ondulação da corrente de entrada é definida no projeto, ajudando a determinar os valores dos componentes magnéticos (MAHDAVI; FARZANEHFARD, 2011). Quando se utiliza topologias do tipo *bridgeless*, observa-se um número menor de semicondutores em condução no caminho da corrente entre a alimentação do conversor e a carga, em uma ou várias etapas de operação. Portanto, estas topologias são potenciais para se obter um rendimento superior ao das topologias convencionais, por diminuir as perdas por condução. Neste capítulo será

abordado o conversor SEPIC operando como retificador. Além da análise do retificador, é apresentado um comparativo de desempenho de duas técnicas de modulações PWM.

A estrutura apresentada na figura 4.1 é uma estrutura baseada na topologia de um conversor SEPIC, *bridgeless*, com uma fonte de alimentação senoidal e é proposta por Costa (2015). Com essas mudanças na configuração, a tensão de entrada é uma tensão senoidal retificada. Dessa forma, para que a topologia funcione de maneira correta, a tensão do capacitor C_i deve seguir esta tensão. Logo, quanto mais harmônicos da tensão retificada o capacitor C_i reproduzir, melhor a qualidade da corrente de entrada (TIBOLA; BARBI, 2011). Considerando que a tensão do capacitor C_i é igual à tensão retificada, o restante da estrutura comporta-se de maneira igual à topologia básica do conversor CC-CC SEPIC (TIBOLA, 2013), podendo, portanto, serem levados em conta os conceitos, etapas de operação e as considerações que são feitas para a topologia tradicional.

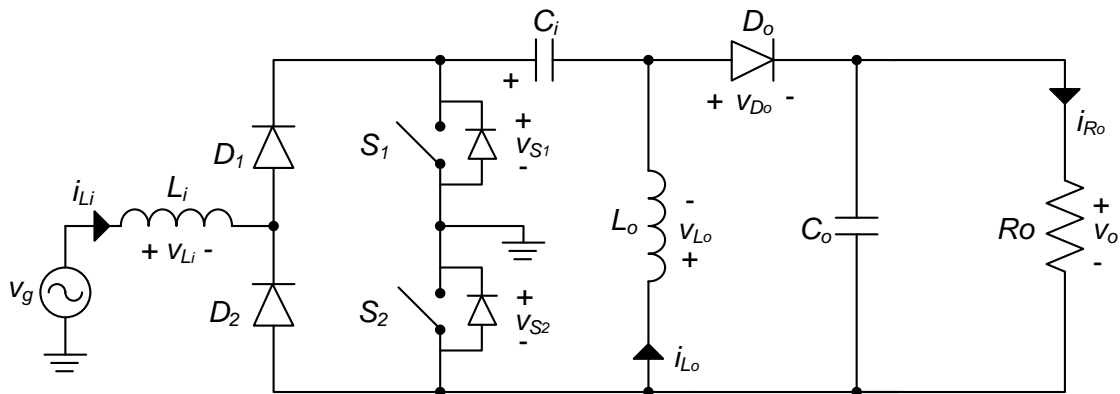


Figura 4.1 – Retificador monofásico *bridgeless* SEPIC
Fonte: autoria própria

4.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO PARA O CONVERSOR OPERANDO COM MODULAÇÃO PWM TRADICIONAL

O retificador monofásico *bridgeless* SEPIC modulado de forma tradicional apresenta o mesmo pulso de comando enviado simultaneamente para as duas chaves. Na figura 4.2 pode ser visualizado o sinal PWM que é enviado para os transistores.

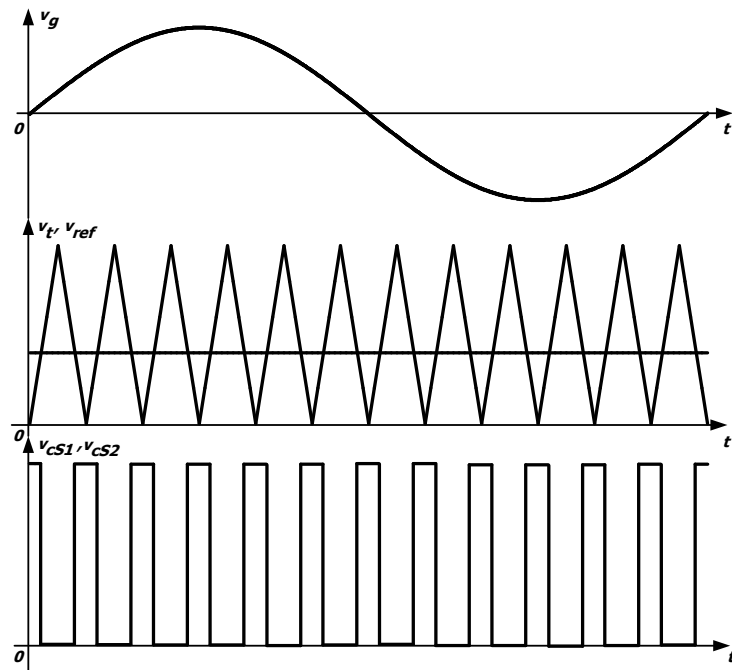


Figura 4.2 – Sinais de comando para a modulação PWM tradicional
Fonte: autoria própria

O conversor operando em MCD e com essa modulação irá apresentar três etapas de operação em cada semiciclo.

4.1.1 Primeira Etapa

Durante a primeira etapa de operação, os interruptores S_1 e S_2 são comandados a conduzir, e o diodo D_o está bloqueado. Dessa forma, o circuito equivalente à primeira etapa é ilustrado na figura 4.3. As correntes nos indutores L_i e L_o crescem linearmente segundo as equações (4.1) e (4.2), respectivamente. A carga R_o é alimentada pelo capacitor C_o .

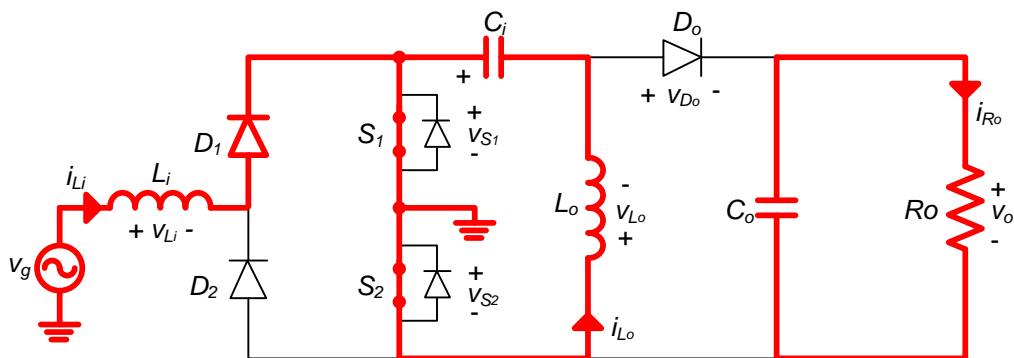


Figura 4.3 – Circuito equivalente à primeira etapa
Fonte: autoria própria

$$i_{L_i}(t) = \frac{V_g}{L_i} t + i_{L_i}(0) \quad (4.1)$$

$$i_{L_o}(t) = \frac{V_g}{L_o} t + i_{L_o}(0) \quad (4.2)$$

4.1.2 Segunda Etapa

A segunda etapa de operação se inicia quando os interruptores S_1 e S_2 são comandados a bloquear. O diodo antiparalelo do interruptor S_2 começa a conduzir, completando a ponte retificadora. O diodo D_o também entra em condução. O circuito equivalente à segunda etapa de operação pode ser visualizado na figura 4.4. A energia armazenada nos indutores L_i e L_o é transferida para o capacitor C_o e para a carga R_o . As correntes nos indutores L_i e L_o decrescem linearmente segundo as equações (4.3) e (4.4), respectivamente.

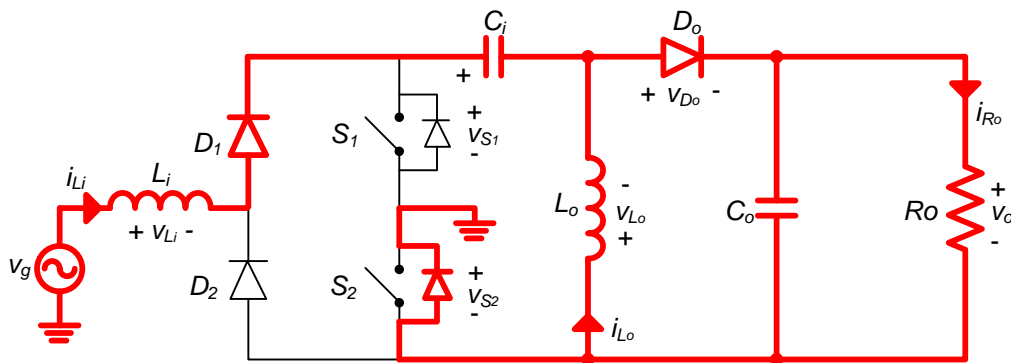


Figura 4.4 – Circuito equivalente à segunda etapa
Fonte: autoria própria

$$i_{L_i}(t) = \frac{-V_o}{L_i} t + i_{L_i}(\Delta t_1) \quad (4.3)$$

$$i_{L_o}(t) = \frac{-V_o}{L_o} t + i_{L_o}(\Delta t_1) \quad (4.4)$$

4.1.3 Terceira Etapa

A terceira etapa de operação inicia-se no instante em que as correntes mínimas nos indutores L_i e L_o chegam a um mesmo módulo, tendo sentidos opostos. Dessa forma o diodo

D_o bloqueia antes que os interruptores S_1 e S_2 entrem em condução, garantindo o modo de operação descontínuo do conversor. O diodo antiparalelo do interruptor S_2 continua conduzindo, completando o módulo de retificação. Nesta etapa, o capacitor C_o é o responsável por alimentar a carga R_o . A figura 4.5 ilustra o circuito equivalente a essa etapa.

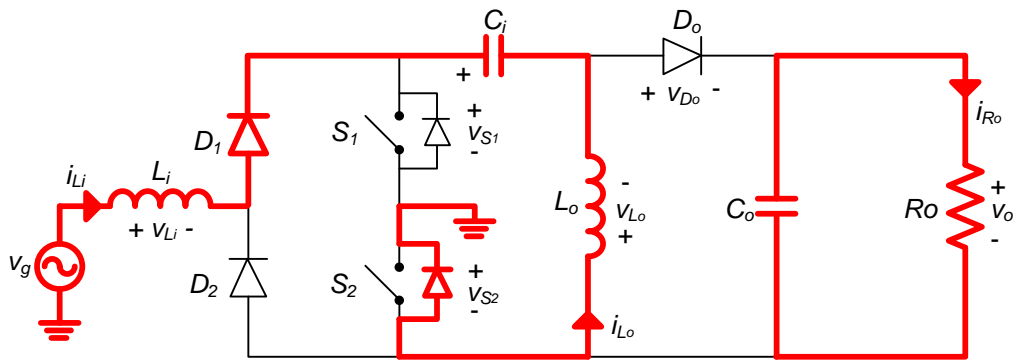


Figura 4.5 – Circuito equivalente à terceira etapa
Fonte: autoria própria

4.1.4 Etapas no Semiciclo Negativo

Com a operação ocorrendo no momento em que a tensão de entrada está no semiciclo negativo, o diodo antiparalelo do interruptor S_1 entrará em condução a fim de completar a ponte retificadora. As figuras 4.6, 4.7 e 4.8 representam respectivamente as etapas 1, 2 e 3 no semiciclo negativo.

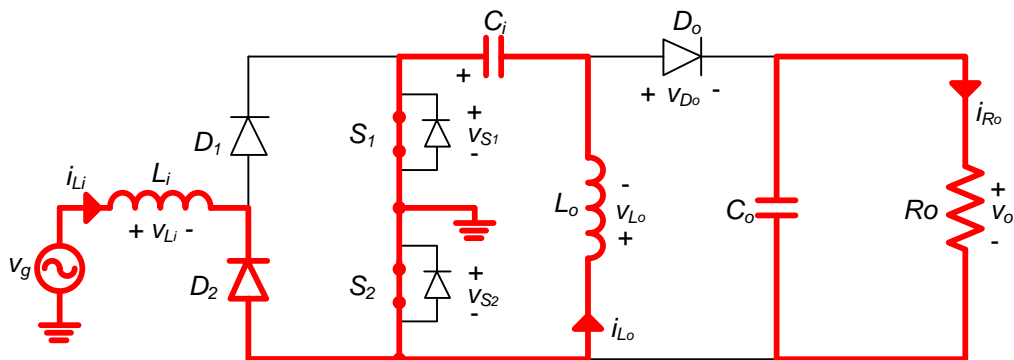


Figura 4.6 – Circuito equivalente à primeira etapa no semiciclo negativo
Fonte: autoria própria

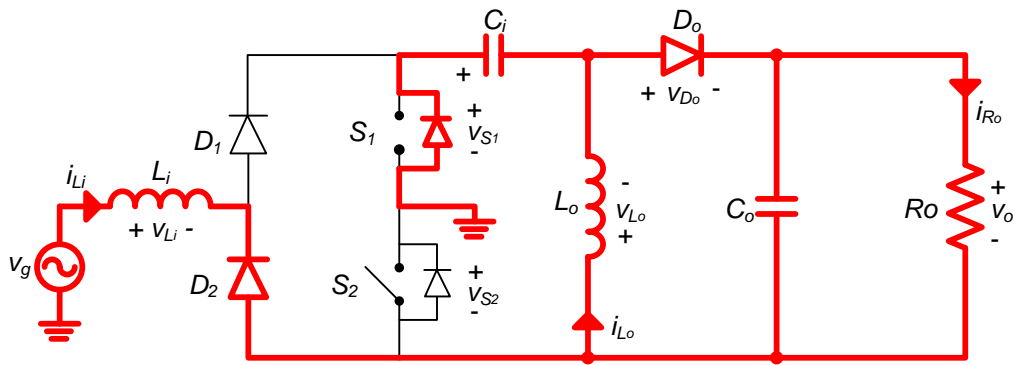


Figura 4.7 – Circuito equivalente à segunda etapa no semiciclo negativo

Fonte: autoria própria

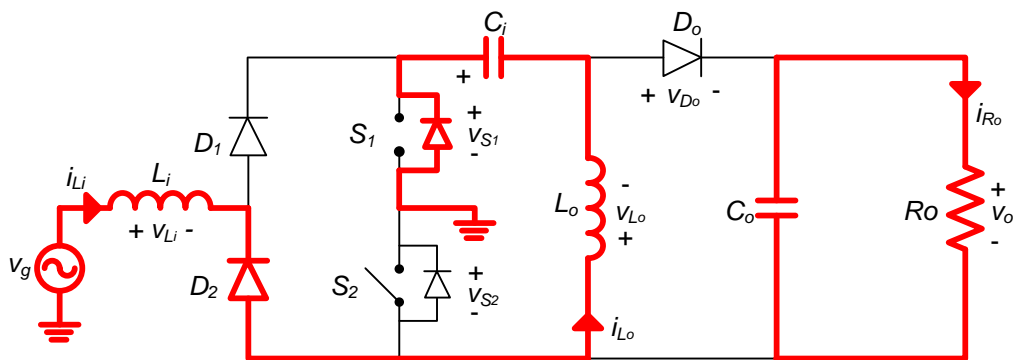


Figura 4.8 – Circuito equivalente à terceira etapa no semiciclo negativo

Fonte: autoria própria

4.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO PARA O CONVERSOR OPERANDO COM MODULAÇÃO ALTERNATIVA

A modulação alternativa tem como objetivo impedir que os diodos intrínsecos das chaves, entrem em condução, reduzindo dessa forma, as perdas por comutação. Para que isso ocorra, se utiliza o canal da chave para realizar a retificação. Destaca-se que esta modulação só permite o funcionamento do conversor utilizando *MOSFETs*.

Nesse novo cenário, as chaves são comandadas de maneiras distintas. No semiciclo positivo, a chave alocada na parte superior é comandada a comutar e a chave alocada na parte inferior mantém o comando acionado, de forma que a corrente sempre passe pelo canal nesse semiciclo, completando o estágio de retificação. No semiciclo negativo o comando das chaves se inverte: enquanto a chave na posição inferior comuta nesse semiciclo, a chave na posição

superior mantém-se acionada. Na figura 4.9 é apresentado o funcionamento da modulação alternativa, com o comando de cada chave em um período da tensão de entrada.

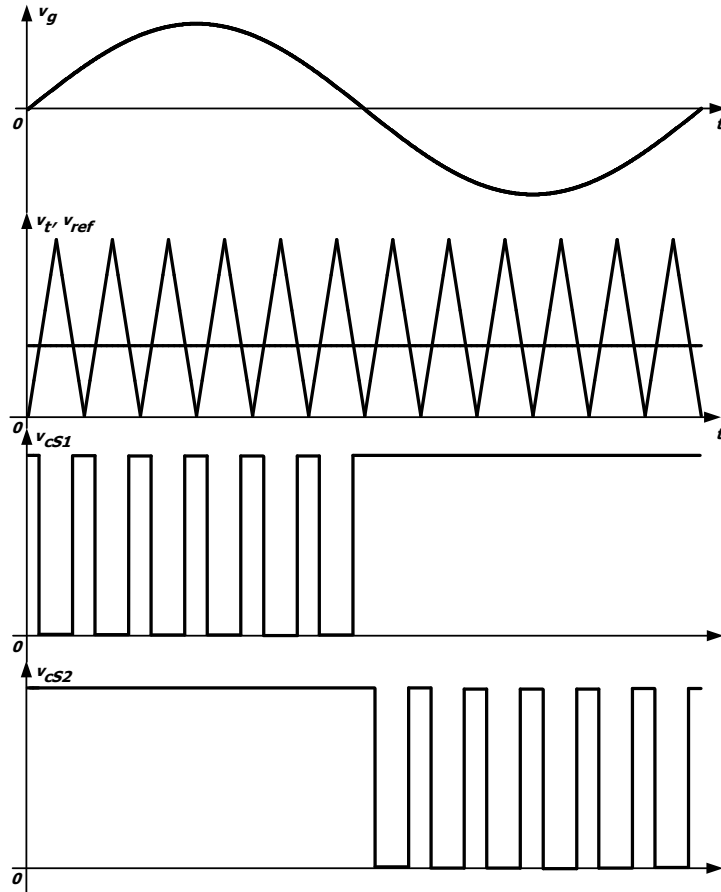


Figura 4.9 – Sinais de comando para a modulação alternativa
 Fonte: autoria própria

Na figura 4.10 pode-se visualizar uma maneira de implementar a modulação proposta. Percebe-se que a modulação pode ser facilmente elaborada, com a utilização de um comparador, uma porta *NOT* e duas portas *OR*.

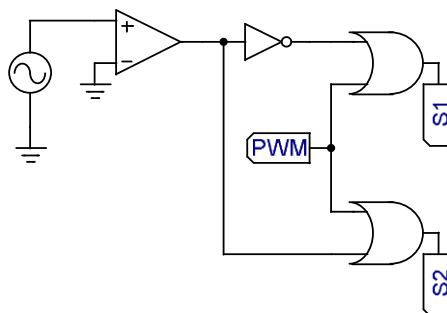


Figura 4.10 – Implementação da modulação proposta
 Fonte: autoria própria

O retificador monofásico operando em MCD e com a modulação alternativa também apresenta três etapas de operação em cada semiciclo.

4.2.1 Primeira Etapa

Durante a primeira etapa de operação, os interruptores S_1 e S_2 são comandados a conduzir, e o diodo D_o está bloqueado. Dessa forma, o circuito equivalente à primeira etapa é representado na figura 4.11. As correntes nos indutores L_i e L_o crescem linearmente segundo as equações (4.5) e (4.6), respectivamente. A carga R_o é alimentada pelo capacitor C_o .

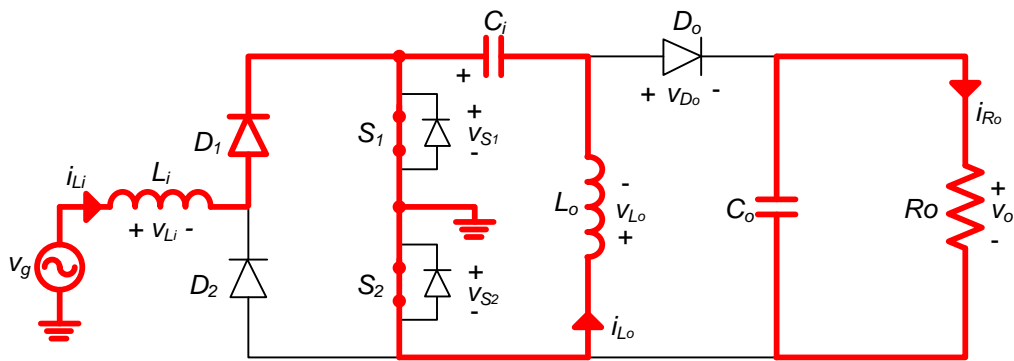


Figura 4.11 – Circuito equivalente à primeira etapa
Fonte: autoria própria

$$i_{L_i}(t) = \frac{V_g}{L_i} t + i_{L_i}(0) \quad (4.5)$$

$$i_{L_o}(t) = \frac{V_g}{L_o} t + i_{L_o}(0) \quad (4.6)$$

4.2.2 Segunda Etapa

A segunda etapa de operação se inicia quando o interruptor S_1 é comandado a bloquear. O interruptor S_2 continua a conduzir. O diodo D_o entra em condução. O circuito equivalente à segunda etapa de operação pode ser visualizado na figura 4.12. A energia armazenada nos indutores L_i e L_o é transferida para o capacitor C_o e para a carga R_o . As correntes nos indutores L_i e L_o decrescem linearmente segundo as equações (4.7) e (4.8), respectivamente.

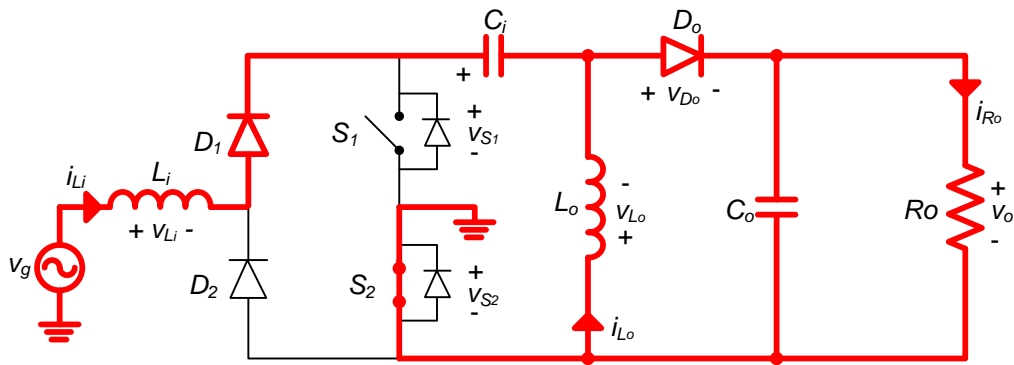


Figura 4.12 – Circuito equivalente à segunda etapa
Fonte: autoria própria

$$i_{L_i}(t) = \frac{-V_o}{L_i}t + i_{L_i}(\Delta t_1) \quad (4.7)$$

$$i_{L_o}(t) = \frac{-V_o}{L_o}t + i_{L_o}(\Delta t_1) \quad (4.8)$$

4.2.3 Terceira Etapa

A terceira etapa de operação inicia-se no instante em que as correntes mínimas nos indutores L_i e L_o chegam a um mesmo módulo, tendo os sinais opostos. Dessa forma o diodo D_o bloqueia antes que o interruptor S_1 entre em condução, garantindo o modo de operação descontínuo do conversor. O interruptor S_2 continua em condução. Nesta etapa, o capacitor C_o é o responsável por alimentar a carga R_o . A figura 4.13 ilustra o circuito equivalente a essa etapa.

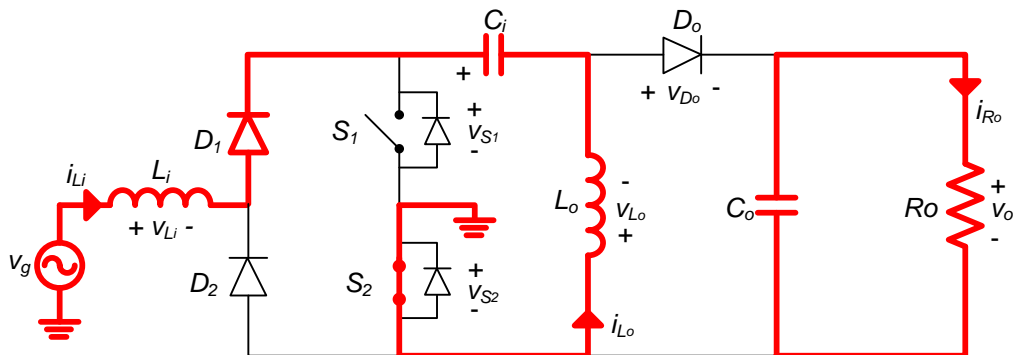


Figura 4.13 – Circuito equivalente à terceira etapa
Fonte: autoria própria

4.2.4 Etapas no Semiciclo Negativo

Com a operação ocorrendo no momento em que a tensão de entrada está no semiciclo negativo, o funcionamento das chaves se inverte: S_1 permanece ativa durante todo este semiciclo e S_2 é comandada a chavear. As figuras 4.14, 4.15 e 4.16 representam respectivamente as etapas 1, 2 e 3 no semiciclo negativo.

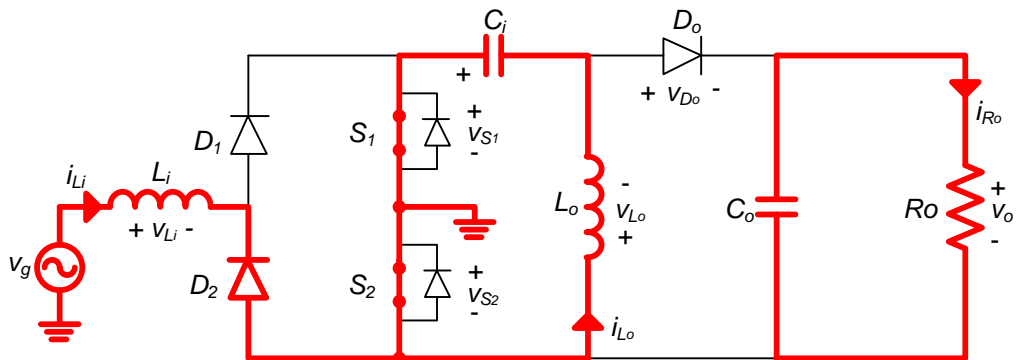


Figura 4.14 – Circuito equivalente à primeira etapa no semiciclo negativo
Fonte: autoria própria

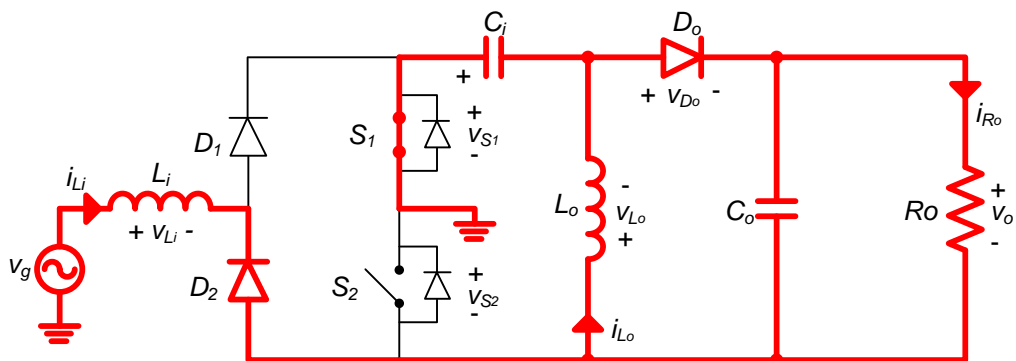


Figura 4.15 – Circuito equivalente à segunda etapa no semiciclo negativo
Fonte: autoria própria

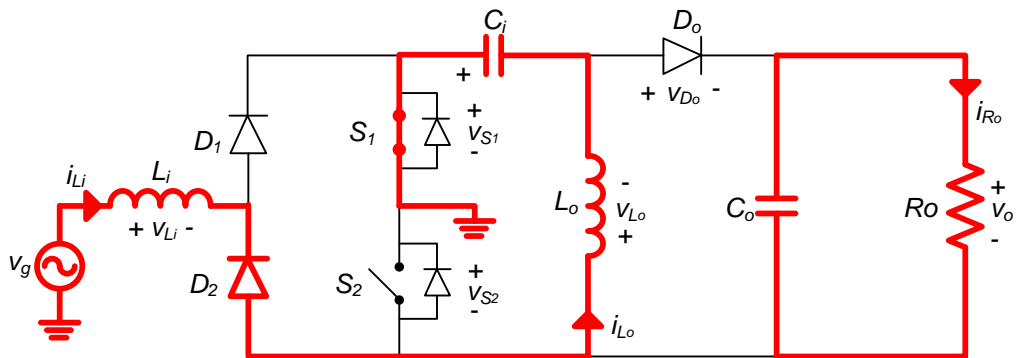


Figura 4.16 – Circuito equivalente à terceira etapa no semiciclo negativo
Fonte: autoria própria

4.3 FORMAS DE ONDA

Com base nas etapas de operação já vistas em MCD, as principais formas de onda de tensão e corrente para o retificador monofásico *bridgeless* SEPIC podem ser obtidas. Ressalta-se que as formas de onda apresentadas são válidas para um semiciclo da rede elétrica, logo apresenta três etapas de operação e considera-se que os elementos que compõem a estrutura do conversor são ideais.

Na figura 4.17 podem-se observar as principais formas de onda das tensões e que são válidas para os dois tipos de modulações. É possível notar também que o valor máximo da tensão sobre o interruptor e sobre o diodo é igual à soma da tensão de entrada com a tensão de saída, fato esse que, em determinadas aplicações limita o uso do conversor SEPIC, já que necessitará de semicondutores que suportem tensões elevadas. Para ambas as modulações, no semiciclo negativo, apenas as tensões nas chaves se invertem.

Na figura 4.18 têm-se as formas de onda para as correntes. Para as duas modulações, as formas de onda para as correntes são as mesmas; a única diferença é o caminho por onde a corrente circula nas etapas 2 e 3: passando pelo diodo antiparalelo na modulação tradicional e pelo canal na modulação alternativa. Da mesma maneira que ocorre com as tensões, no semiciclo negativo a corrente entre as chaves se invertem. Tal comportamento pode ser constatado observando as etapas de operação.

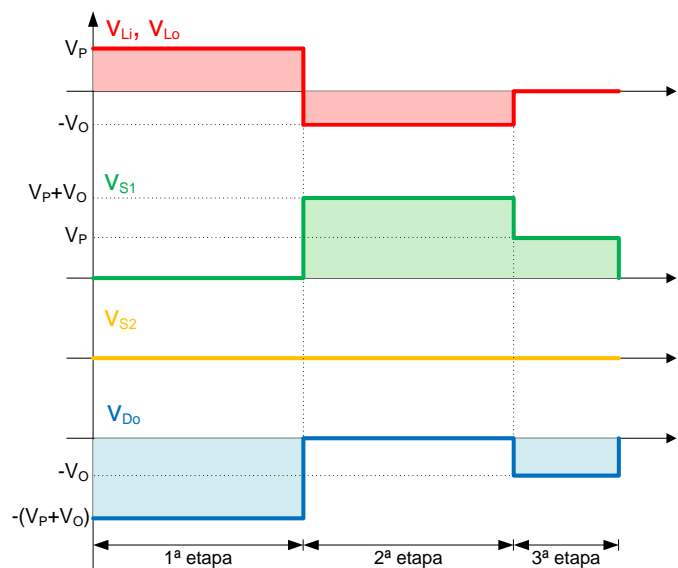


Figura 4.17 – Principais formas de onda das tensões
Fonte: autoria própria

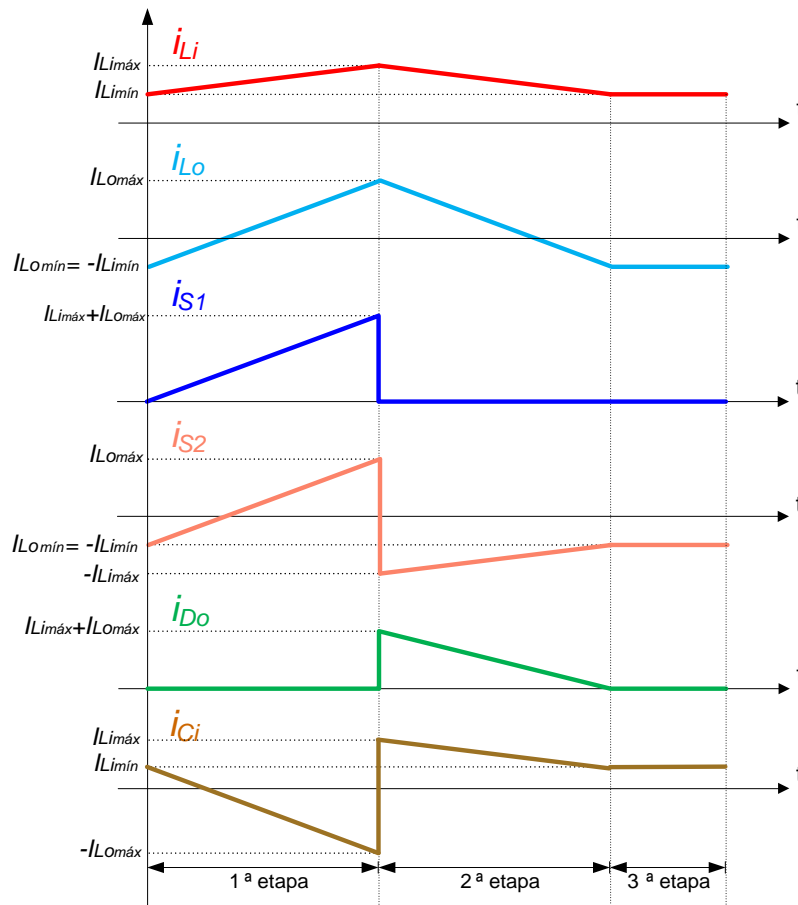


Figura 4.18 – Principais formas de onda das correntes
Fonte: autoria própria

4.4 EQUACIONAMENTO

Considerando as polaridades das tensões e os sentidos das correntes da mesma forma que são apresentados na figura 3.1, e, utilizando Costa (2015), são apresentadas as equações que regem o funcionamento do conversor CA-CC SEPIC com dois interruptores, operando em MCD para ambas as modulações. Nesta seção são apresentadas apenas as versões finais para cada variável; o desenvolvimento passo a passo pode ser visualizado em Costa (2015).

4.4.1 Correntes Máximas e Mínimas nos Indutores

As expressões de correntes máximas e mínimas nos indutores podem ser visualizadas nas equações (4.9), (4.10) e (4.11), de acordo com Costa (2015).

$$I_{L_{i\min}} = -I_{L_{o\min}} = \frac{D^2 V_P (V_o L_i - V_P L_o)}{2V_o L_i L_o f_s} \quad (4.9)$$

$$I_{L_{i\max}} = \frac{DV_P [D(V_o L_i - V_P L_o) + 2V_o L_o]}{2V_o L_i L_o f_s} \quad (4.10)$$

$$I_{L_{o\max}} = \frac{DV_P [(2-D)V_o L_i - DV_P L_o]}{2V_o L_i L_o f_s} \quad (4.11)$$

4.4.2 Ondulação de Corrente, Corrente Média e Corrente Eficaz no Indutor L_i

a) Ondulação de corrente

A expressão para a ondulação da corrente no indutor de entrada é obtida através da definição da corrente no indutor e pode ser vista em (4.12).

$$\Delta i_{L_i} = \frac{V_P D}{L_i f_s} \quad (4.12)$$

b) Corrente média

Como a corrente no indutor de entrada é senoidal, o valor médio dessa corrente é nulo. Realizando as operações necessárias para o cálculo do valor médio pela definição, prova-se o valor médio sendo zero.

c) Corrente eficaz

A equação (4.13) representa a expressão para cálculo do valor eficaz da corrente no indutor L_i , de acordo com Costa (2015).

$$I_{L_{i\text{ef}}} = \sqrt{\frac{D^3 V_P^2 [12V_o^2 L_i D (L_i + 2L_o) + L_o^2 (16V_o^2 - 9V_P^2 D^2)]}{96V_o^2 L_i^2 L_o^2 f_s^2}} \quad (4.13)$$

4.4.3 Ondulação de Corrente, Corrente Média e Corrente Eficaz no Indutor L_o

a) Ondulação de corrente

A expressão para cálculo da ondulação de corrente no indutor L_o pode ser vista em (4.14).

$$\Delta i_{L_o} = \frac{V_p D}{L_o f_s} \quad (4.14)$$

b) Corrente média

A expressão que define o valor médio da corrente no indutor L_o pode ser vista em (4.15), oriunda de Costa (2015).

$$I_{L_o \text{ méd}} = \frac{D^2 V_p^2 (L_i + L_o)}{4V_o L_i L_o f_s} \quad (4.15)$$

c) Corrente eficaz

De acordo com Costa (2015), a expressão para cálculo do valor eficaz da corrente no indutor L_o é apresentada em (4.16).

$$I_{L_o \text{ ef}} = \sqrt{\frac{D^3 V_p^2 \left[\begin{array}{l} 128V_p V_o L_i^2 - 192V_p V_o L_i^2 D + 54V_p^2 L_i L_o D \pi \\ + 48V_o^2 L_i^2 \pi - 36V_o^2 L_i^2 D \pi - 27V_p^2 L_o^2 D \pi \end{array} \right]}{288V_o^2 L_i^2 L_o^2 f_s^2 \pi}} \quad (4.16)$$

4.4.4 Tensão Máxima, Corrente Máxima, Média e Eficaz no Diodo de Saída D_o

a) Tensão máxima

O valor máximo do módulo da tensão no diodo D_o é representado na expressão (4.17).

$$V_{D_o \text{ máx}} = V_p + V_o \quad (4.17)$$

b) Corrente máxima

O valor máximo da corrente no diodo D_o pode ser calculada pela expressão (4.18).

$$I_{D_o \text{ máx}} = \frac{V_p D (L_i + L_o)}{L_i L_o f_s} \quad (4.18)$$

c) Corrente média

A equação (4.19) define o valor médio da corrente no diodo D_o para o retificador estudado (COSTA, 2015).

$$I_{D_o \text{ méd}} = \frac{D^2 V_p^2 (L_i + L_o)}{4V_o L_i L_o f_s} \quad (4.19)$$

d) Corrente eficaz

Conforme Costa (2015), a equação (4.20) define o valor eficaz da corrente no diodo D_o .

$$I_{D_{o_{ef}}} = \frac{2DV_P(L_i + L_o)}{3L_iL_o f_s} \sqrt{\frac{DV_P}{\pi V_o}} \quad (4.20)$$

4.4.5 Tensão Máxima, Corrente Máxima, Média e Eficaz nos Transistores S_1 e S_2

a) Tensão máxima

O valor máximo da tensão nas chaves aparece na segunda etapa do semiciclo positivo na chave S_1 e na segunda etapa do semiciclo negativo para na chave S_2 . Algebricamente o valor máximo que a tensão nas chaves pode ser calculado através da expressão (4.21).

$$V_{S_{máx}} = V_P + V_o \quad (4.21)$$

b) Corrente máxima

A expressão final para cálculo do valor máximo da corrente nas chaves pode ser vista em (4.22).

$$I_{S_{máx}} = \frac{DV_P(L_i + L_o)}{L_iL_o f_s} \quad (4.22)$$

c) Corrente média

A expressão final para o cálculo do valor médio da corrente nas chaves pode ser vista em (4.23) e em Costa (2015).

$$I_{S_{méd}} = \frac{D^2V_P(L_i + L_o)}{2\pi L_iL_o f_s} \quad (4.23)$$

d) Corrente eficaz

A expressão (4.24) é a equação final para o cálculo do valor eficaz da corrente nas chaves em um período da tensão de entrada, ainda segundo Costa (2015).

$$I_{S_{ef}} = \frac{V_P \sqrt{\frac{D^3}{\pi} \left[3\pi L_o^2 V_o^2 (16 - 9D) + 6\pi L_i^2 V_o^2 (16 - 6D) + 96\pi L_i L_o V_o^2 + V_P V_o (128L_o^2 + 192L_i L_o) \right]}}{24V_o L_i L_o f_s} \quad (4.24)$$

Como a diferença entre as duas modulações está no caminho em que a corrente percorre nas etapas dois e três para a chave que faz parte da retificação em cada semiciclo, é calculado o valor eficaz da corrente considerando apenas esse período (período em que a corrente circula pelo diodo intrínseco ao transistor para o conversor operando com modulação tradicional). Para obter essa expressão, utiliza-se primeiramente a equação (4.25).

$$I_{S_{ef}2,3} = \sqrt{\frac{I}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{\Delta i_{L_i}}{\Delta t_2} t - I_{L_{i_{máx}}} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} (I_{L_{o_{mín}}})^2 dt \right]} \quad (4.25)$$

Realizando as operações necessárias, chega-se à expressão indicada em (4.26).

$$I_{S_{ef}2,3} = \frac{V_g}{2L_i L_o V_o f_s} \sqrt{-D^3 \left[(L_o V_g - L_i V_o)^2 D^2 + (L_o^2 V_g^2 - L_i^2 V_o^2) D - \frac{4}{3} L_o^2 V_g V_o \right]} \quad (4.26)$$

Trazendo para uma tensão de entrada alternada, chega-se à expressão (4.27).

$$I_{S_{ef}2,3} = \frac{V_p \text{sen}(\theta)}{2L_i L_o V_o f_s} \sqrt{-D^3 \left[(L_o V_p \text{sen}(\theta) - L_i V_o)^2 D^2 + (L_o^2 V_p^2 \text{sen}^2(\theta) - L_i^2 V_o^2) D - \frac{4}{3} L_o^2 V_p \text{sen}(\theta) V_o \right]} \quad (4.27)$$

Em seguida integra-se (4.27) no período da tensão de entrada conforme apresentado em (4.28).

$$I_{S_{ef}2,3} = \sqrt{\frac{I}{2\pi} \int_0^\pi \left\{ \frac{V_p \text{sen}(\theta)}{2L_i L_o V_o f_s} \sqrt{-D^3 \left[(L_o V_p \text{sen}(\theta) - L_i V_o)^2 D^2 + (L_o^2 V_p^2 \text{sen}^2(\theta) - L_i^2 V_o^2) D - \frac{4}{3} L_o^2 V_p \text{sen}(\theta) V_o \right]} \right\}^2 d\theta} \quad (4.28)$$

Efetuada todos os cálculos necessários, obtém-se a expressão final, que pode ser visualizada em (4.29).

$$I_{S_{ef}2,3} = D \sqrt{\frac{I}{2} L_i^2 V_o^2 + \frac{I}{4} L_o^2 V_p^2 - \frac{2L_i L_o V_p V_o}{\pi} + \frac{D}{4} (L_o^2 V_p^2 - 2L_i^2 V_o^2) - \frac{4}{3\pi} L_o^2 V_p V_o} \quad (4.29)$$

4.4.6 Tensão Máxima, Corrente Média e Eficaz nos Diodos Retificadores

a) Tensão máxima

A expressão para cálculo do valor máximo da tensão nos diodos retificadores é vista em (4.30).

$$V_{DR_{m\acute{a}x}} = V_P + V_o \quad (4.30)$$

b) Corrente média

A equação (4.31) representa o valor médio da corrente nos diodos retificadores (COSTA, 2015).

$$I_{Dret_{m\acute{e}d}} = \frac{D^2 V_P (L_i + L_o)}{2\pi L_i L_o f_s} \quad (4.31)$$

c) Corrente eficaz

A equação (4.32) é a expressão que representa o valor eficaz da corrente nos diodos retificadores (COSTA, 2015).

$$I_{Dret_{ef}} = \frac{I}{24} \sqrt{\frac{D^3 V_P^2}{\pi V_o^2 L_i^2 L_o^2 f_s^2} \left[\frac{16V_P V_o L_o^2 (8 - 12D) - 27\pi^2 V_P^2 L_o^2 D}{+12\pi V_o^2 (3L_i^2 D + 4L_o^2 + 6L_i L_o D)} \right]} \quad (4.32)$$

4.4.7 Ganho Estático

O ganho estático do conversor é dado pela razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada (valor de pico), conforme a equação (4.33).

$$G_{MCD} = \frac{V_o}{V_P} \quad (4.33)$$

Sabendo que o valor médio da corrente na saída é equivalente ao valor médio da corrente no diodo, esta pode ser apresentada da maneira vista em (4.34).

$$I_o = \frac{D^2 V_P^2 (L_i + L_o)}{4V_o L_i L_o f_s} \quad (4.34)$$

Pela lei de Ohm, o valor médio da corrente de saída pode ser encontrado pela expressão (4.35).

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} \quad (4.35)$$

Substituindo (4.35) em (4.34), é obtida a relação apresentada em (4.36).

$$\frac{V_o}{R_o} = \frac{D^2 V_P^2 (L_i + L_o)}{4V_o L_i L_o f_s} \quad (4.36)$$

Realizando as operações matemáticas necessárias em (4.36), é obtido o ganho estático para o retificador SEPIC com dois interruptores em MCD, apresentado em (4.37).

$$G_{MCD} = D \sqrt{\frac{R_o (L_i + L_o)}{4L_i L_o f_s}} \quad (4.37)$$

A figura 4.19 apresenta as curvas de característica do conversor em função de alguns valores do parâmetro k e da razão cíclica. O parâmetro k é indicado na expressão (4.38).

$$k = \sqrt{\frac{R_o (L_i + L_o)}{4L_i L_o f_s}} \quad (4.38)$$

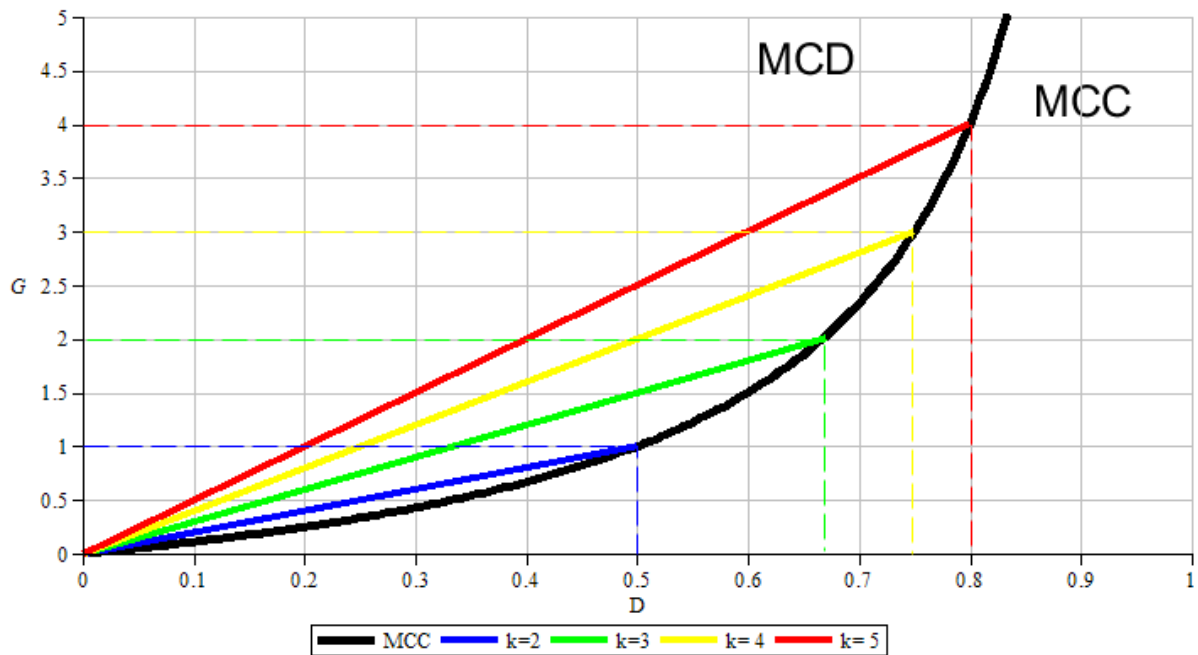


Figura 4.19 – Ganho estático do retificador em MCD
Fonte: autoria própria

A terceira etapa de operação se inicia quando a corrente do diodo cai à zero, e se mantém em zero até o início da próxima etapa. Com isso, pode-se afirmar que o limite da descontinuidade de operação do conversor ocorre quando o intervalo de tempo Δt_3 (tempo de duração da terceira etapa) tende a zero e conseqüentemente, o intervalo Δt_2 (tempo de duração da segunda etapa) irá tender a $(1-D)T_s$ (COSTA, 2015).

Realizando o balanço de energia apresentado na equação (4.39), onde se admite que o conversor seja ideal, e toda a energia armazenada na primeira etapa é entregue à saída durante a segunda etapa, chega-se à expressão (4.40).

$$V_p (I_{L_i \text{ méd}} + I_{L_o \text{ méd}}) \Delta t_1 = V_o (I_{L_i \text{ méd}} + I_{L_o \text{ méd}}) \Delta t_2 \quad (4.39)$$

$$V_p \Delta t_1 = V_o \Delta t_2 \quad (4.40)$$

Substituindo as expressões do tempo de cada etapa, chega-se à expressão (4.41).

$$\frac{1}{1-D} = \sqrt{\frac{R_o (L_i + L_o)}{4L_i L_o f_s}} \quad (4.41)$$

Através da expressão duas relações são determinadas:

- a) Resistência de carga mínima: descrita na equação (4.42), apresenta o menor valor de resistência que garante operação no modo descontínuo;

$$R_{o \text{ mín}} = \frac{4L_i L_o f_s}{(1-D)^2 (L_i + L_o)} \quad (4.42)$$

- b) Máxima razão cíclica: indica o maior valor de razão cíclica para que o conversor opere no modo descontínuo; esse valor pode ser encontrado na equação (4.43).

$$D_{\text{máx}} = 1 - \sqrt{\frac{4L_i L_o f_s}{R_o (L_i + L_o)}} \quad (4.43)$$

4.4.8 Característica de Saída

Como foi apresentado o conversor operando apenas em MCD, as curvas que ilustram a característica de saída estão apresentando apenas a região descontínua e a limitação crítica.

Inicialmente, rearranjando a equação (4.34), esta resulta em (4.44).

$$\frac{V_o}{V_p} = \frac{D^2 V_p (L_i + L_o)}{4I_o L_i L_o f_s} \quad (4.44)$$

Então são definidas em (4.45) e (4.46) as variáveis parametrizadas.

$$\bar{V}_o = \frac{V_o}{V_p} \quad (4.45)$$

$$\bar{I}_o = \frac{I_o L_i L_o f_s}{(L_i + L_o) V_p} \quad (4.46)$$

Reescrevendo a equação (4.44) em função das variáveis parametrizadas, esta resulta em (4.47).

$$\bar{V}_o = \frac{1}{4} \frac{D^2}{\bar{I}_o} \quad (4.47)$$

O ponto de operação crítico do conversor é dependente de algumas variáveis. Logo, são definidas as variáveis críticas: $M_{crít}$, $k_{crít}$, $D_{crít}$, $R_{ocrít}$ e $I_{ocrít}$, e são apresentadas respectivamente em (4.48), (4.49), (4.50), (4.51) e (4.52).

$$M_{crít} = \frac{V_o}{V_p} \quad (4.48)$$

$$k_{crít} = M_{crít} + 1 \quad (4.49)$$

$$D_{crít} = \frac{M_{crít}}{k_{crít}} \quad (4.50)$$

$$R_{ocrít} = \frac{4k_{crít}^2 L_i L_o f_s}{L_i + L_o} \quad (4.51)$$

$$I_{ocrít} = \frac{V_o}{R_{ocrít}} \quad (4.52)$$

Utilizando as grandezas projetadas apresentadas no capítulo 5, na tabela 5.2, e variando apenas a razão cíclica, obtém-se a característica de saída do conversor, sendo esta apresentada na figura 4.20.

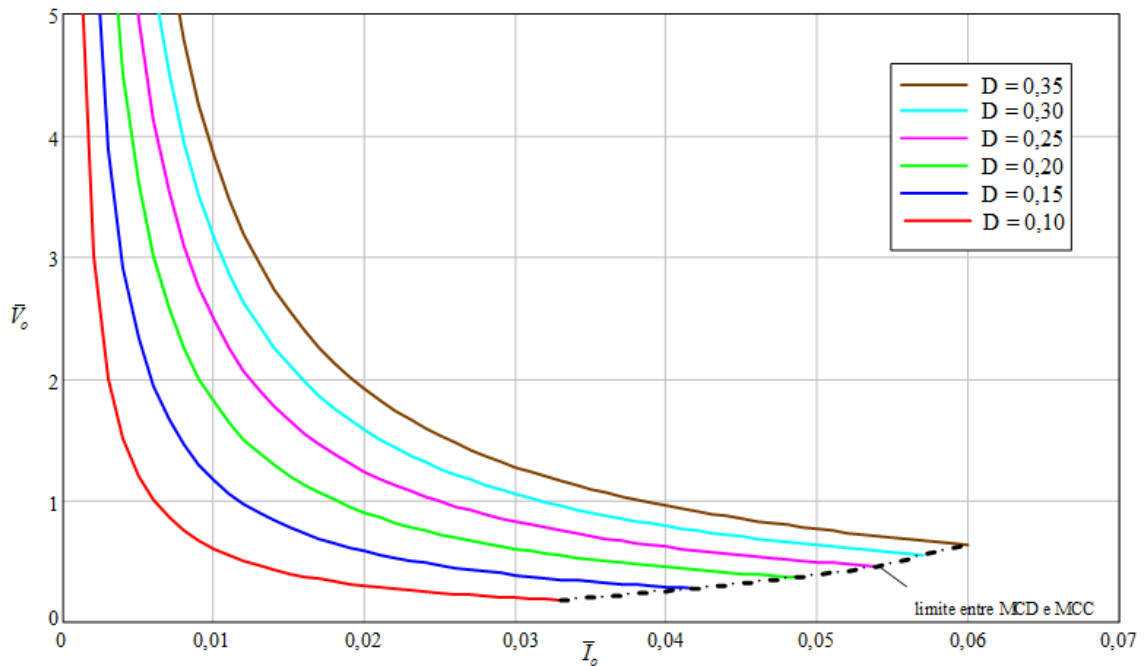


Figura 4.20 – Característica de saída
Fonte: autoria própria

Vale ressaltar que não há necessidade de utilizar dados de projeto para visualizar as curvas da característica de carga, basta verificar a equação parametrizada (4.47), pois seu resultado é universal. Os dados de projeto foram utilizados apenas para demonstrar o limite crítico das curvas apresentadas, uma vez que o ganho estático em MCC não foi alvo de estudo neste trabalho.

4.5 MODELAGEM DO RETIFICADOR MONOFÁSICO

Nesta seção é apresentada a modelagem do conversor, a fim de se obter sua função transferência. Operando em MCD, a corrente de entrada segue naturalmente a tensão de entrada, conseqüentemente não necessitando de uma malha de controle para esta corrente (TIBOLA, 2011); portanto, a única malha de controle se dará para a tensão de saída.

Em MCD, o conversor CA-CC pode ser simplificado, de acordo com Tibola (2013), a fim de facilitar a modelagem, como pode ser visto na figura 4.20.

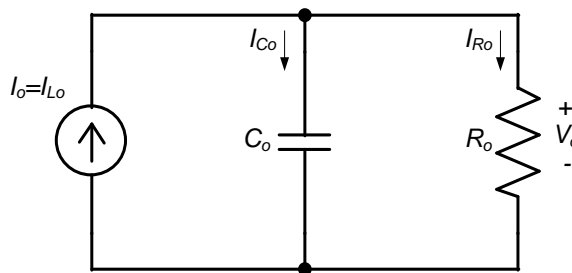


Figura 4.21 – Modelo simplificado para determinação da planta de tensão
Fonte: autoria própria

A partir do modelo da figura 4.20, são considerados os valores médios das grandezas, utilizando o método de pequenos sinais, e é escrita a equação (4.53), onde se utiliza a lei de *Kirchoff* das correntes, e também utilizando as definições de correntes no capacitor e no resistor.

$$i_o(d, v_o) = i_{C_o} + i_{R_o} = C_o \frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{R_o} \quad (4.53)$$

Aplicando as perturbações previstas pelo modelo de pequenos sinais, a equação (4.53) resulta em (4.54).

$$(I_o + \hat{i}_o)(D + d, V_o + \hat{v}_o) = C_o \frac{d(V_o + \hat{v}_o)}{dt} + \frac{V_o + \hat{v}_o}{R_o} \quad (4.54)$$

Desenvolvendo a expressão (4.54) e linearizando-a, é obtida a expressão (4.55).

$$\hat{i}_o(\hat{d}, \hat{v}_o) = C_o \frac{d\hat{v}_o}{dt} + \frac{\hat{v}_o}{R_o} \quad (4.55)$$

A corrente de saída do conversor é definida pela expressão (4.34), onde se pode perceber que ela depende do valor da razão cíclica. A razão cíclica variando, faz com que a tensão de saída também apresente uma alteração, ocasionando, desta maneira, uma mudança no valor da corrente (COSTA, 2015). Logo, a corrente de saída depende tanto da razão cíclica quanto da tensão de saída, como apresentado em (4.55). Sendo assim, aplicando uma perturbação na razão cíclica, há uma variação direta na corrente de saída, vista em (4.34) e uma variação indireta, ocasionada pela variação da tensão de saída. Desta forma, a variação de corrente, para uma determinada perturbação de razão cíclica, pode ser dada em funções parciais, da maneira apresentada na expressão (4.56).

$$i_o(d, v_o) = \frac{\partial I_o}{\partial d} \hat{d} + \frac{\partial I_o}{\partial v_o} \hat{v}_o \quad (4.56)$$

Substituindo (4.34) em (4.56) e realizando as operações necessárias, é obtida a expressão (4.57).

$$\hat{i}_o(\hat{d}, \hat{v}_o) = \frac{DV_P^2(L_i + L_o)}{2V_o L_i L_o f_s} \hat{d} - \frac{D^2 V_P^2(L_i + L_o)}{4V_o^2 L_i L_o f_s} \hat{v}_o \quad (4.57)$$

Posteriormente, a expressão (4.57) pode ser igualada à expressão (4.55), resultando em (4.58).

$$\frac{DV_P^2(L_i + L_o)}{2V_o L_i L_o f_s} \hat{d} - \frac{D^2 V_P^2(L_i + L_o)}{4V_o^2 L_i L_o f_s} \hat{v}_o = C_o \frac{d\hat{v}_o}{dt} + \frac{\hat{v}_o}{R_o} \quad (4.58)$$

O próximo passo é aplicar a transformada de Laplace em (4.58). O resultado obtido dessa transformada é apresentado em (4.59).

$$\frac{DV_P^2(L_i + L_o)}{2V_o L_i L_o f_s} d(s) - \frac{D^2 V_P^2(L_i + L_o)}{4V_o^2 L_i L_o f_s} V_o(s) = sC_o V_o(s) + \frac{V_o(s)}{R_o} \quad (4.59)$$

Finalmente, rearranjando a equação (4.59) a fim de se obter a razão entre tensão de saída pela razão cíclica, chega-se à expressão (4.60), que representa a função transferência do conversor estudado para o modelo médio de pequenos sinais.

$$G(s) = \frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{\frac{R_o DV_P^2(L_i + L_o)}{2V_o L_i L_o f_s}}{R_o C_o s + \frac{R_o D^2 V_P^2(L_i + L_o)}{4V_o^2 L_i L_o f_s} + 1} \quad (4.60)$$

4.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentada a topologia do conversor monofásico, proposta em Costa (2015). A fim de reduzir as perdas desse conversor, foi proposta uma nova forma de modulação. Com a modulação alternativa, evita-se que a corrente circule pelo diodo intrínseco ao interruptor que faz parte da retificação; sendo assim, a corrente circula pelo canal. Essa modulação restringe a operação com MOSFETs. Em seguida foram apresentadas as análises teóricas, com formas de onda, equacionamento, característica de saída e modelagem, concluindo que essas análises são válidas para as duas modulações.

5 PROJETO, SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O RETIFICADOR BRIDGLESS SEPIC MONOFÁSICO

Desenvolvida toda a análise de operação, constituída do estudo das formas de onda, etapas de operação, equacionamento e modelagem, parte-se para a etapa de projeto e dimensionamento dos componentes. Com os componentes definidos, o controlador também pode ser projetado. Com os elementos projetados, é possível realizar uma simulação, onde podem ser comprovadas todas as análises, equacionamentos e a metodologia de projeto dos componentes e também do controlador. Posteriormente são apresentados os resultados obtidos em testes de bancada. Na seção dos resultados de bancada, são apresentadas as etapas de desenvolvimento do protótipo, seguidas dos resultados obtidos com as duas modulações, podendo compará-las. Por fim, são analisados os resultados calculados, simulados e os obtidos experimentalmente. Os resultados foram obtidos com todas as variáveis nominais e com o conversor operando em malha fechada.

5.1 ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO E DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES

A lista de especificações de projeto é apresentada na tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Especificações de projeto

Especificação	Símbolo	Valores
Tensão de entrada	V_P	311 V
Tensão de saída	V_o	200 V
Potência de saída	P_o	500 W
Frequência de comutação	f_s	50 kHz
Razão cíclica	D	0,35
Tempo de <i>hold-up</i>	t_{hold}	8 ms
Ondulação de tensão no capacitor C_i	ΔV_{C_i}	10 %
Ondulação de corrente no indutor L_i	ΔI_{L_i}	10 %

Fonte: Autoria própria

A partir das especificações, são calculados os valores dos elementos que atendem as necessidades do projeto.

5.1.1 Resistência de Carga

Primeiramente determina-se a resistência da carga, utilizando a equação (5.1).

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (5.1)$$

5.1.2 Indutores

O dimensionamento dos indutores pode ser feito com base no critério de ondulação de corrente. Dessa forma utiliza-se a expressão (5.2) para determinar o valor da indutância de entrada.

$$L_i = \frac{V_p D}{\Delta i_{L_i} f_s} \quad (5.2)$$

O indutor L_o pode ser dimensionado a partir da expressão (4.36), uma vez que o indutor L_i já foi determinado. Para isso, basta isolar L_o nessa expressão. O resultado é apresentado em (5.3).

$$L_o = \frac{L_i R_o V_p^2 D^2}{4L_i V_o^2 f_s - R_o V_p^2 D^2} \quad (5.3)$$

5.1.3 Capacitores

Para o capacitor C_i é utilizado o critério de ondulação de tensão. Para isso utiliza-se a equação (5.4), com base em Tibola (2013).

$$C_i = \frac{D^2 V_p \left[D(V_p L_o - V_o L_i) + 2V_o L_i \right]^2}{8V_o^2 L_i^2 L_o \Delta V_{C_i} f_s^2} \quad (5.4)$$

O capacitor C_o pode ser dimensionado com base no critério de *hold-up-time*, garantindo que o capacitor seja capaz de alimentar a carga com um valor mínimo (90%) de tensão caso a fonte de alimentação venha a falhar durante o período determinado. Dessa

forma, a expressão para determinar essa capacitância é a expressão indicada em (5.5). O tempo de *hold-up* é dado nas especificações de projeto.

$$C_o = \frac{2P_o t_{hold}}{V_o^2 - (0,9V_o)^2} \quad (5.5)$$

5.1.4 Resistência de Carga Mínima e Razão Cíclica Máxima

Sabendo os valores das indutâncias, pode-se calcular o valor mínimo da resistência e o valor máximo da razão cíclica para garantir o correto funcionamento do retificador em MCD, conforme proposto. A resistência mínima é definida pela expressão (5.6) e a razão cíclica máxima pela expressão (5.7).

$$R_{o_{min}} = \frac{4L_i L_o f_s}{(L_i + L_o)(1-D)^2} \quad (5.6)$$

$$D_{max} = 1 - 2 \sqrt{\frac{L_i L_o f_s}{R_o (L_i + L_o)}} \quad (5.7)$$

Conhecendo as expressões acima, deve-se verificar se o valor de razão cíclica e da resistência encontradas atendem os limites de descontinuidade. Caso não cumpra tais exigências, os parâmetros devem ser alterados.

5.1.5 Valores das Grandezas Projetadas

As grandezas obtidas após realizar todas as etapas de projeto são vistas na tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Grandezas projetadas

Grandeza	Símbolo	Valores
Resistência de carga	R_o	80 Ω
Indutância de entrada	L_i	6,77 mH
Indutância de saída	L_o	120,594 μ H
Capacitância SEPIC	C_i	1,399 μ F
Capacitância de saída	C_o	2,105 mF

Fonte: Autoria própria

O valor mínimo de resistência é de $56,087 \Omega$ e a razão cíclica máxima é de 0,456 para que o conversor garanta seu funcionamento em modo de condução descontínua. Desta forma as grandezas projetadas cumprem as exigências para o funcionamento em MCD do conversor.

Na figura 5.1 é apresentado o ganho estático do retificador projetado, destacando a região de operação do conversor.

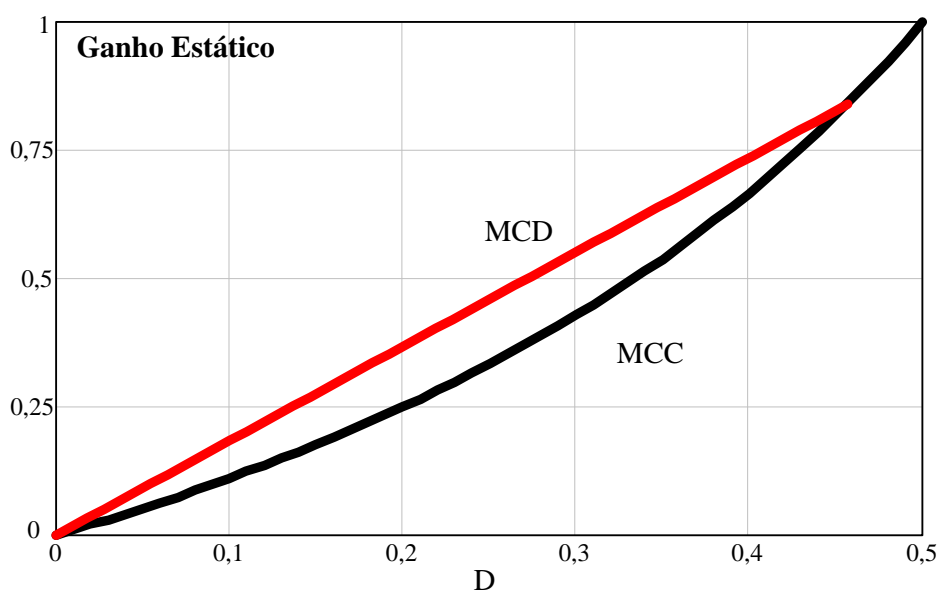


Figura 5.1 – Ganho estático para o conversor projetado
Fonte: autoria própria

5.2 PROJETO DO CONTROLADOR

Utilizando os valores especificados para o projeto, alocados na tabela 5.1 e também os valores das grandezas projetadas, apresentadas na tabela 5.2, e substituindo-os em (4.60), a função transferência resultante para o conversor projetado é indicada em (5.8).

$$G(s) = \frac{1145}{0,168s + 2} \quad (5.8)$$

Utilizando um *software* de simulação, é possível validar essa função transferência, dando um degrau de razão cíclica tanto no conversor como na função transferência. Realizando este procedimento com um degrau de quase 3% na razão cíclica, apresenta-se o resultado obtido na figura 5.2.

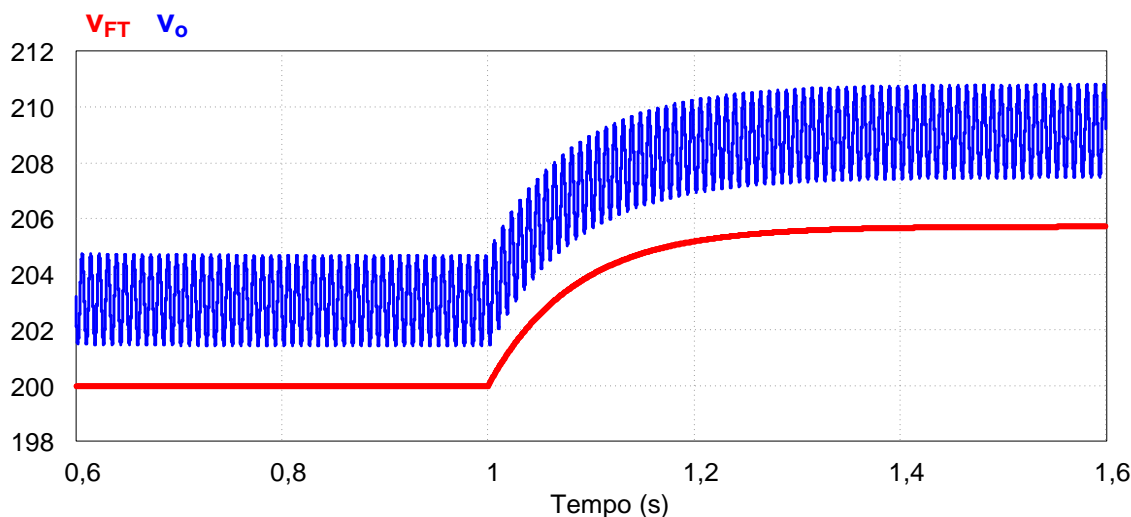


Figura 5.2 – Resposta do sistema a uma variação de razão cíclica de 3%
Fonte: autoria própria

Ao observar a figura 5.2, nota-se que a resposta do conversor e a resposta dinâmica do modelo de pequenos sinais, apresentam o mesmo comportamento, validando dessa forma a função transferência obtida e expressa em (5.8). Verifica-se também que a tensão de saída do retificador se encontra com um valor um pouco acima do valor especificado. Esse fato, segundo Tibola (2013), pode ser justificado pelo fato de que a ondulação de tensão em alta frequência do capacitor C_i não ser desprezível, como é admitido nas análises e equacionamento a fim de simplificar os trabalhos. Desta forma, tem-se uma leve diferença entre o valor da tensão de saída para o conversor operando em malha aberta, no entanto, os comportamentos dinâmicos, que são o objetivo desta comparação, se mostram equivalentes.

A fim de projetar um controlador que faça o erro tender a zero em regime permanente, optou-se por utilizar um controlador do tipo PI com filtro, visto que um controle PID ficaria mais sensível a ruídos no erro de entrada, pela presença do ganho derivativo (OGATA, 2003).

Na figura 5.3, são apresentados o lugar das raízes e o diagrama de Bode para o sistema não compensado, cuja função transferência está apresentada em (5.8).

Adicionando um controlador PI com filtro com a função transferência vista em (5.9), e com um ganho do sensor de $1/200$, o lugar das raízes e o diagrama de Bode com o sistema compensado são vistos na figura 5.4. A margem de fase agora ficou próxima dos 80° , com margem de ganho infinita.

$$C(s) = \frac{4(0,11s + 1)}{s(0,013s + 1)} \quad (5.9)$$

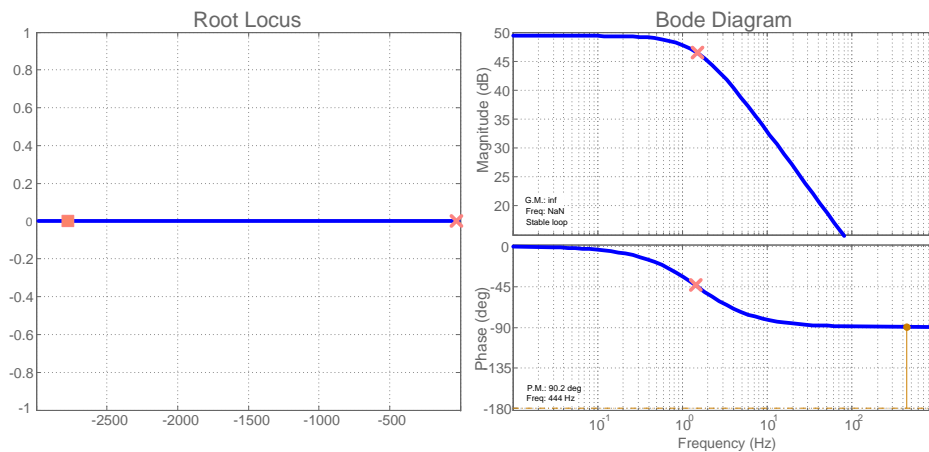


Figura 5.3 – Lugar das raízes e diagrama de Bode para o sistema não compensado
Fonte: autoria própria

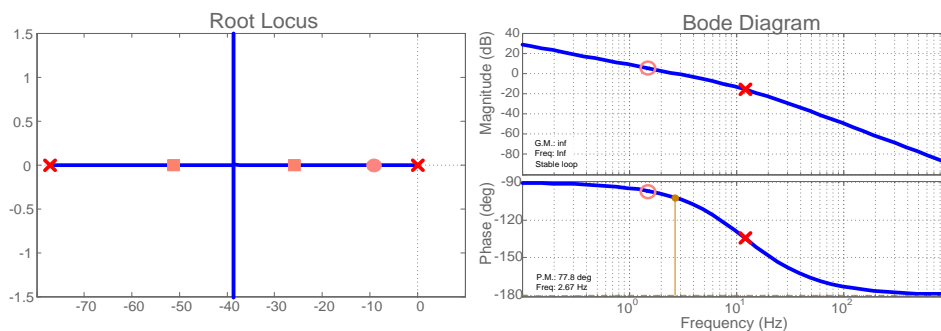


Figura 5.4 – Lugar das raízes e diagrama de Bode para o sistema compensado
Fonte: autoria própria

Através da figura 5.5 é possível visualizar o comportamento dinâmico da resposta ao degrau para o sistema compensado.

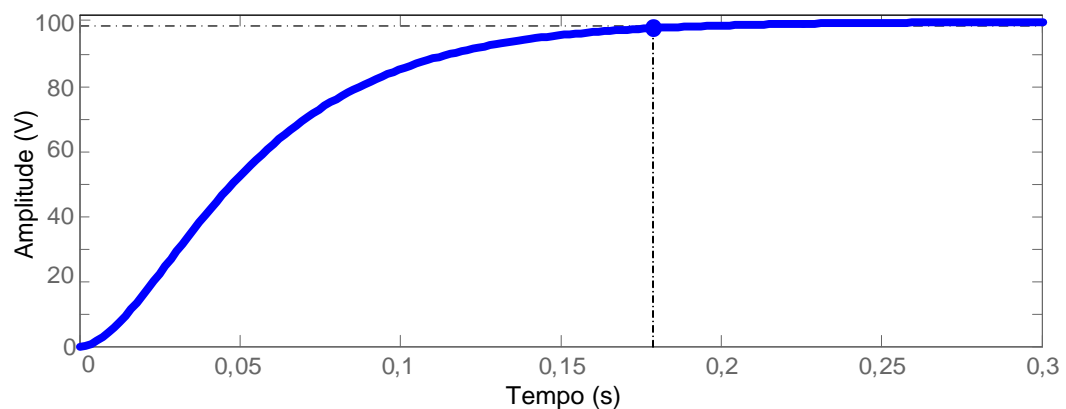


Figura 5.5 – Resposta ao degrau para o sistema compensado
Fonte: autoria própria

Na figura 5.5, pode se visualizar que o tempo de acomodação do sistema controlado é de pouco menos que 200 ms, sem sobressinal.

5.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos em simulação. Tais resultados comprovam o funcionamento do conversor e validam o equacionamento e o dimensionamento dos componentes. A simulação é realizada considerando todos os componentes idealizados.

Na figura 5.6 é mostrada a modulação tradicional, onde o mesmo sinal é enviado para ambas as chaves, e a modulação é feita por largura de pulso (PWM). A parte preenchida representa a ocorrência das comutações; com isso se percebe que independente do semiciclo, o sinal enviado para as chaves é o mesmo.

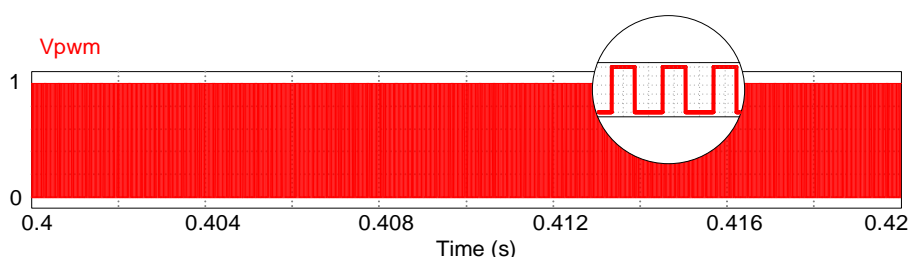


Figura 5.6 – Comando das chaves com modulação tradicional
Fonte: autoria própria

Na figura 5.7 são mostradas as formas de onda para a modulação alternativa. Durante o semiciclo positivo, S_1 é comandada a comutar e S_2 é comandada a conduzir ininterruptamente. No semiciclo negativo os comandos se invertem, S_1 é comandada a conduzir ininterruptamente e S_2 é comandada a comutar.

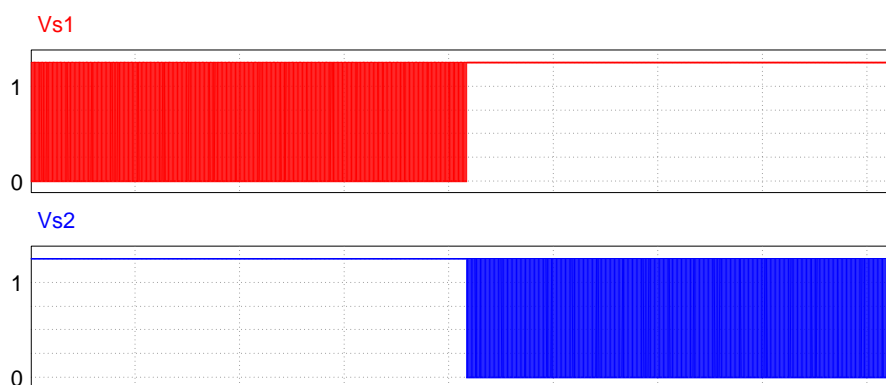


Figura 5.7 – Comando das chaves com modulação alternativa
Fonte: autoria própria

Na figura 5.8 tem-se a tensão de entrada amostrada e é apresentado também o comando da chave S_1 sendo comandada a partir da modulação alternativa; a tensão de entrada foi multiplicada por um fator (1/200) para melhor visualização.

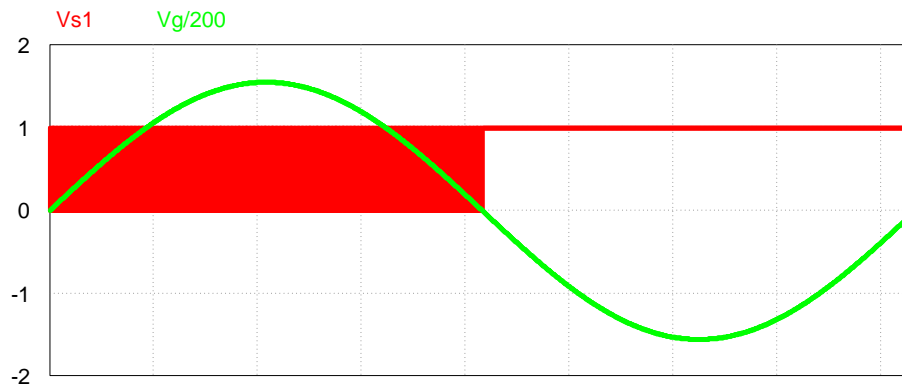


Figura 5.8 – Tensão de entrada e comando da chave S_1
 Fonte: autoria própria

As formas de onda obtidas em simulação foram idênticas para as duas modulações. Através da figura 5.9, pode-se visualizar a tensão e a corrente de entrada. A corrente está multiplicada por um fator (x50) apenas para efeito de visualização. Com esta figura é possível constatar que a corrente de entrada está em fase com a tensão de entrada. Dessa forma, está caracterizado o elevado fator de potência do retificador.

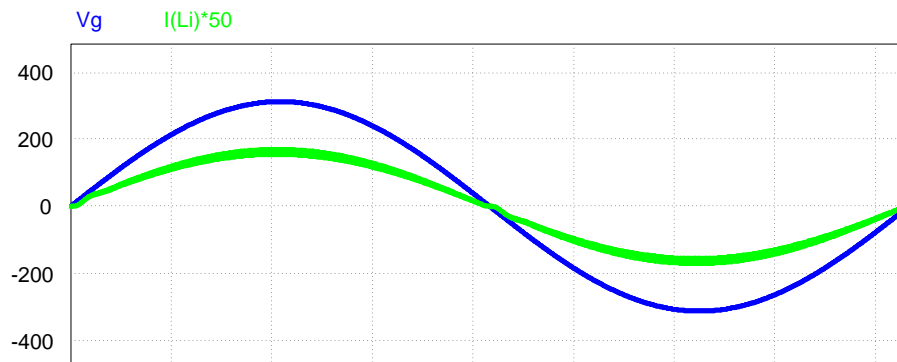


Figura 5.9 – Forma de onda da tensão e corrente de entrada
 Fonte: autoria própria

Na figura 5.10 é apresentada a forma de onda da corrente de entrada. Nota-se que esta corrente possui uma envoltória senoidal. Sua amplitude é de aproximadamente 3,39 A.

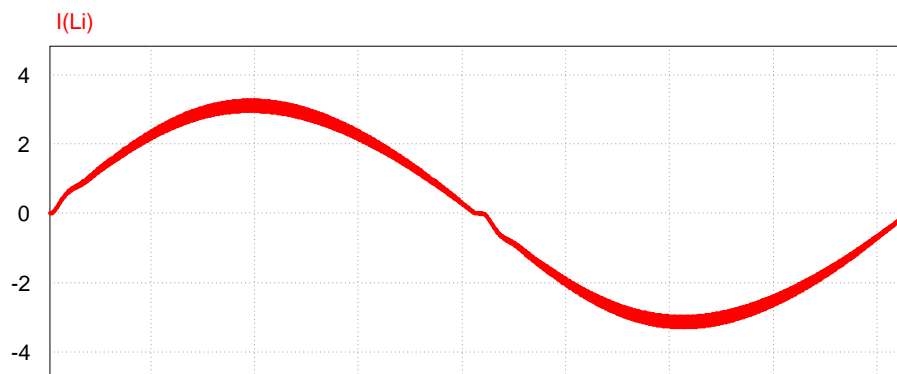


Figura 5.10 – Forma de onda da corrente no indutor L_i
 Fonte: autoria própria

A corrente no indutor L_i é apresentada novamente na figura 5.11, sendo agora, vista em alta frequência. Aqui é possível perceber uma ondulação de aproximadamente 0,32 A, ou seja, 10% de ondulação.

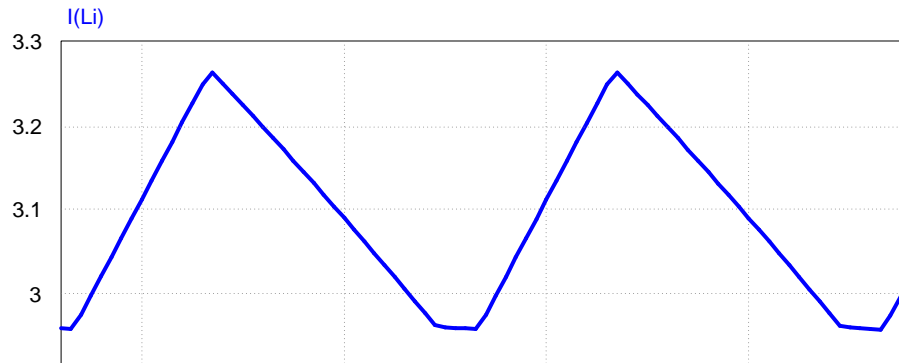


Figura 5.11 – Detalhe da corrente no indutor L_i
Fonte: autoria própria

Na figura 5.12 é apresentada a forma de onda da corrente no indutor L_o .

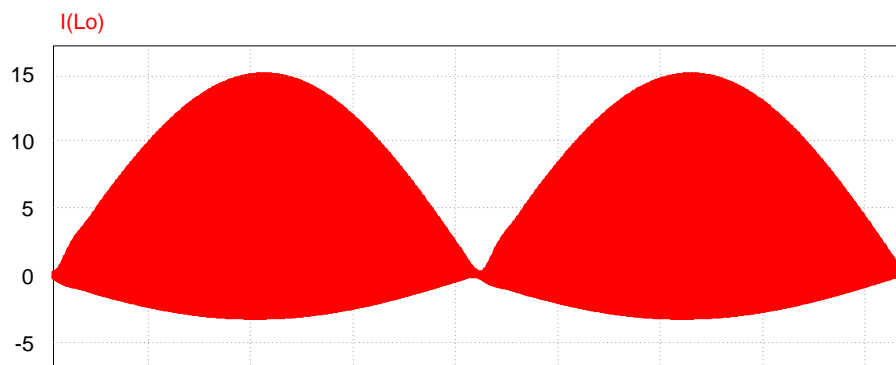


Figura 5.12 – Forma de onda da corrente no indutor L_o
Fonte: autoria própria

Da mesma forma que para a corrente no indutor de entrada, a forma de onda da corrente no indutor L_o pode ser vista em alta frequência, na figura 5.13. A ondulação dessa corrente vale aproximadamente 17,96 A.

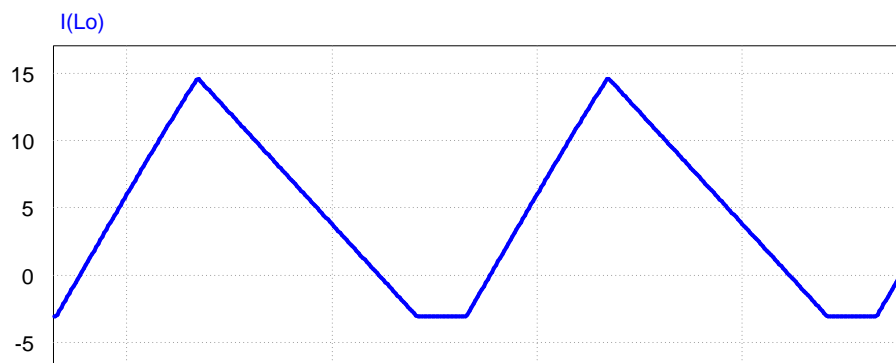


Figura 5.13 – Detalhe da corrente no indutor L_o
Fonte: autoria própria

Na figura 5.14 é apresentada a forma de onda da tensão sobre o capacitor de entrada, onde se tem um valor máximo de 162 V. Na figura 5.15 esta tensão é vista em alta frequência, com uma ondulação de pouco mais de 15 V, ou seja, aproximadamente 10 % de ondulação.

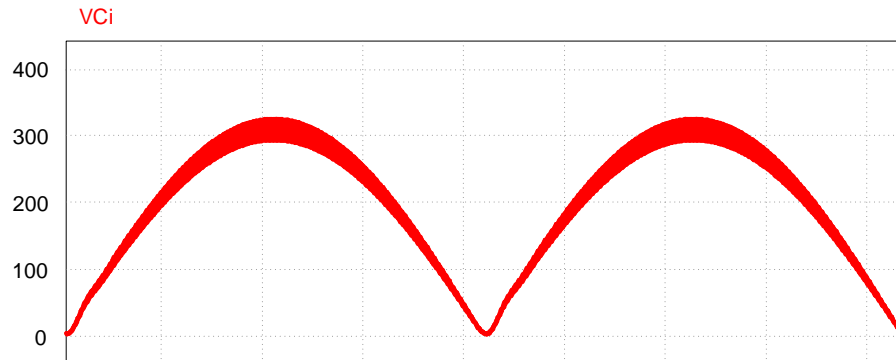


Figura 5.14 – Forma de onda da tensão no capacitor C_i
Fonte: autoria própria

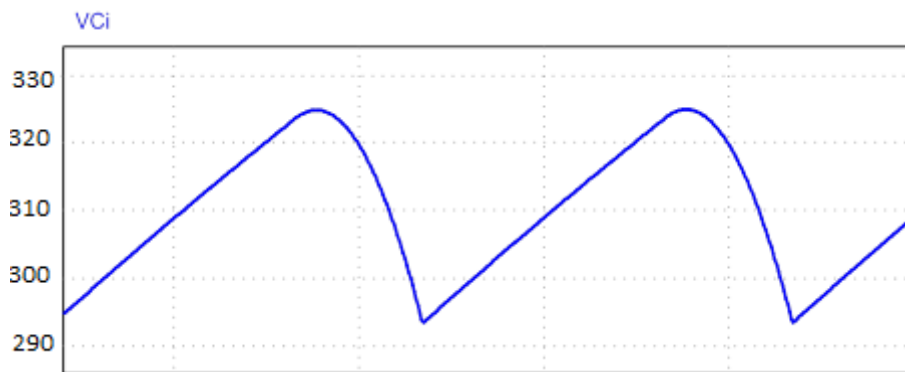


Figura 5.15 – Detalhe da tensão nos capacitores C_i
Fonte: autoria própria

A forma de onda para a tensão no interruptor S_1 é apresentada na figura 5.16. Visualiza-se uma tensão máxima de aproximadamente 520 V. Em um semiciclo o transistor está chaveando enquanto no outro semiciclo está sempre conduzindo. Para o interruptor S_2 se nota o inverso: no primeiro semiciclo sempre conduz e no outro semiciclo passa a chavear, como pode ser visto na figura 5.17.

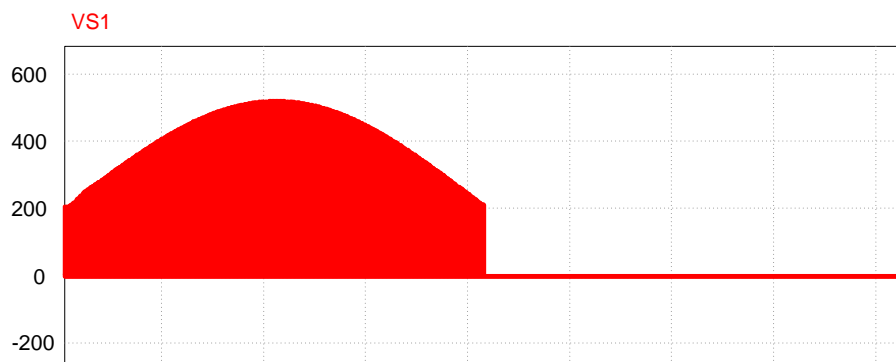


Figura 5.16 – Forma de onda da tensão no interruptor S_1
Fonte: autoria própria

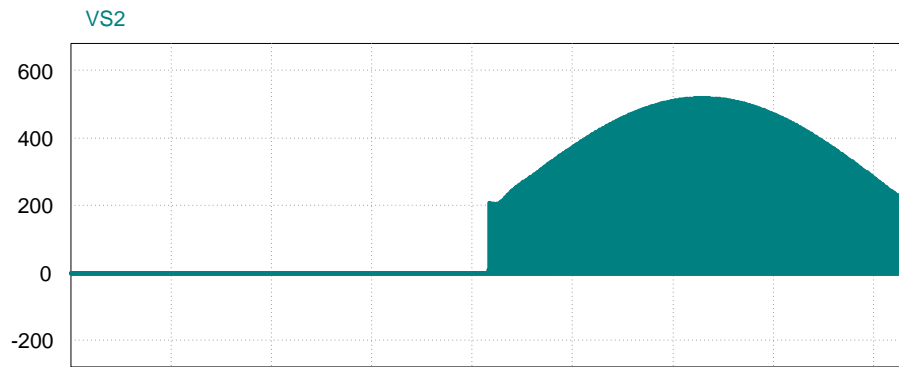


Figura 5.17 – Forma de onda da tensão no interruptor S_2
 Fonte: autoria própria

Na figura 5.18, a tensão nas chaves é mostrada de forma detalhada, ou seja, em alta frequência, para o período em que estão comutando.

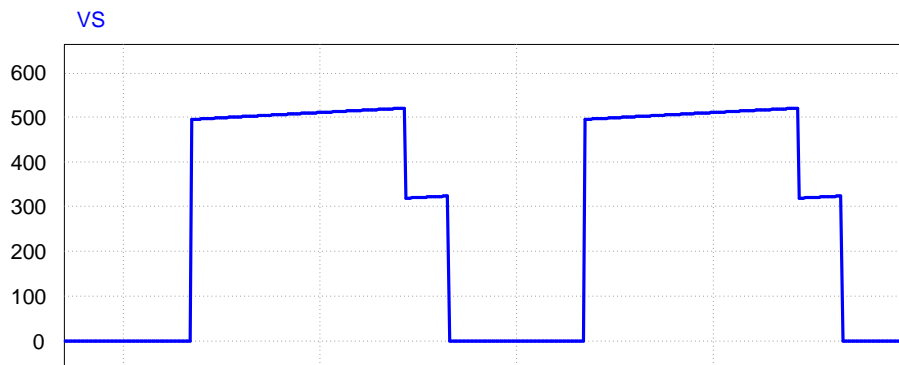


Figura 5.18 – Detalhe da forma de onda da tensão nas chaves
 (S_1 no semiciclo positivo, S_2 no semiciclo negativo)
 Fonte: autoria própria

A forma de onda para a corrente no interruptor S_1 é apresentada na figura 5.19. Nesta figura pode-se visualizar uma corrente máxima de aproximadamente 18,3 A. Na figura 5.20 tem-se a forma de onda da corrente no interruptor S_2 .

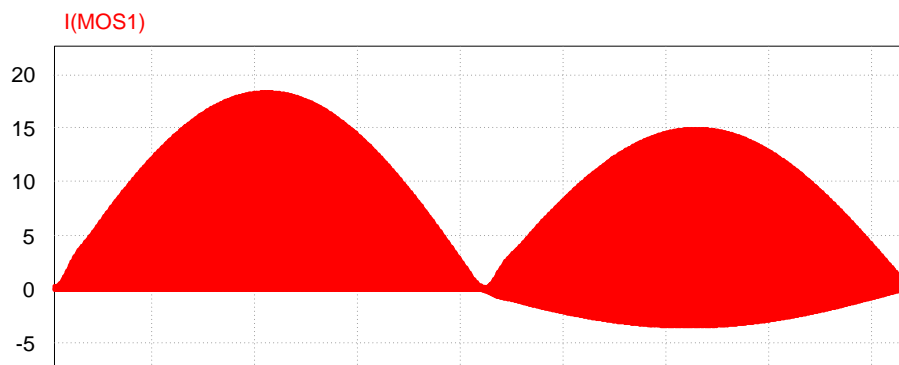


Figura 5.19 – Forma de onda da corrente no interruptor S_1
 Fonte: autoria própria

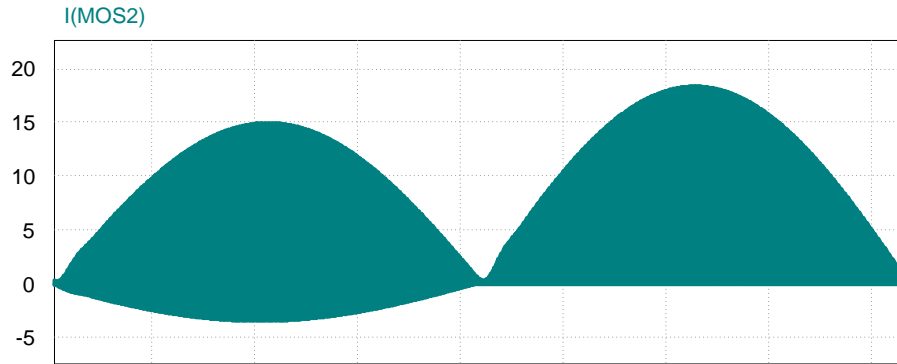


Figura 5.20 – Forma de onda da corrente no interruptor S_2
 Fonte: autoria própria

Nas figuras 5.21 e 5.22 são mostradas as formas de onda das correntes nas chaves durante o semiciclo positivo, em alta frequência, sendo a primeira, a corrente no transistor S_1 e na outra, a corrente no transistor S_2 . O valor máximo da corrente acontece no semiciclo positivo para S_1 e no semiciclo negativo para S_2 e é de aproximadamente 18,3 A.

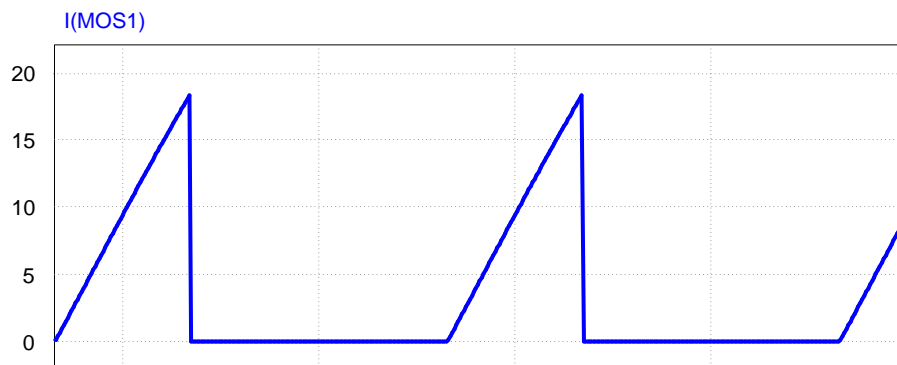


Figura 5.21 – Detalhe da forma de onda da corrente no interruptor S_1 no semiciclo positivo
 Fonte: autoria própria

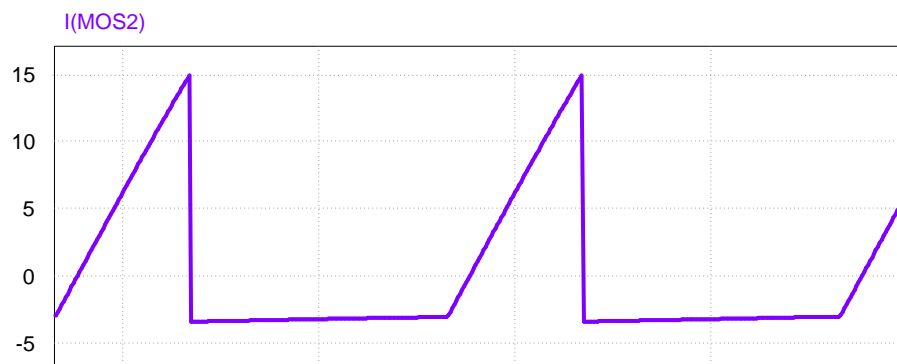


Figura 5.22 – Detalhe da forma de onda da corrente no interruptor S_2 no semiciclo positivo
 Fonte: autoria própria

A figura 5.23 apresenta a forma de onda para a tensão no diodo D_o . Percebe-se que o valor máximo dessa tensão é de pouco mais de 500 V.

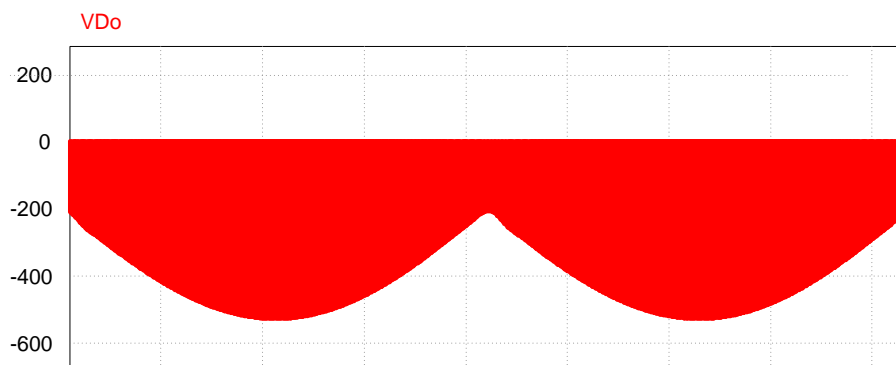


Figura 5.23 – Forma de onda da tensão no diodo D_o
 Fonte: autoria própria

Seguindo a mesma metodologia aplicada para as demais formas de onda, na figura 5.24, a tensão no diodo é apresentada em alta frequência, onde é possível confirmar a existência das três etapas de operação em cada semiciclo.

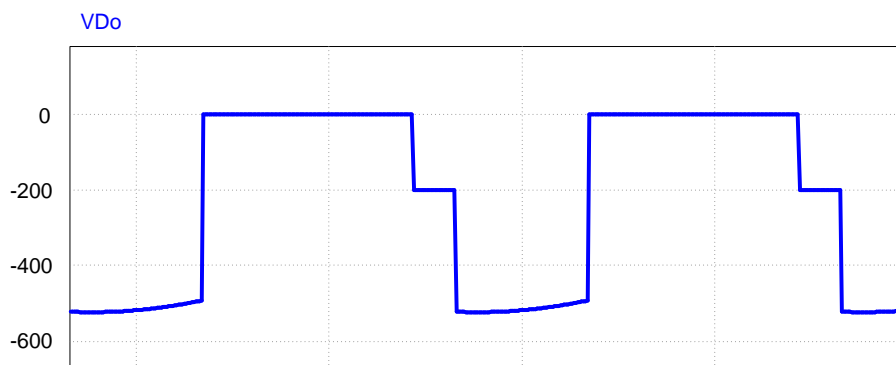


Figura 5.24 – Detalhe da forma de onda da tensão no diodo D_o
 Fonte: autoria própria

Continuando a análise no diodo D_o , na figura 5.25 tem-se a forma de onda da corrente. O valor máximo que essa corrente alcança é de aproximadamente 18,3 A, como pode ser visualizado. Já na figura 5.26, a corrente no diodo de saída é apresentada em alta frequência.

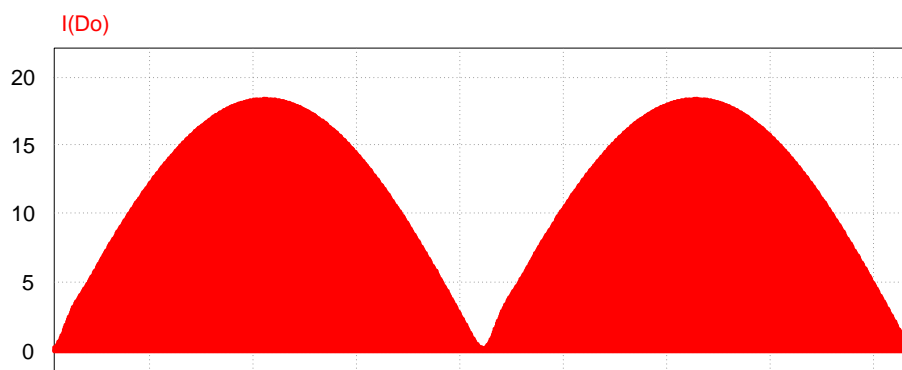


Figura 5.25 – Forma de onda da corrente no diodo D_o
 Fonte: autoria própria

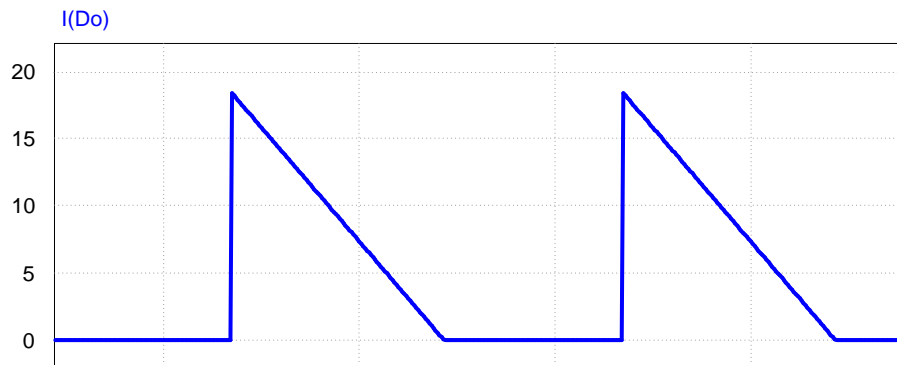


Figura 5.26 – Detalhe da forma de onda da corrente no diodo D_o
 Fonte: autoria própria

Na figura 5.27 é apresentada a tensão na carga, podendo-se visualizar um valor médio de 200 V, conforme especificado.

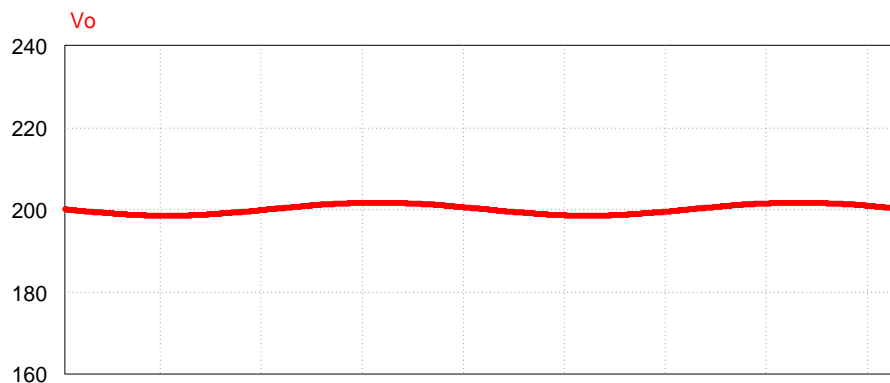


Figura 5.27 – Forma de onda da tensão na carga
 Fonte: autoria própria

Na figura 5.28 é a vez da corrente na carga ser apresentada, onde se pode ver um valor médio de 2,5 A.

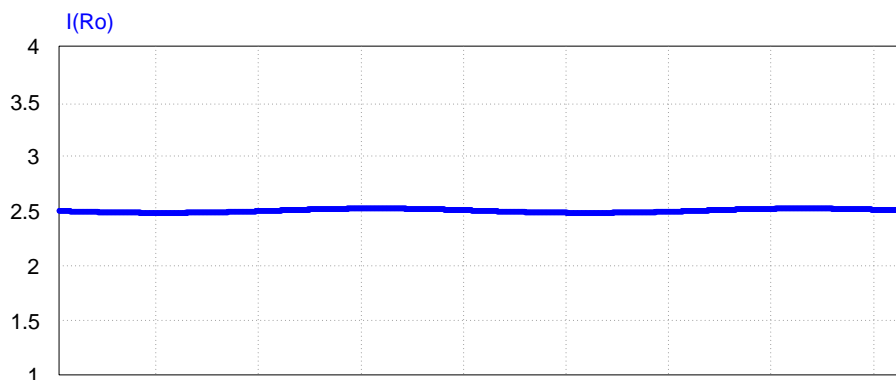


Figura 5.28 – Forma de onda da corrente na carga
 Fonte: autoria própria

Multiplicando a tensão pela corrente, a fim de obter o valor da potência entregue à carga, chega-se a um valor de 500 W, cumprindo também esta exigência de projeto, apresentada nas especificações.

Nas figuras 5.29 e 5.30 apresenta-se a resposta dinâmica na saída do conversor a um degrau de carga (50 % para 100 %). Na figura 5.29 é apresentado o efeito do degrau na tensão de saída e, na figura 5.30 o efeito do degrau na corrente de entrada, onde é possível notar o controle atuando. O tempo de acomodação do sistema é de um pouco mais de 200 ms.

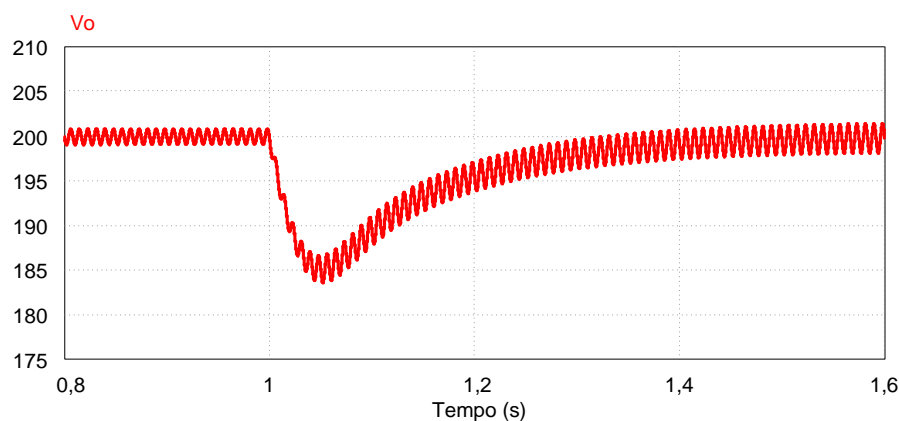


Figura 5.29 – Saída do conversor para um degrau de +50%
Fonte: autoria própria

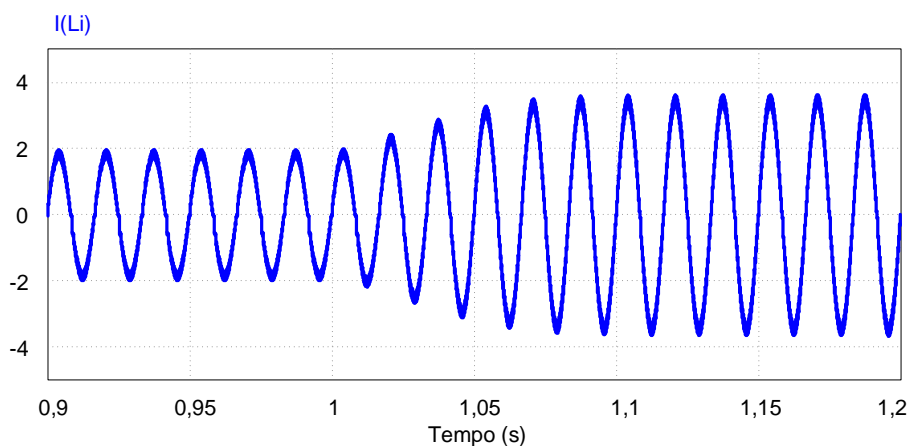


Figura 5.30 – Corrente de entrada para um degrau de +50%
Fonte: autoria própria

5.4 CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO

A fim de construir o protótipo do conversor, primeiramente foram elaborados os esquemáticos da parte de potência e também da parte de controle e comando do conversor.

Na figura 5.31 é apresentado o diagrama elétrico de controle e comando do conversor, que é utilizado para as duas modulações. O circuito de controle foi implementado a partir do circuito integrado *UC3525*.

Para a modulação alternativa, faz-se necessário a utilização de um circuito auxiliar. Compõem o circuito auxiliar os seguintes elementos:

- 1 optoacoplador *4n25*: responsável pela detecção da passagem por zero;
- 1 comparador *LM311*: como o valor da tensão de saída do optoacoplador é de 0,7 V quando está em baixa (devido à queda do diodo interno), faz-se necessário o uso do comparador para que, quando a saída estiver em baixa, a tensão seja nula para então o sinal ser enviado para os demais *CIs*;
- 1 *CI 7404*, 1 *CI 7432*: responsáveis pela elaboração da modulação;
- 1 *CI 7407*: buffer utilizado para elevar o nível de tensão da modulação, já que segundo o *datasheet* dos drivers, estes operam com tensões acima de 12 V quando em nível alto e, a saída do *CI 7432* é de 5 V.

O diagrama elétrico do circuito auxiliar pode ser visto na figura 5.32. Por fim, na figura 5.33 é apresentado o diagrama elétrico da parte de potência do conversor.

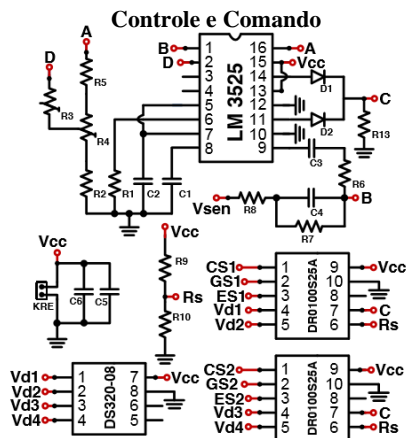


Figura 5.31 – Diagrama elétrico da geração do PWM e controle

Fonte: autoria própria

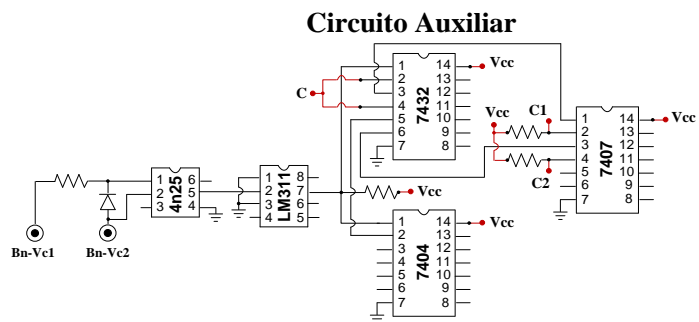


Figura 5.32 – Diagrama elétrico do circuito auxiliar para geração da modulação alternativa
Fonte: autoria própria

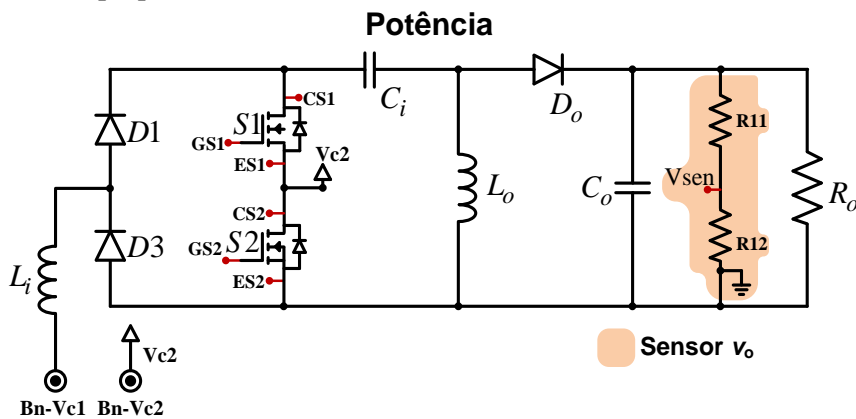


Figura 5.33 – Diagrama elétrico do circuito de potência
Fonte: Autoria própria

A escolha dos componentes (magnéticos, capacitores e semicondutores) para construção do protótipo foi feita a partir dos valores obtidos pelo equacionamento e posteriormente confirmados via simulação. Os componentes utilizados podem ser vistos na tabela 5.3.

Tabela 5.3 – Componentes utilizados

Componente	Especificação
Indutor L_i	Indutância: 6,67 mH Número de espiras: 220 Fio condutor: 18 AWG Núcleo: APH46P60
Indutor L_o	Indutância: 120,6 μ H Número de espiras: 29 Fio condutor: 64x32 AWG Núcleo: EE 42/15 3C90
Transistores S_1 e S_2	SPW47N60C3 (650 V / 47 A)
Diodo D_o	MUR 860 (600 V / 8 A)
Diodos D_1 e D_2	1N5408 (1000 V / 3 A)
Capacitor C_i	1,2 μ F / 250 V
Capacitor C_o	6 x 470 μ F / 400 V

Fonte: Autoria própria

Na figura 5.34, uma imagem do protótipo construído pode ser vista.

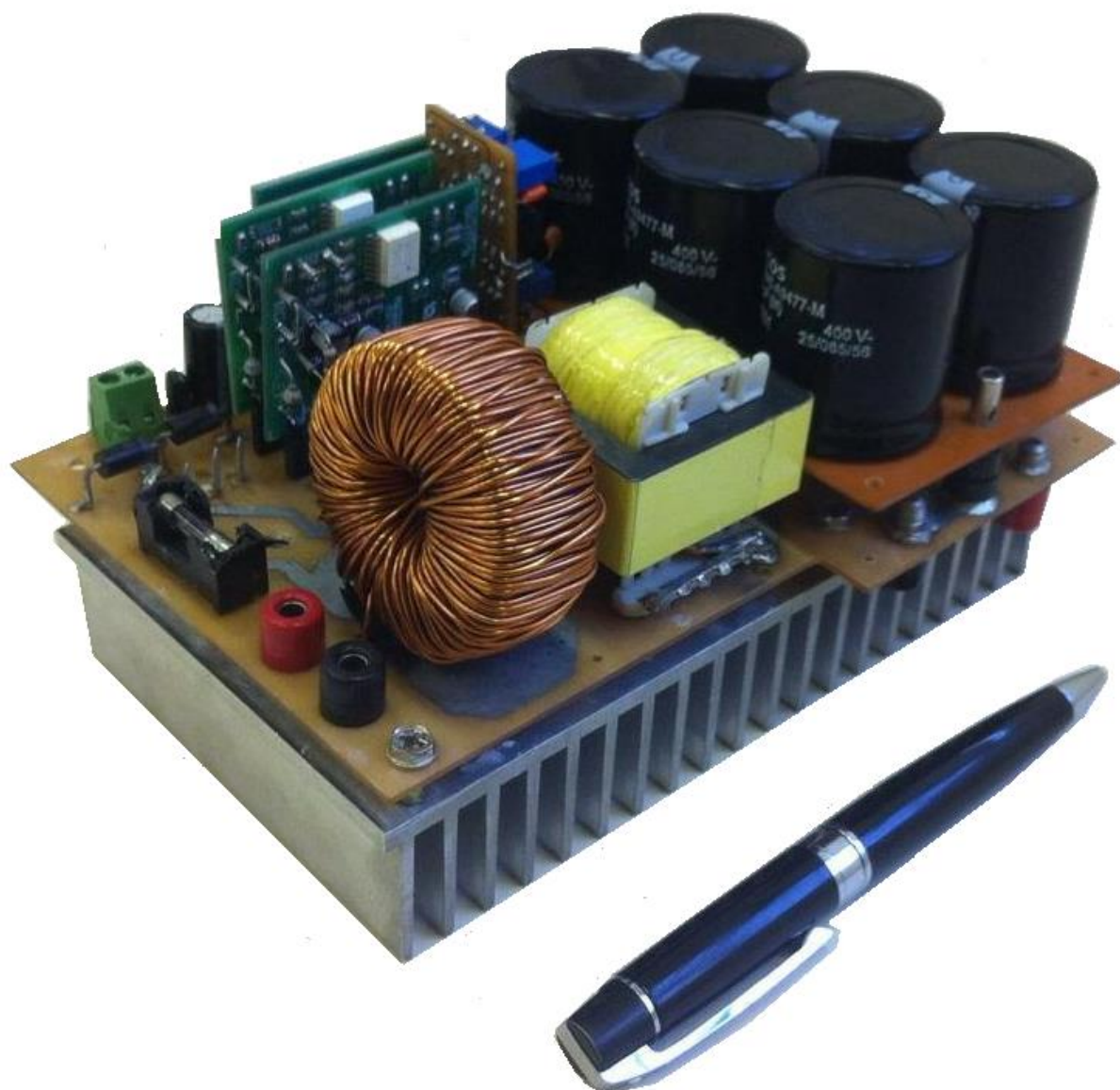


Figura 5.34 – Protótipo do retificador monofásico *bridgeless* SEPIC
Fonte: autoria própria

5.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O CONVERSOR OPERANDO COM MODULAÇÃO PWM TRADICIONAL

Nesta seção são apresentadas as formas de onda para o conversor SEPIC CA-CC operando com a modulação PWM tradicional.

A figura 5.35 mostra as formas de onda da tensão e da corrente de entrada. Observa-se que a corrente de entrada possui formato senoidal e está em fase com a tensão de entrada.

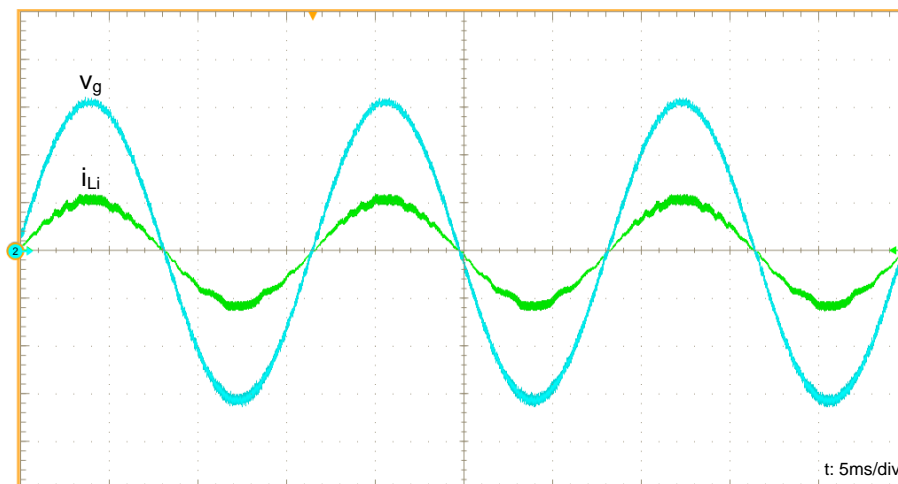


Figura 5.35 – Tensão (100 V/div) e corrente (3 A/div) de entrada
Fonte: autoria própria

Na figura 5.36 é apresentada a forma de onda da corrente de entrada em alta frequência. Nota-se que na entrada em condução e no bloqueio a corrente apresenta uma leve distorção, que é inerente aos conversores chaveados.

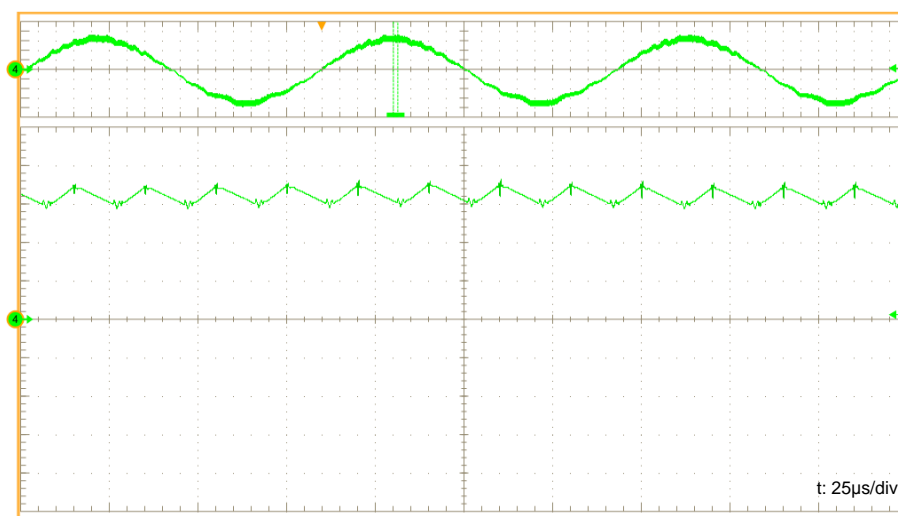


Figura 5.36 – Corrente de entrada (1 A/div) em alta frequência
Fonte: autoria própria

Na figura 5.37 tem-se o espectro harmônico da corrente de entrada. A taxa de distorção harmônica total da corrente é de 2,7989 %, para uma taxa de 1,8113 % da tensão de entrada.

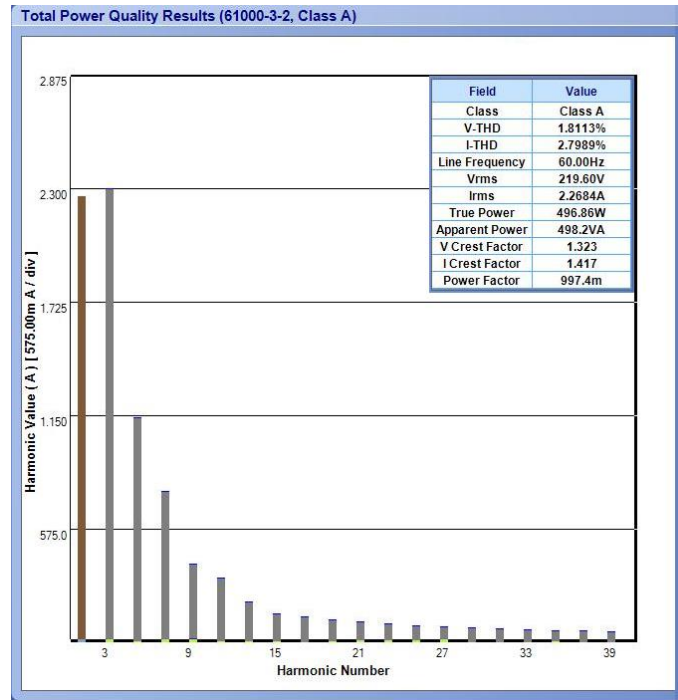


Figura 5.37 – Espectro harmônico da corrente de entrada
Fonte: autoria própria

Na figura 5.38 é apresentada a forma de onda da corrente do indutor L_o . Tal corrente possui uma envoltória senoidal com uma ondulação em alta frequência de aproximadamente 18,588 A.

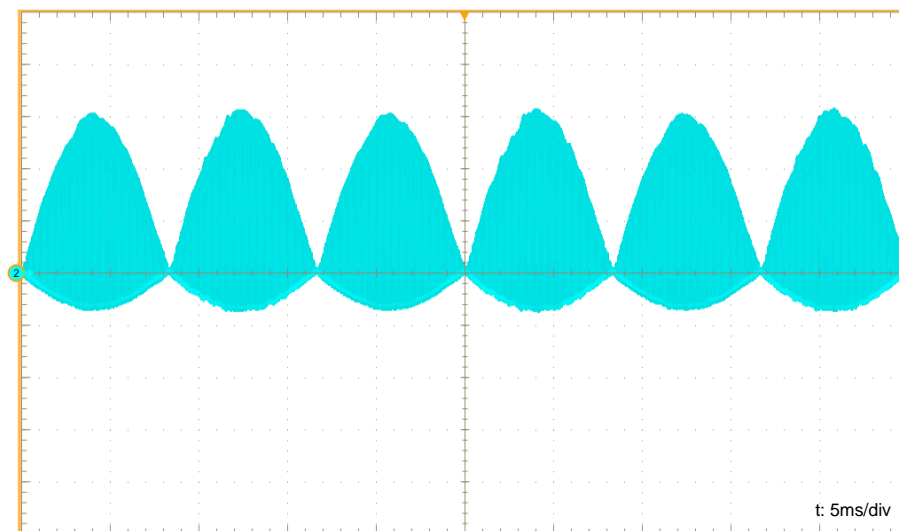


Figura 5.38 – Corrente no indutor L_o (5 A/div)
Fonte: autoria própria

Na figura 5.39 a corrente no indutor L_o é apresentada em alta frequência. Assim como na corrente de entrada, é possível visualizar a descontinuidade do conversor, com as três etapas de operação.

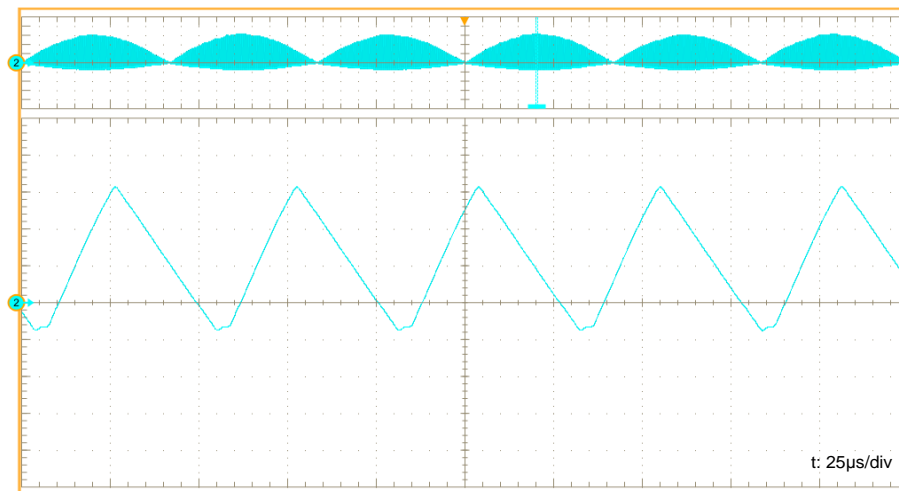


Figura 5.39 – Corrente no indutor L_o (5 A/div) em alta frequência
Fonte: autoria própria

Na figura 5.40 apresenta-se a forma de onda da tensão do capacitor C_i e, na figura 5.41, tem-se esta tensão em alta frequência.

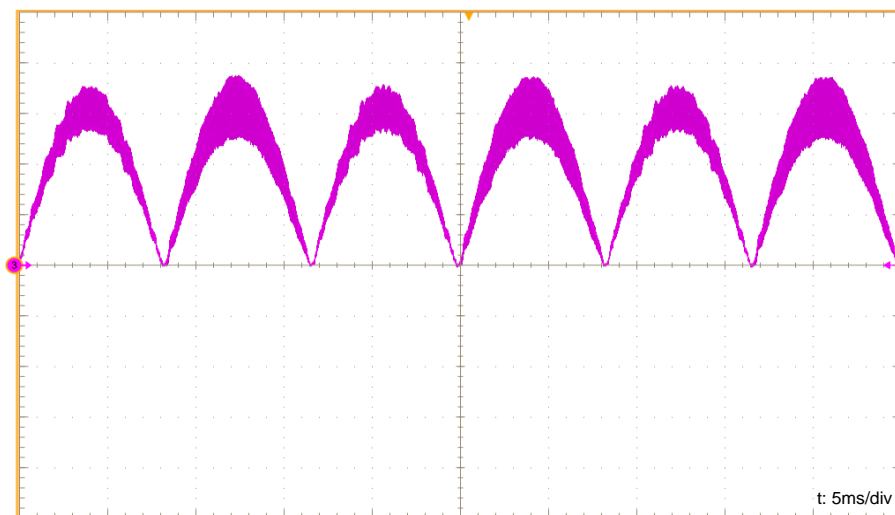


Figura 5.40 – Tensão no capacitor C_i (50 V/div)
Fonte: autoria própria

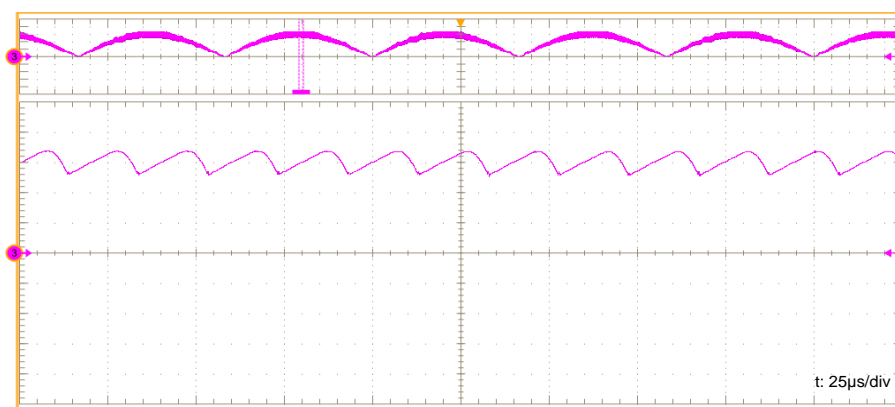


Figura 5.41 – Tensão no capacitor C_i (50 V/div) em alta frequência
Fonte: autoria própria

As figuras 5.42, 5.43 e 5.44 apresentam as formas de onda das tensões medidas sobre os interruptores S_1 e S_2 . Observa-se que a máxima tensão dos interruptores é de quase 530 V.

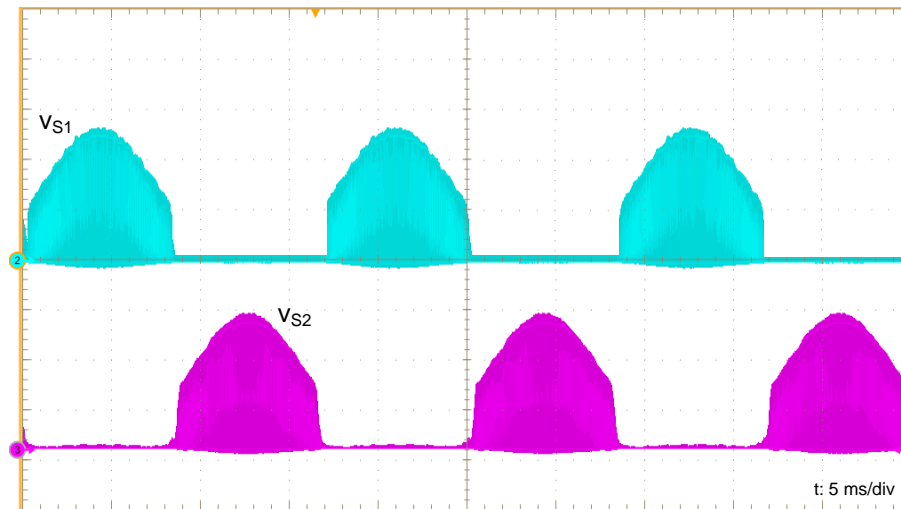


Figura 5.42 – Tensão nos interruptores S_1 e S_2 (200 V/div)
Fonte: autoria própria

Na figura 5.43 as tensões nas chaves são apresentadas em alta frequência, durante o semiciclo positivo, podendo-se ver a chave S_1 comutando em todo o semiciclo, enquanto há condução ininterrupta na chave S_2 , através do seu diodo intrínseco, como visto nas etapas de operação.

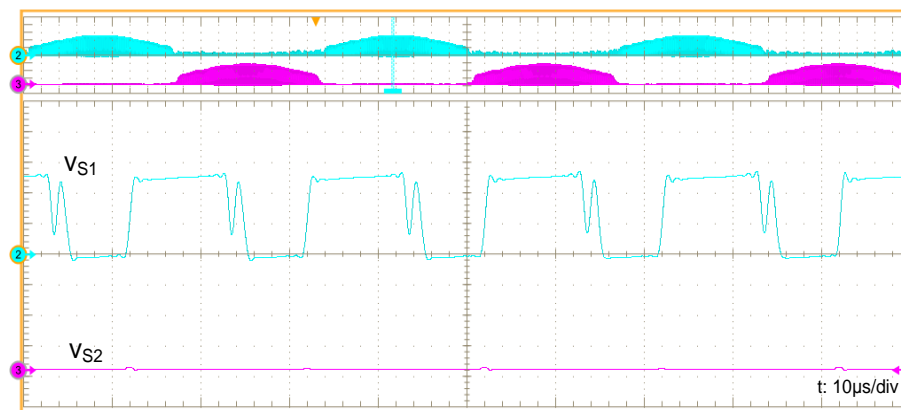


Figura 5.43 – Tensão nos interruptores S_1 e S_2 (200 V/div) no semiciclo positivo em alta frequência
Fonte: autoria própria

Na figura 5.44, novamente as tensões nos interruptores S_1 e S_2 são apresentadas em alta frequência, porém, agora, durante o semiciclo negativo. Agora é possível visualizar a chave S_2 comutando em todo o semiciclo, enquanto há condução ininterrupta na chave S_1 , através do seu diodo intrínseco, como visto nas etapas de operação.

As formas de onda para a corrente nos interruptores S_1 e S_2 são apresentadas na figura 5.45. É possível perceber que as correntes nas chaves possuem uma envoltória senoidal e suas amplitudes máximas são de aproximadamente 19 A.

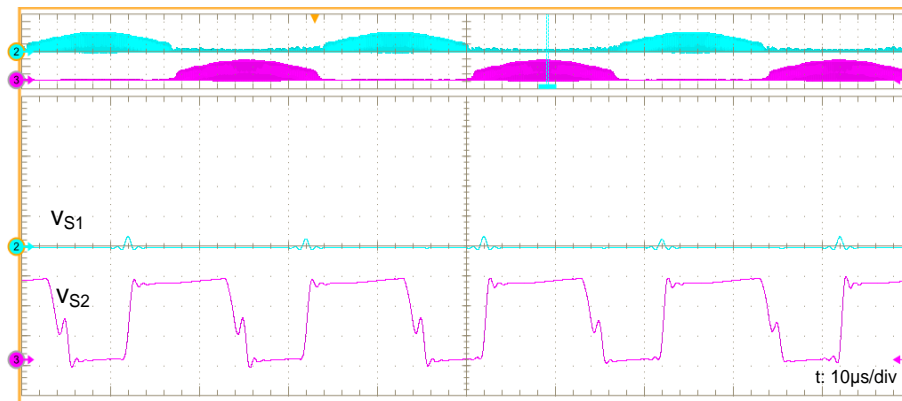


Figura 5.44 – Tensão nos interruptores S_1 e S_2 (200 V/div) no semiciclo negativo em alta frequência
Fonte: autoria própria

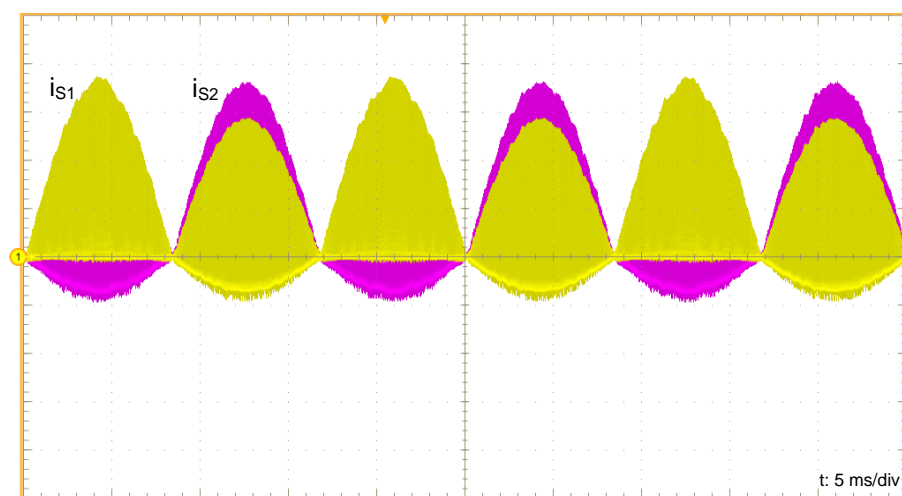


Figura 5.45 – Corrente nos interruptores S_1 e S_2 (5 A/div)
Fonte: autoria própria

Na figura 5.46 as correntes nas chaves são apresentadas em alta frequência, e durante o semiciclo positivo; semiciclo onde a chave S_2 está bloqueada, e a corrente circula pelo diodo intrínseco deste interruptor.

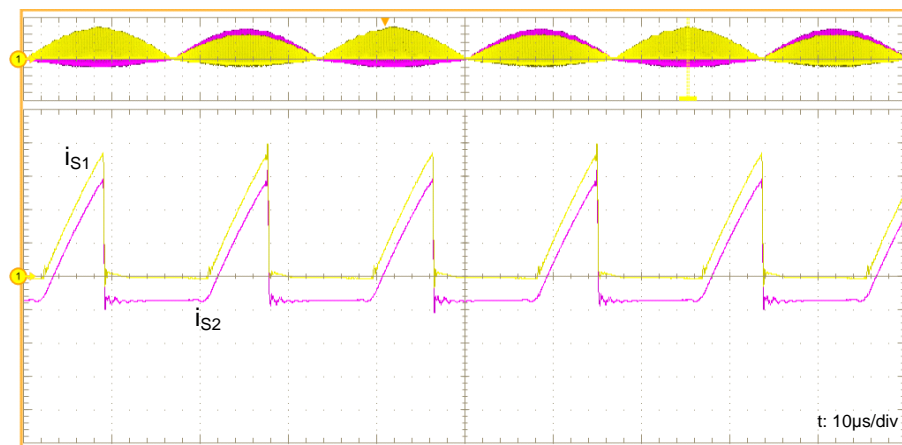


Figura 5.46 – Corrente nos interruptores S_1 e S_2 (5 A/div) no semiciclo positivo em alta frequência
Fonte: Autoria própria

Na figura 5.47, novamente a corrente nos interruptores S_1 e S_2 são apresentadas em alta frequência, porém, agora, durante o semiciclo negativo; neste momento é a vez da chave S_1 estar bloqueada, logo, a corrente circula pelo diodo intrínseco deste interruptor neste semiciclo.

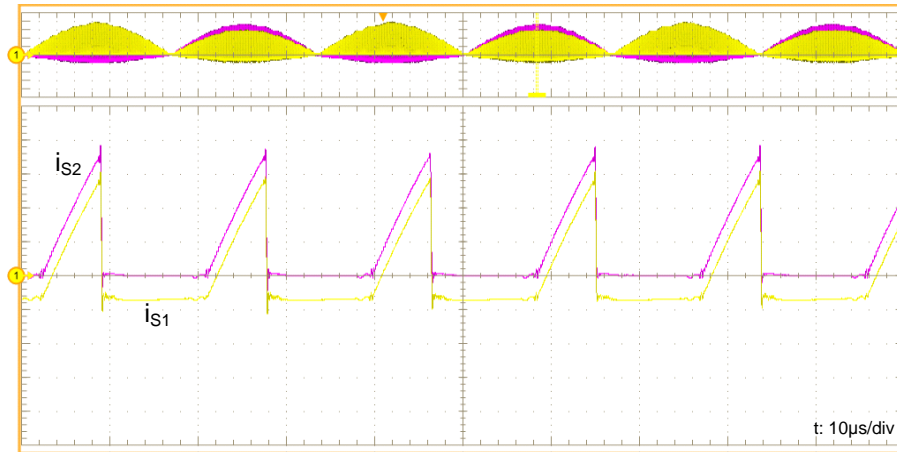


Figura 5.47 – Corrente nos interruptores S_1 e S_2 (5 A/div) no semiciclo negativo em alta frequência
Fonte: autoria própria

Nas figuras 5.48 e 5.49 é apresentada a forma de onda da tensão medida sobre o diodo D_o , sendo a figura 5.49 a forma de onda da tensão sendo apresentada em alta frequência.

Analisando a figura 5.49, onde a tensão no diodo D_o é apresentada em alta frequência, pode-se confirmar a descontinuidade no modo de operação do conversor, já que são visíveis os três níveis diferentes de tensão em cada período de comutação.

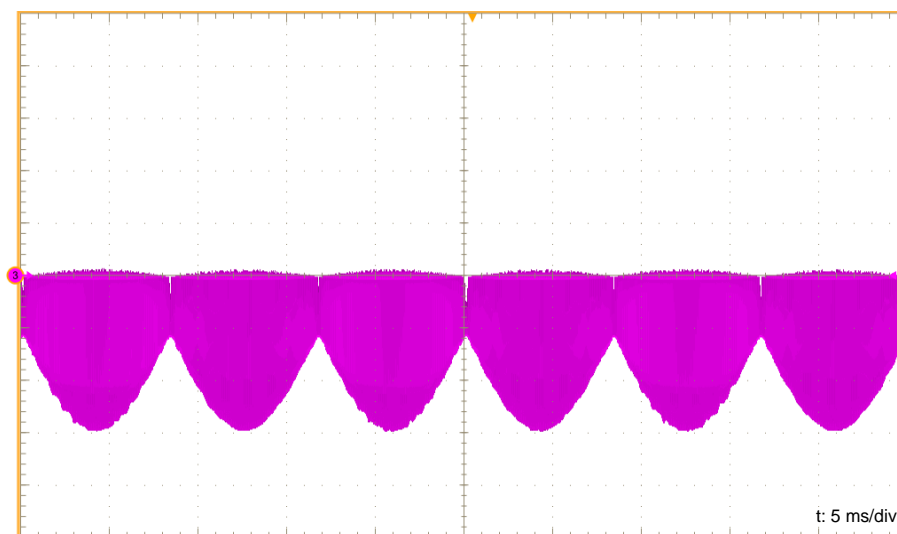


Figura 5.48 – Tensão no diodo D_o (200 V/div)
Fonte: autoria própria

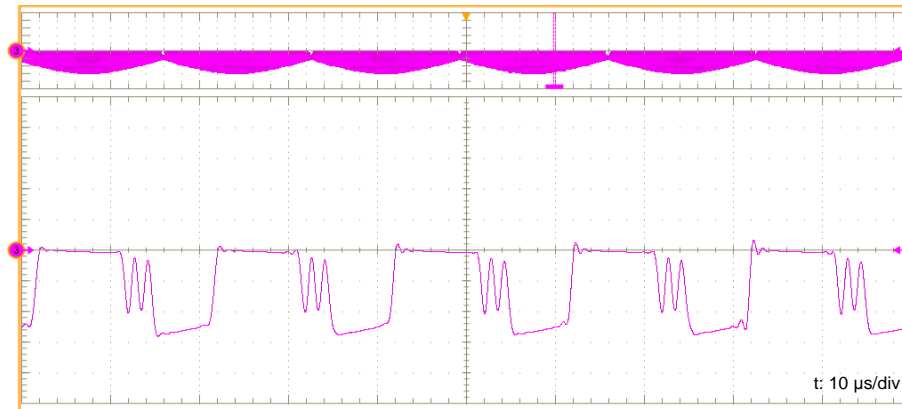


Figura 5.49 – Tensão no diodo D_o (200 V/div) em alta frequência
Fonte: autoria própria

Apresenta-se através da figura 5.50 a forma de onda da corrente no diodo D_o . Na figura 5.51, a corrente no diodo de saída D_o é novamente apresentada, porém, agora a vista é em alta frequência. Através desta última figura, pode-se visualizar que o valor máximo desta corrente é próximo de 20 A.

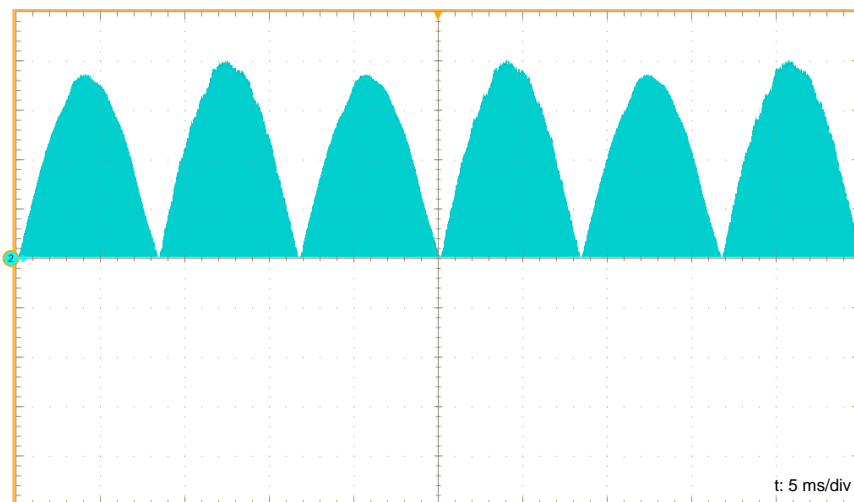


Figura 5.50 – Corrente no diodo D_o (5 A/div)
Fonte: autoria própria

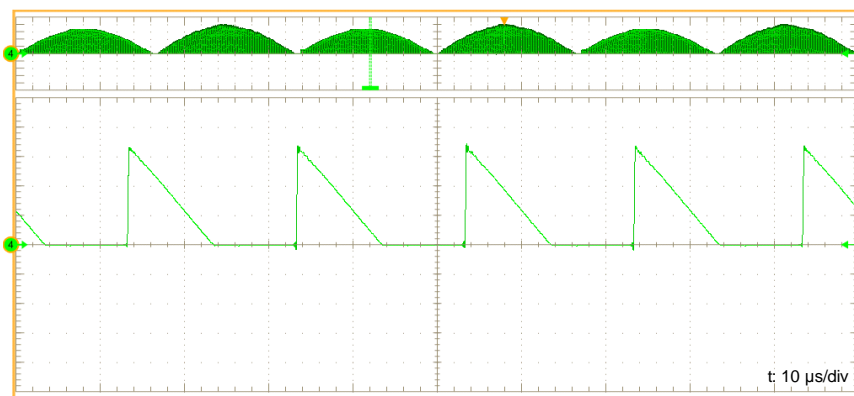


Figura 5.51 – Corrente no diodo D_o (5 A/div) em alta frequência
Fonte: autoria própria

Por meio da figura 5.52, são apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente de saída. O valor médio da tensão de saída é de 200,8 V enquanto que o valor médio da corrente de saída é de 2,4 A, processando pouco mais de 480 W de potência.

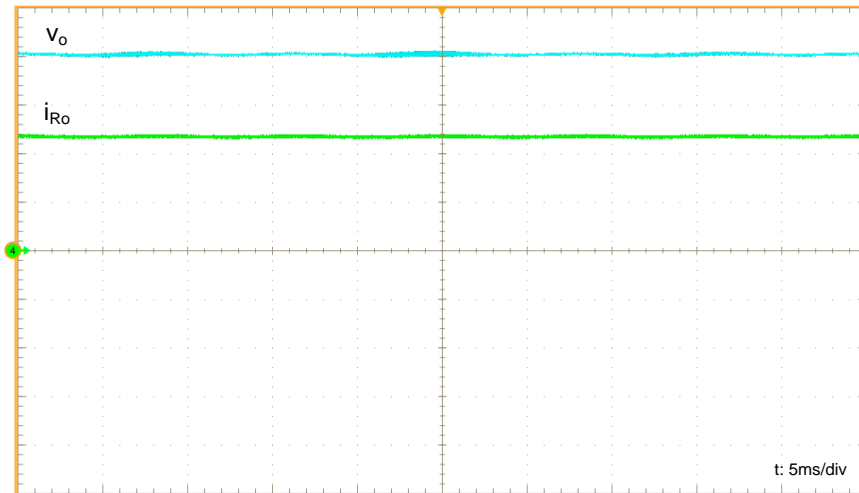


Figura 5.52 – Tensão (50 V/div) e corrente (1 A/div) de saída
Fonte: autoria própria

5.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O CONVERSOR OPERANDO COM MODULAÇÃO PWM ALTERNATIVA

Na figura 5.53 é possível visualizar a maneira pela qual as chaves são comandadas a partir da modulação proposta.

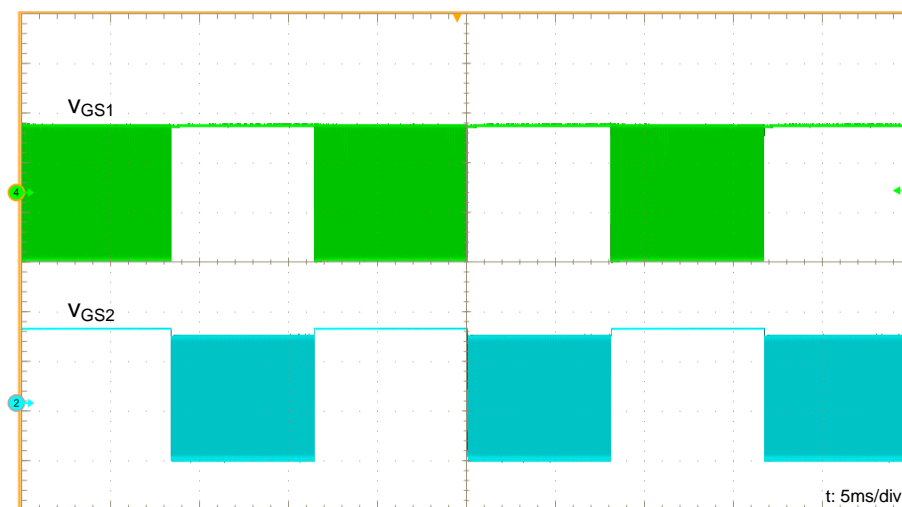


Figura 5.53 – Modulação alternativa implementada
Fonte: autoria própria

A figura 5.54 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente de entrada. Visualiza-se uma corrente senoidal e em fase com a tensão de entrada.

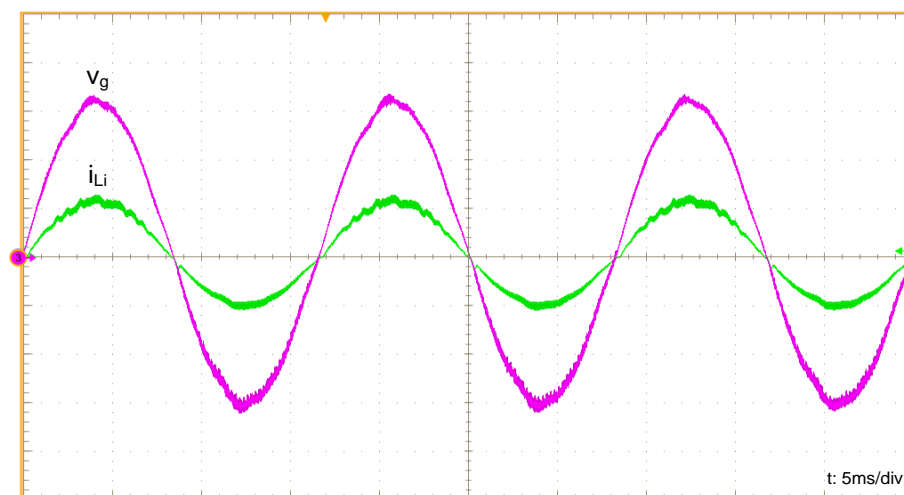


Figura 5.54 – Tensão (100 V/div) e corrente (3 A/div) de entrada
Fonte: autoria própria

Na figura 5.55 é apresentada a forma de onda da corrente de entrada em alta frequência.

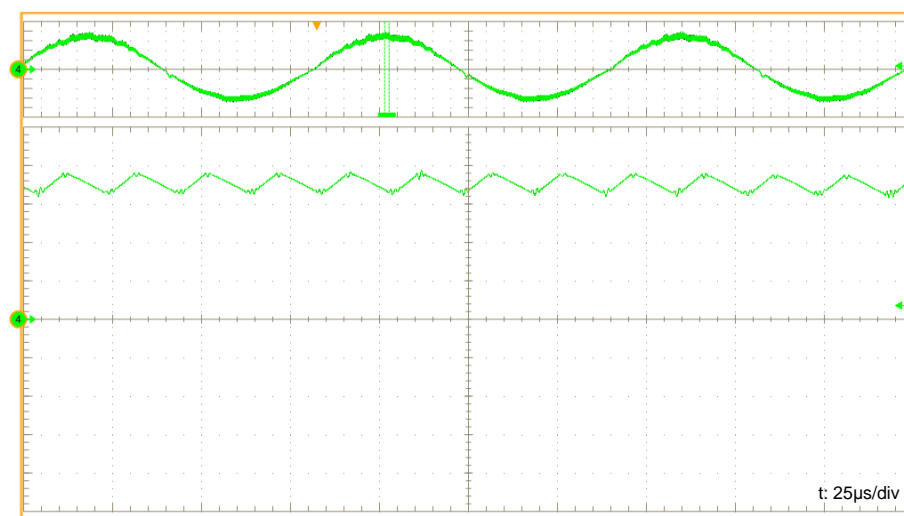


Figura 5.55 – Corrente de entrada (1 A/div) em alta frequência
Fonte: autoria própria

Posteriormente, na figura 5.56, tem-se o espectro harmônico da corrente de entrada. A taxa de distorção harmônica total da corrente é de 2,7959 %, para uma taxa de 2,1078 % para a tensão.

Por meio da figura 5.57 é apresentada a forma de onda da corrente do indutor L_o . Tal corrente possui uma envoltória senoidal com uma ondulação em alta frequência de aproximadamente 18,6 A.

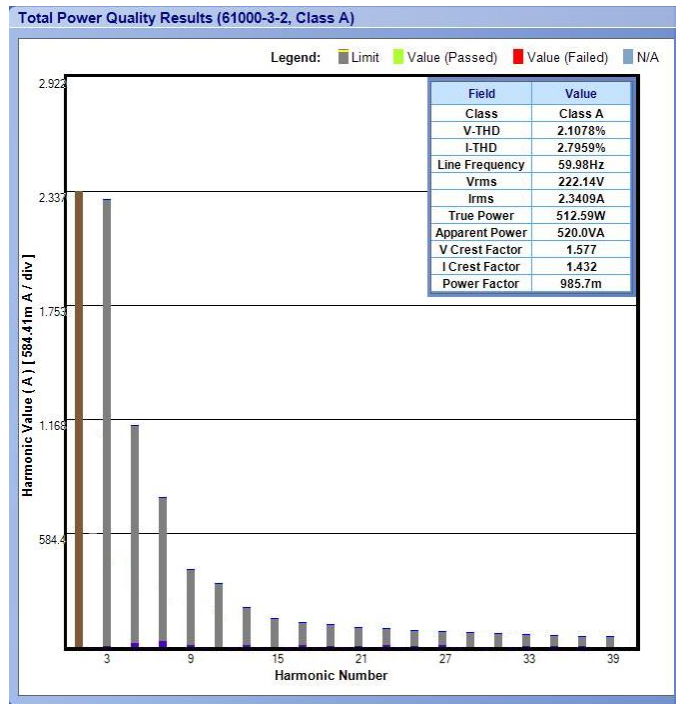


Figura 5.56 – Espectro harmônico da corrente de entrada
Fonte: autoria própria

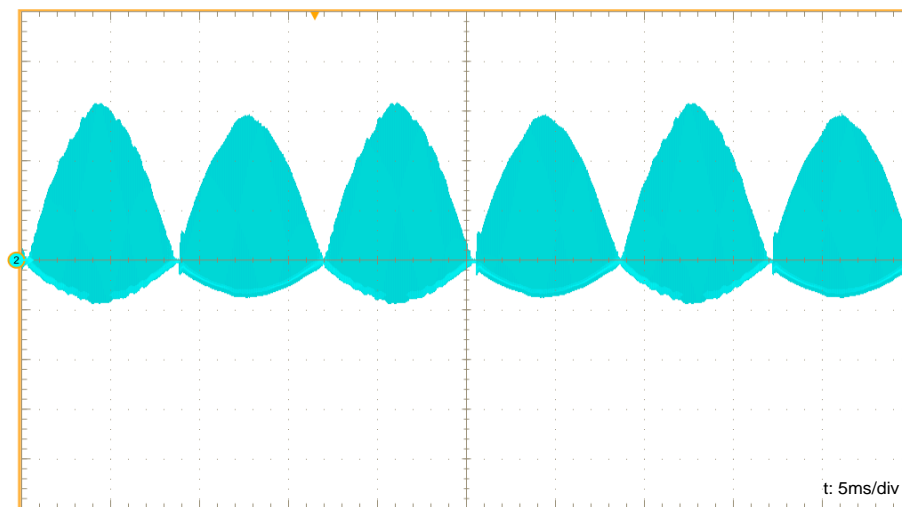


Figura 5.57 – Corrente no indutor L_o (5 A/div)
Fonte: autoria própria

Através da figura 5.58 é apresentada a corrente no indutor L_o em alta frequência. Assim como na corrente de entrada, é possível visualizar a descontinuidade do conversor, com as três etapas de operação. Na primeira etapa a corrente cresce linearmente, na segunda etapa decresce linearmente, e, na terceira etapa a corrente assume um valor constante, mesmo que por um período curto de tempo.

Nas figuras 5.59 e 5.60 apresenta-se a forma de onda da tensão do capacitor C_i . Tem-se que a máxima tensão deste capacitor é de 165 V.

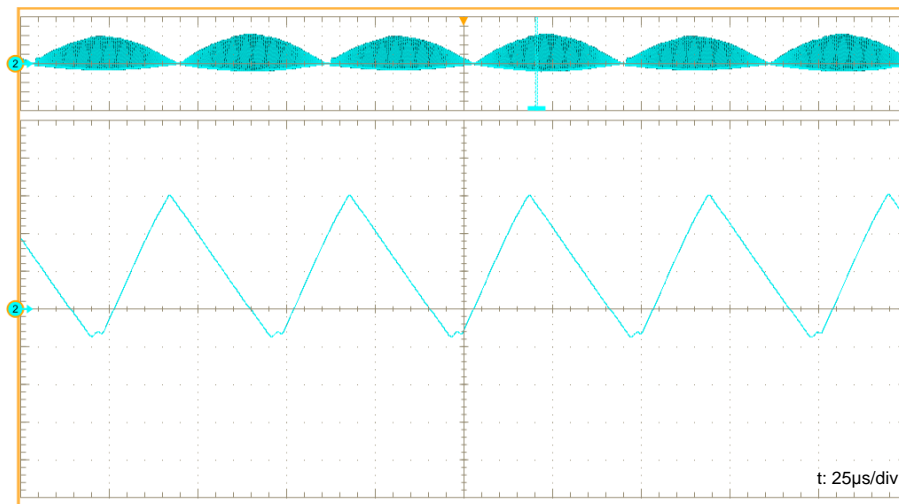


Figura 5.58 – Corrente no indutor L_o (5 A/div) em alta frequência
Fonte: autoria própria

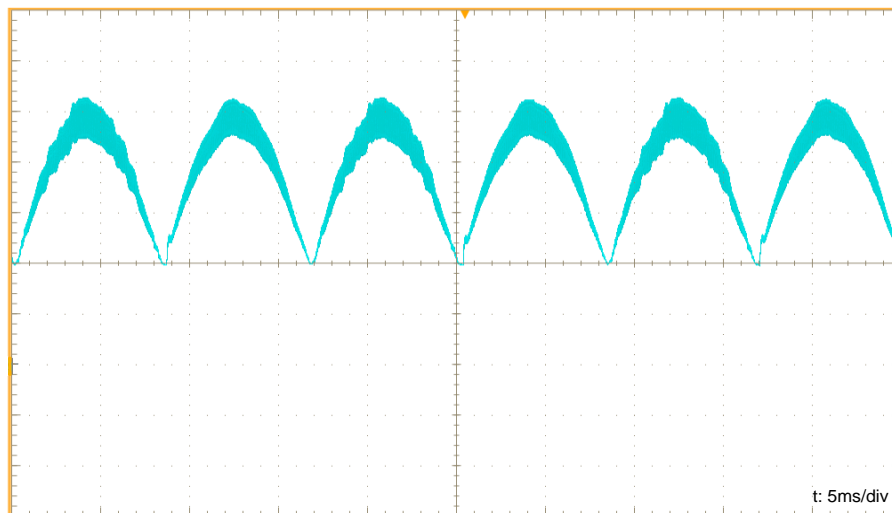


Figura 5.59 – Tensão no capacitor C_i (50 V/div)
Fonte: autoria própria

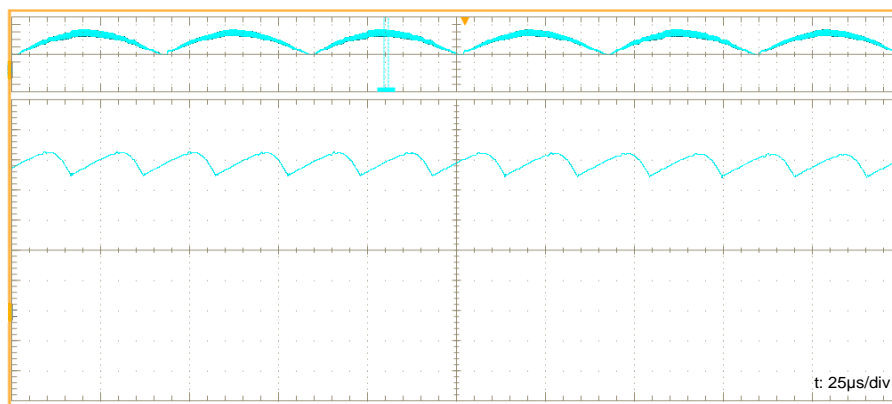


Figura 5.60 – Tensão no capacitor C_i (50 V/div) em alta frequência
Fonte: autoria própria

A figura 5.61 traz as formas de onda das tensões nas chaves. Na figura 5.62 essas a vista é em alta frequência no semiciclo positivo; na figura 5.63, no semiciclo negativo.

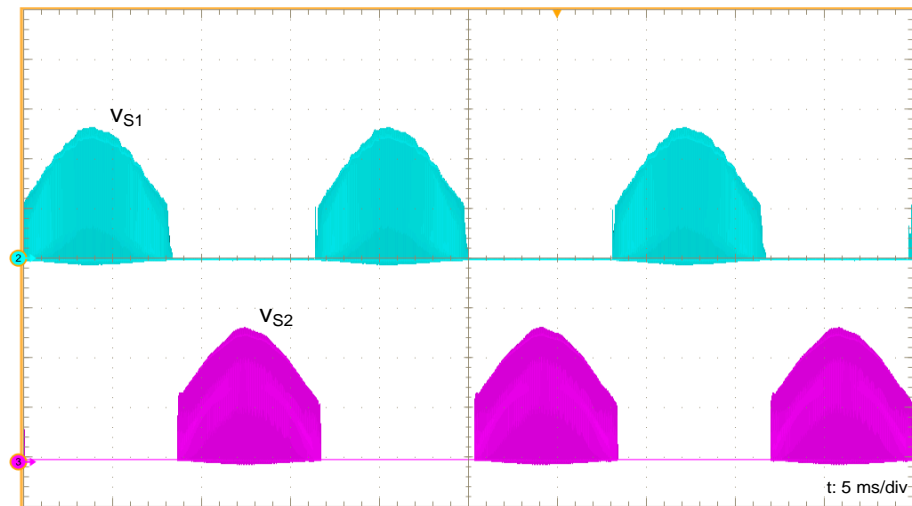


Figura 5.61 – Tensão nos interruptores S_1 e S_2 (200 V/div)
Fonte: autoria própria

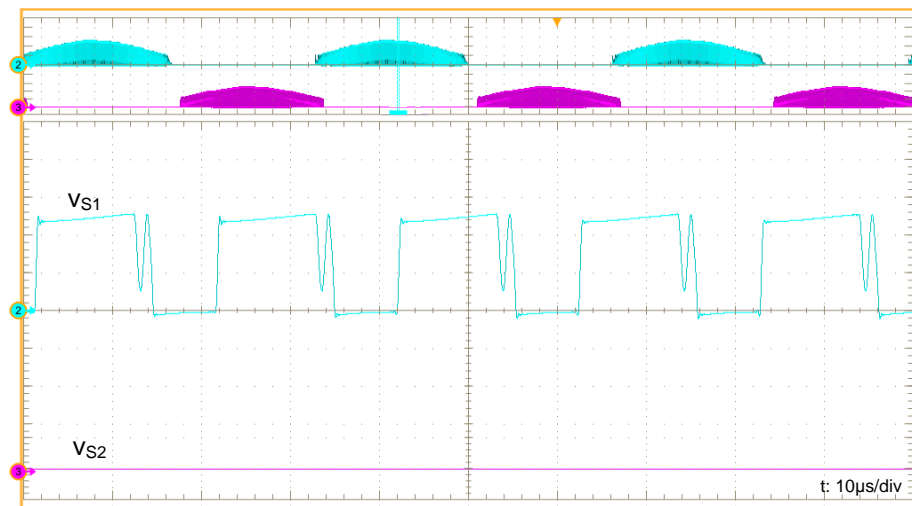


Figura 5.62 – Tensão nos interruptores S_1 e S_2 (200 V/div) no semiciclo positivo em alta frequência
Fonte: autoria própria

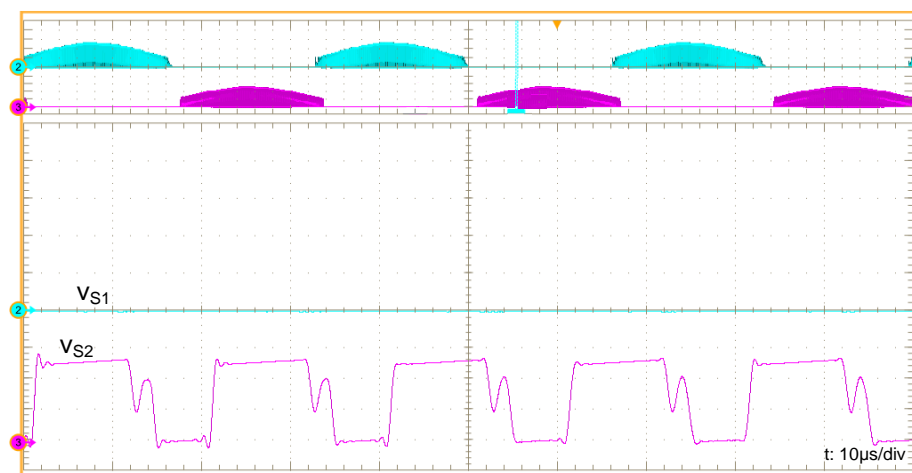


Figura 5.63 – Tensão nos interruptores S_1 e S_2 (200 V/div) no semiciclo negativo em alta frequência
Fonte: autoria própria

Na figura 5.64 são apresentadas as formas de onda das correntes nos interruptores.

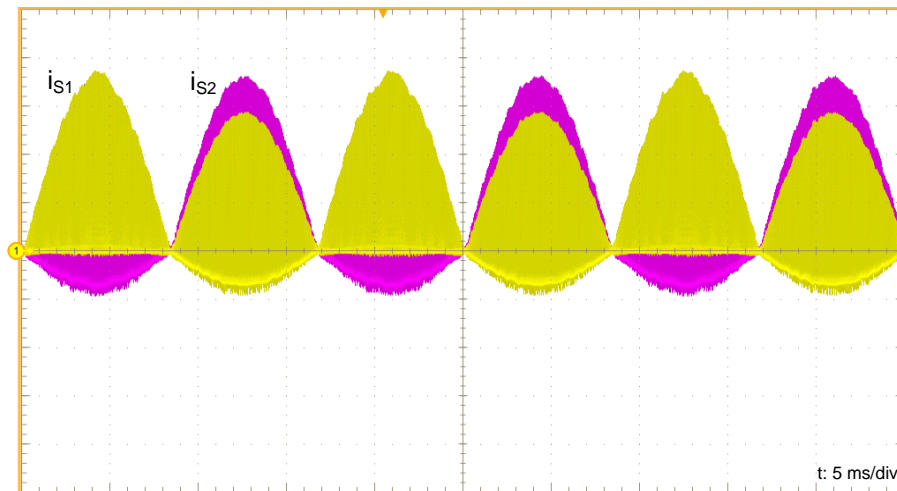


Figura 5.64 – Corrente nos interruptores S_1 e S_2 (5 A/div)
Fonte: autoria própria

Na figura 5.65 as correntes nas chaves são apresentadas em alta frequência, durante o semiciclo positivo. Por fim, na figura 5.66, novamente a corrente nos interruptores são apresentadas em alta frequência, porém, agora durante o semiciclo negativo.

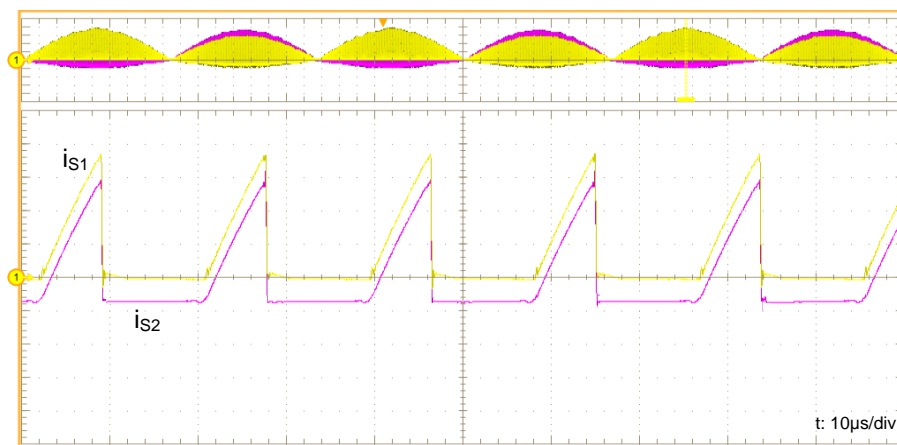


Figura 5.65 – Corrente nos interruptores S_1 e S_2 (5 A/div) no semiciclo positivo em alta frequência
Fonte: autoria própria

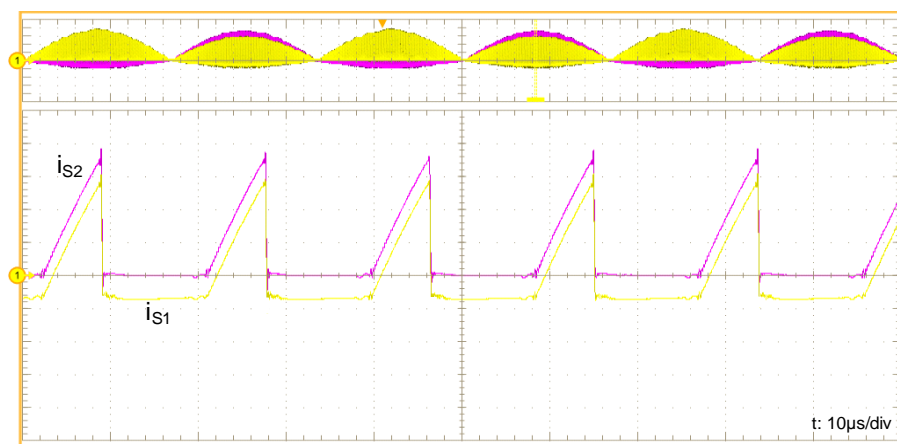


Figura 5.66 – Corrente nos interruptores S_1 e S_2 (5 A/div) no semiciclo negativo em alta frequência
Fonte: autoria própria

Nas figuras 5.67 e 5.68 são apresentadas as formas de onda da tensão medida sobre o diodo D_o , sendo a figura 5.68 a forma de onda da tensão apresentada em alta frequência. O valor máximo do módulo da tensão medida sobre o diodo foi de 562 V.

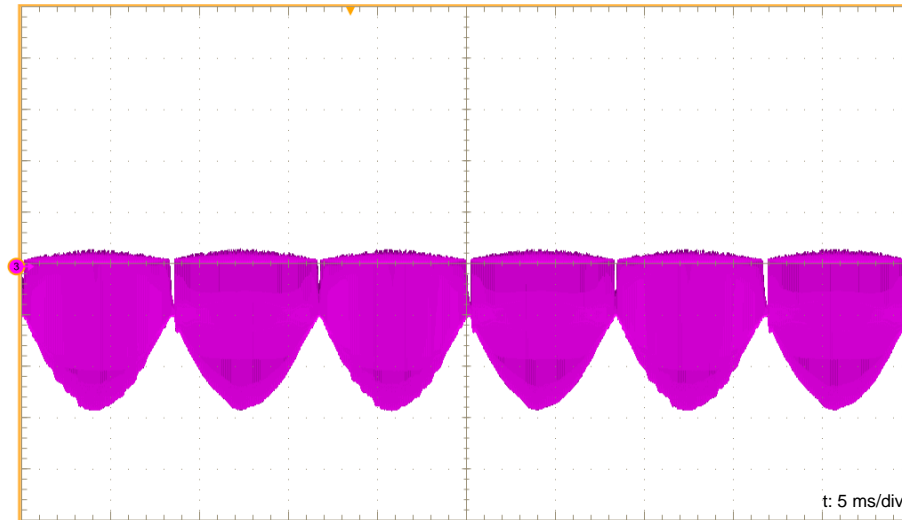


Figura 5.67 – Tensão no diodo D_o (200 V/div)
Fonte: autoria própria

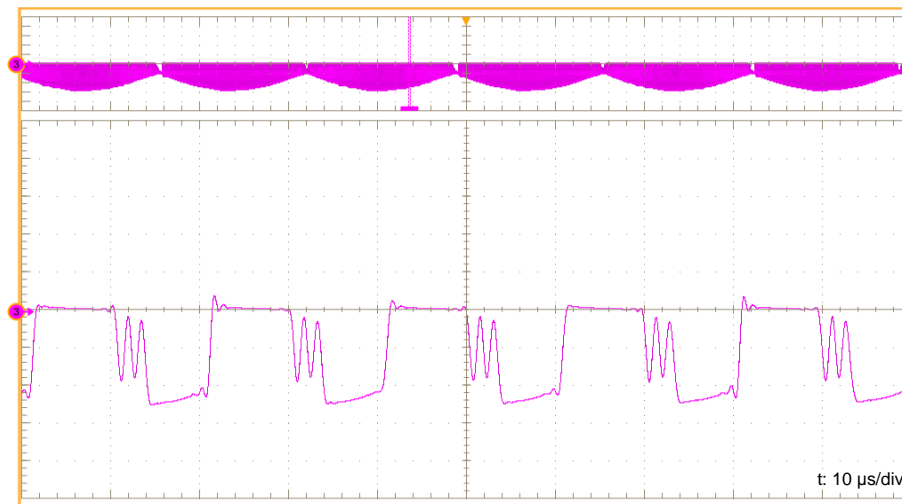


Figura 5.68 – Detalhe da tensão no diodo D_o (200 V/div)
Fonte: autoria própria

Apresenta-se através das figuras 5.69 e 5.70 a forma de onda da corrente no diodo D_o , sendo esta última, em alta frequência. Tem-se que o valor máximo desta corrente é de aproximadamente 21 A.

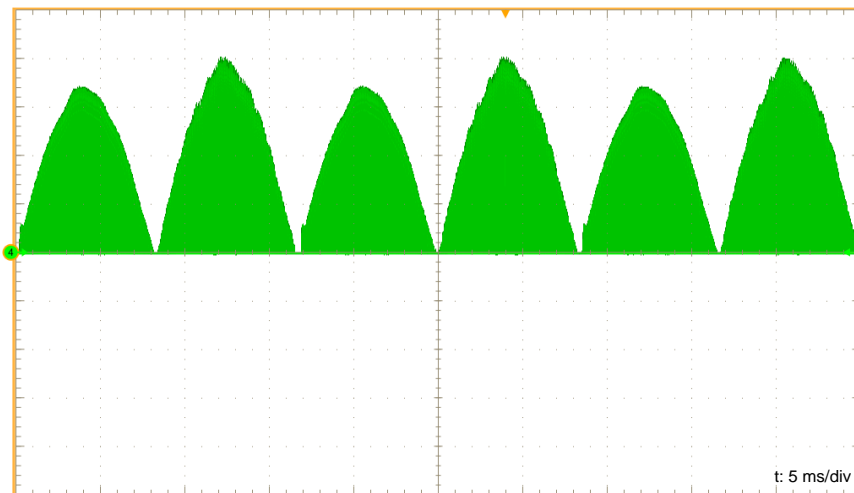


Figura 5.69 – Corrente no diodo D_o (5 A/div)
Fonte: autoria própria

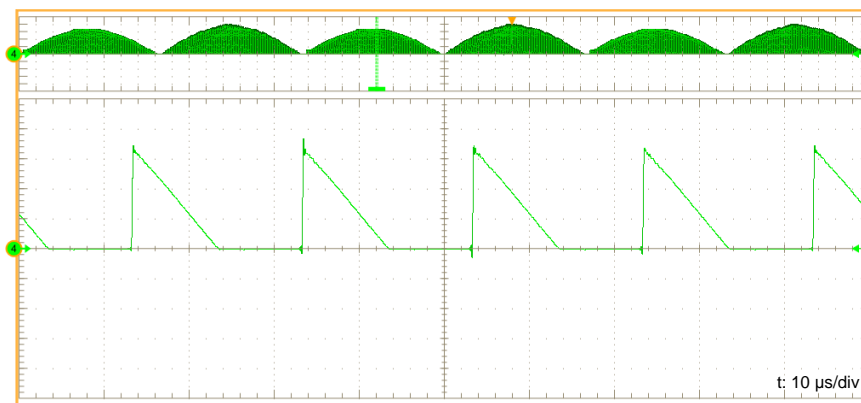


Figura 5.70 – Corrente no diodo D_o (5 A/div) em alta frequência
Fonte: autoria própria

Por meio da figura 5.71, são apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente de saída. O valor médio da tensão de saída é de 200,1 V enquanto que o valor médio da corrente de saída é de 2,4 A, processando aproximadamente 480 W de potência.

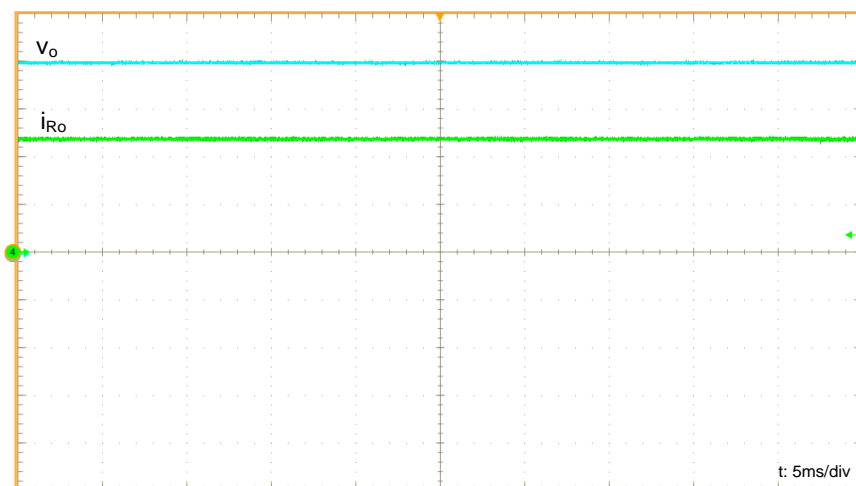


Figura 5.71 – Tensão (50 V/div) e corrente (1 A/div) de saída
Fonte: autoria própria

5.7 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS RESULTADOS OBTIDOS COM AS DUAS MODULAÇÕES

Como já evidenciado, um dos objetivos do estudo do retificador monofásico consiste na realização de uma análise comparativa entre os resultados experimentais do conversor operando com modulação tradicional e com modulação alternativa. Tal análise é desenvolvida a partir dos dados expostos na tabela 5.4 e nas figuras 5.72, 5.73 e 5.74.

O gráfico da figura 5.72 apresenta as curvas de rendimento com as duas modulações. O gráfico da figura 5.73 apresenta as curvas de THD em função da potência de saída para as duas modulações. Por fim, o gráfico da figura 5.74 expõe a variação do fator de potência de acordo com a variação da potência de saída. Na tabela 5.4 são apresentados os esforços de corrente e tensão dos principais elementos das referidas topologias. Primeiramente são mostrados os valores calculados, em seguida os resultados obtidos por simulação, e, por fim os resultados obtidos experimentalmente.

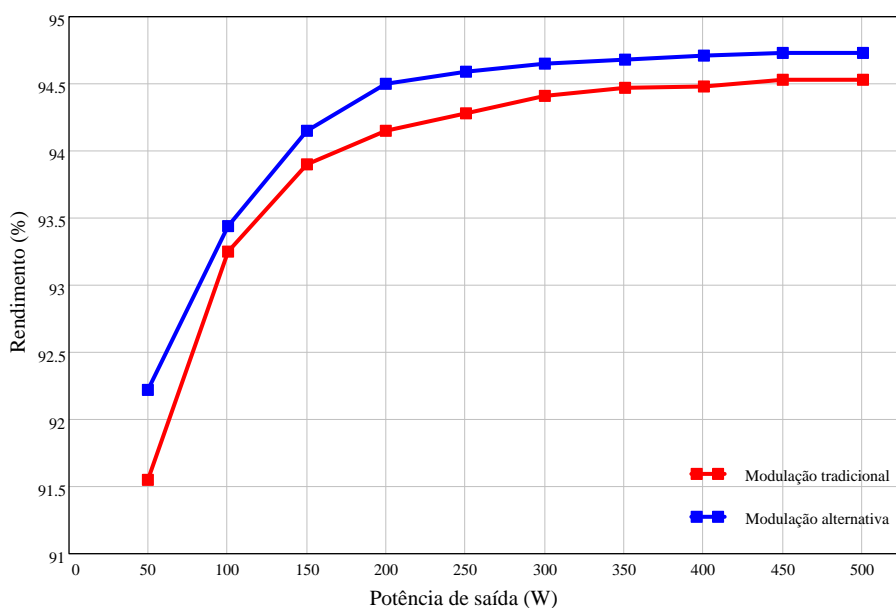


Figura 5.72 – Variação de rendimento de acordo com a potência de saída
Fonte: autoria própria

Observa-se na figura 5.72 que, para a modulação alternativa, o rendimento foi levemente melhor. A melhora no rendimento foi pequena devido às boas características do diodo interno do transistor. Para transistores com diodos de qualidade inferiores, o aumento do rendimento seria mais acentuado. Destaca-se que com ambas as modulações, os retificadores operam no modo de condução descontínuo, com comutação dissipativa e sem circuitos de ajuda à comutação.

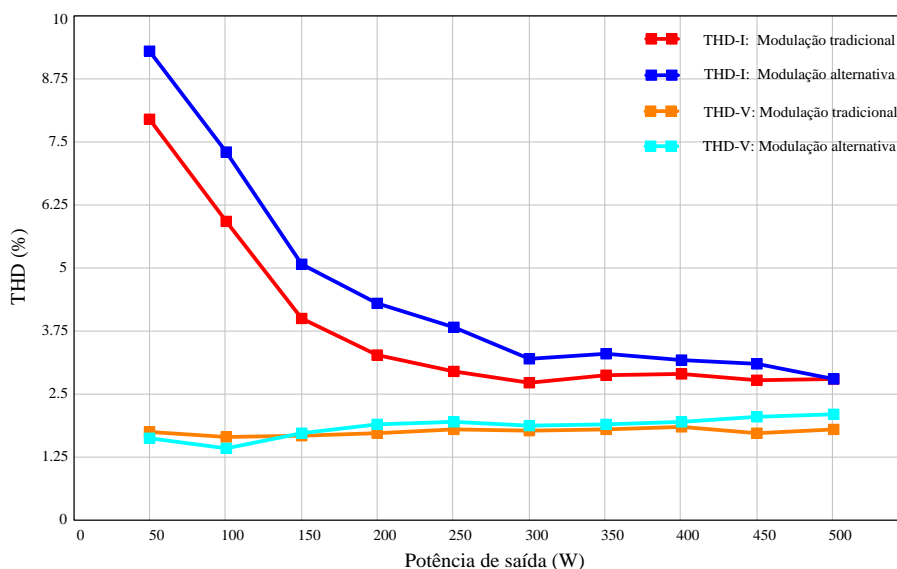


Figura 5.73 – Variação das THDs de corrente e tensão de acordo com a potência de saída
Fonte: autoria própria

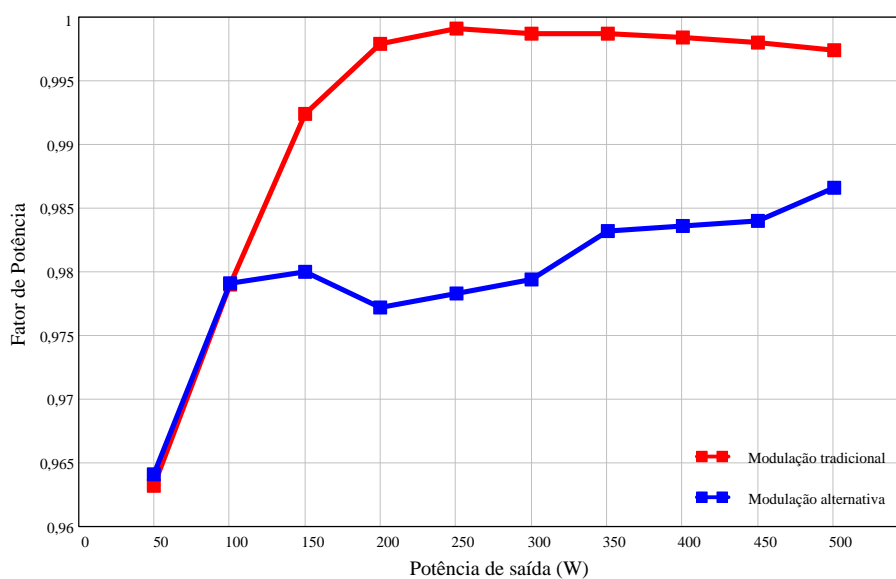


Figura 5.74 – Variação do fator de potência de acordo com a potência de saída
Fonte: autoria própria

Na figura 5.73 observa-se que o retificador quando opera com a modulação tradicional, apresenta uma corrente de entrada com menor taxa de distorção harmônica em praticamente toda faixa de operação; através da figura 5.74 nota-se um fator de potência maior em toda a faixa de operação também para a modulação tradicional. Esses fatos se justificam devido ao comando não estar exatamente sincronizado com a rede elétrica, havendo pequenos atrasos. Atrasos estes que não comprometem o funcionamento do conversor, porém prejudicam tanto na THD quanto no fator de potência. Os prejuízos podem ser constatados em simulação, com um atraso de 5° no sincronismo, os níveis de THD da corrente de entrada

foram de 3 % para 3,6 %. Tal problema poderia ser solucionado com circuitos de sincronismo mais precisos, como por exemplo, a utilização de um *PLL (Phase Locked Loop)*. Por fim, percebe-se também que para realizar um acionamento analógico dos transistores, a modulação alternativa emprega um número maior de componentes, elevando o custo dessa implementação.

Tabela 5.4 – Esforços de tensão e corrente

GRANDEZAS	RESULTADOS			
	Teórico	Simulado	Modulação Tradicional	Modulação Alternativa
Corrente máxima no indutor L_i	3,393 A	3,402 A	3,4 A	3,45 A
Corrente eficaz no indutor L_i	2,274 A	2,275 A	2,29 A	2,272 A
Corrente máxima no indutor L_o	14,981 A	14,9 A	15,76 A	15,71 A
Corrente média no indutor L_o	2,5 A	2,51 A	2,44 A	2,35 A
Corrente eficaz no indutor L_o	5,124 A	5,142 A	5,15 A	5,144 A
Tensão máxima nas chaves	511 V	510,65 V	529,6 V	523,9 V
Corrente máxima nas chaves	18,374 A	18,271 A	19 A	18,4 A
Corrente média nas chaves	1,024 A	1,029 A	1,04 A	1,026 A
Corrente eficaz nas chaves	4,147 A	4,146 A	4,2 A	4,155 A
Tensão máxima no diodo D_o	511 V	523,9 V	562,88 V	562,1 V
Corrente máxima no diodo D_o	18,374 A	18,14 A	19,7 A	22,8 A
Corrente média no diodo D_o	2,5 A	2,5 A	2,404 A	2,286 A
Corrente eficaz no diodo D_o	5,098 A	5,069 A	5,109 A	4,99 A

Fonte: autoria própria

A partir dos dados contidos na tabela acima, pode-se constatar que os resultados obtidos através do equacionamento, os resultados obtidos via simulação numérica e os resultados experimentais convergem. Também por meio da tabela 5.4, verifica-se que os esforços de corrente e de tensão que os indutores, capacitores e diodos são submetidos são praticamente iguais com as duas modulações.

Com base nos dados apresentados na tabela 5.4, pode-se concluir também que os resultados teóricos, simulados e experimentais são muito semelhantes. Desta forma, pode-se afirmar que as análises, equacionamento e projeto desenvolvidos para o conversor são válidos.

5.8 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram projetados o conversor e o controlador deste. Com o conversor projetado, foi realizada uma simulação em *software*, a fim de validar as análises teóricas. Validando as análises e também o projeto, partiu-se para a construção do protótipo, e então foram apresentados os resultados para o conversor operando com as duas modulações.

O conversor operando com a modulação alternativa apresentou um rendimento superior, mesmo que minimamente, já que diminui as perdas por condução. A desvantagem fica por conta da utilização de um número maior de componentes. Esta modulação pode apresentar resultados mais expressivos quando se utiliza um interruptor onde o diodo intrínseco apresenta maiores quedas de tensão.

Já para THD e FP, a modulação alternativa apresentou resultados piores que a modulação tradicional, devido aos pequenos atrasos na sincronização com a rede elétrica, que causam leves distorções na corrente de entrada. Esse fato pode ser solucionado utilizando um sincronismo mais preciso, como um PLL.

6 RETIFICADOR TRIFÁSICO BRIDGELESS SEPIC PFC MCD

O estudo da topologia *bridgeless* SEPIC, abordada neste trabalho, pode ser estendido para uma versão com entrada trifásica, entregando uma potência três vezes maior à carga, para as mesmas especificações que a versão monofásica. A versão trifásica traz também as vantagens já vistas para o conversor monofásico:

- Em MCD, o conversor opera como um seguidor de tensão, logo a corrente de entrada segue naturalmente a tensão de entrada, sem a necessidade de uma malha de controle de corrente (TIBOLA; BARBI, 2011);
- Único estágio de conversão de energia;
- A ondulação da corrente de entrada é definida no projeto, ajudando a determinar os valores dos componentes magnéticos (MAHDAVI; FARZANEHFARD, 2011).

Dessa forma, este capítulo tem por finalidade apresentar as formas de onda, as etapas de operação, o equacionamento e a modelagem matemática referente ao retificador trifásico *bridgeless* SEPIC MCD, apresentado na figura 6.1.

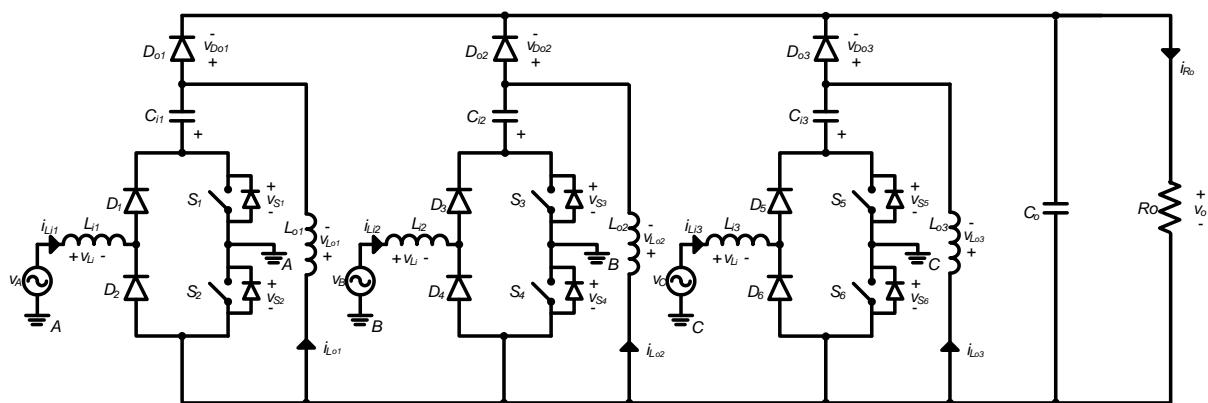


Figura 6.1 – Retificador trifásico *bridgeless* SEPIC
Fonte: autoria própria

Nesta estrutura trifásica, cada fase pode ser dimensionada de forma independente, já que necessita de um sistema trifásico a seis fios, ou seja, com enrolamentos em aberto. As tensões de entrada são senoidais e estão defasadas 120° entre si, como pode ser visto na figura 6.2.

Após os resultados obtidos com as duas modulações experimentadas para o retificador monofásico, optou-se utilizar apenas a modulação PWM tradicional para a versão trifásica.

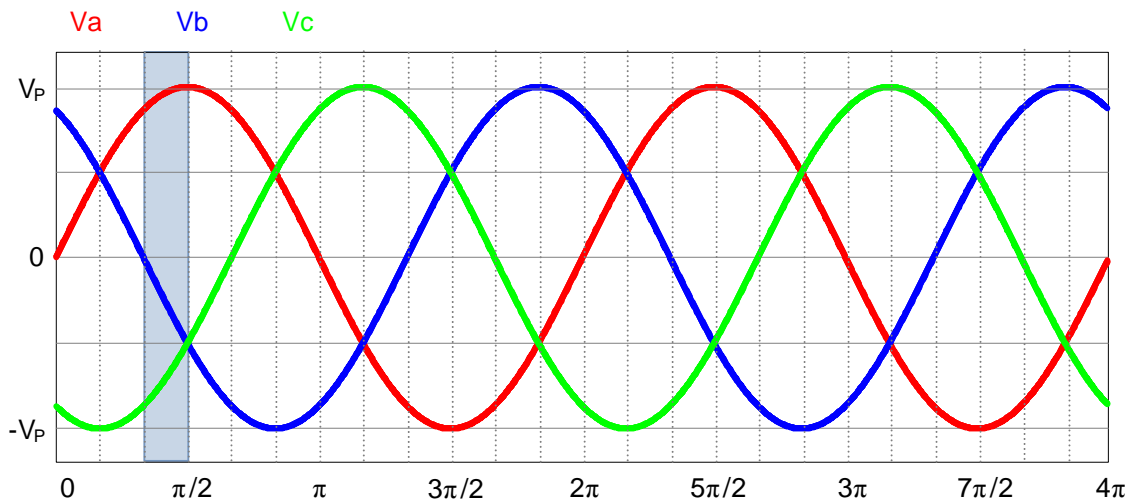


Figura 6.2 – Tensões de entrada trifásicas
Fonte: autoria própria

6.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO

O retificador trifásico *bridgeless* SEPIC modulado com a forma tradicional do PWM, apresenta o mesmo pulso de comando enviado simultaneamente para todos os transistores. O conversor operando em MCD e com essa modulação irá apresentar cinco etapas de operação em cada troca de semiciclo de alguma das três tensões de entrada.

As etapas de operação que serão descritas são válidas para o instante de tempo entre 60° e 90° , que é a região destacada na figura 6.2. Nota-se que nesse instante a tensão V_A está no semiciclo positivo e as tensões V_B e V_C , no semiciclo negativo. O módulo da tensão na fase A é a maior e o módulo da tensão na fase B é o menor nesse intervalo.

6.1.1 Primeira Etapa

Durante a primeira etapa de operação, os transistores são comandados a conduzir, e os diodos de saída permanecem bloqueados. O circuito equivalente à primeira etapa de operação pode ser visualizado na figura 6.3.

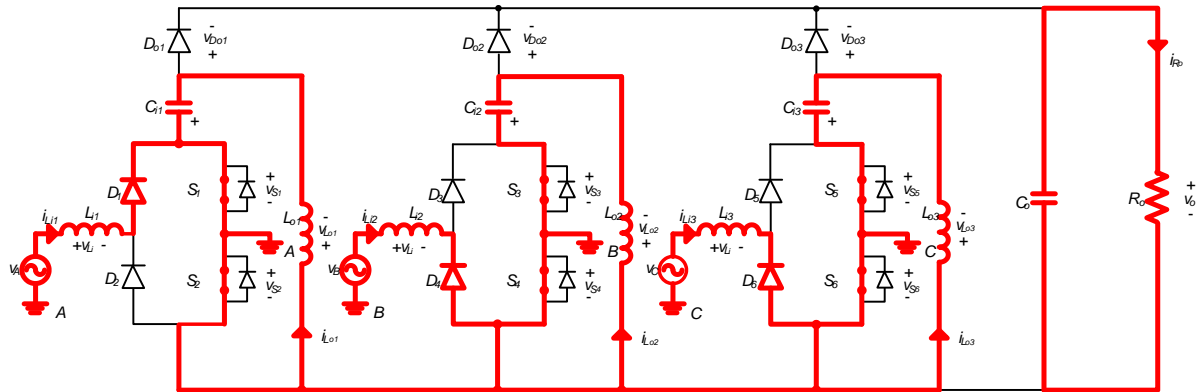


Figura 6.3 – Circuito equivalente à primeira etapa
Fonte: autoria própria

As correntes nos indutores crescem segundo as equações (6.1), (6.2), (6.3), (6.4), (6.5) e (6.6). A carga R_o é alimentada pelo capacitor C_o .

$$i_{Li1}(t) = \frac{V_a}{L_{i1}} t + i_{Li1_{\min}} \quad (6.1)$$

$$i_{Li2}(t) = \frac{V_b}{L_{i2}} t + i_{Li2_{\min}} \quad (6.2)$$

$$i_{Li3}(t) = \frac{V_c}{L_{i3}} t + i_{Li3_{\min}} \quad (6.3)$$

$$i_{Lo1}(t) = \frac{V_a}{L_{o1}} t + i_{Lo1_{\min}} \quad (6.4)$$

$$i_{Lo2}(t) = \frac{V_b}{L_{o2}} t + i_{Lo2_{\min}} \quad (6.5)$$

$$i_{Lo3}(t) = \frac{V_c}{L_{o3}} t + i_{Lo3_{\min}} \quad (6.6)$$

6.1.2 Segunda etapa

A segunda etapa de operação se inicia quando os transistores são comandados a bloquear. Neste momento os diodos de saída entram em condução, fazendo com que a energia armazenada nos indutores seja transferida para o capacitor C_o e para a carga R_o . O circuito equivalente do retificador referente à segunda etapa pode ser visualizado na figura 6.4.

As correntes dos indutores decrescem segundo as relações (6.7), (6.8), (6.9), (6.10), (6.11) e (6.12).

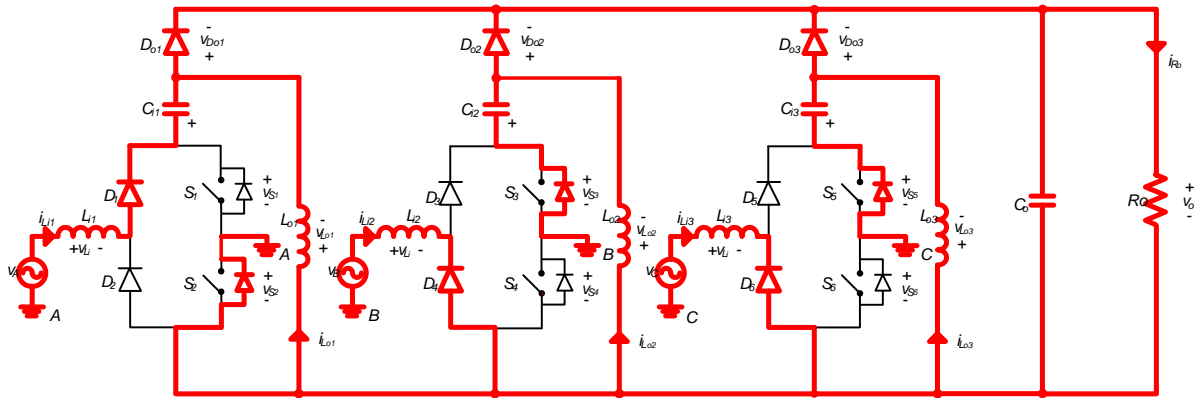


Figura 6.4 – Circuito equivalente à segunda etapa
Fonte: autoria própria

$$i_{Li1}(t) = -\frac{V_o}{L_{i1}}t + i_{Li1máx} \quad (6.7)$$

$$i_{Li2}(t) = -\frac{V_o}{L_{i2}}t + i_{Li2máx} \quad (6.8)$$

$$i_{Li3}(t) = -\frac{V_o}{L_{i3}}t + i_{Li3máx} \quad (6.9)$$

$$i_{Lo1}(t) = -\frac{V_o}{L_{o1}}t + i_{Lo1máx} \quad (6.10)$$

$$i_{Lo2}(t) = -\frac{V_o}{L_{o2}}t + i_{Lo2máx} \quad (6.11)$$

$$i_{Lo3}(t) = -\frac{V_o}{L_{o3}}t + i_{Lo3máx} \quad (6.12)$$

6.1.3 Terceira etapa

Como os módulos das tensões senoidais de entrada são distintos em cada instante de tempo, a energia armazenada nos elementos passivos de cada fase também será diferente neste determinado momento. Dessa forma, o fim do processo de transferência da energia armazenada nos indutores de cada fase ocorrerá em tempos diferentes. Em outras palavras, uma fase deixará de transferir energia antes que as outras fases e assim sucessivamente, até todos os diodos de saídas acabarem bloqueando. A fase B, será a primeira fase a deixar de transferir energia para a carga R_o , no momento em que o módulo da corrente no indutor L_{i2} for igual ao módulo da corrente no indutor L_{o2} . Sendo assim, o diodo D_{o2} será o primeiro a

bloquear, iniciando desta forma a terceira etapa de operação. Na figura 6.5 é apresentado o circuito equivalente à terceira etapa de operação.

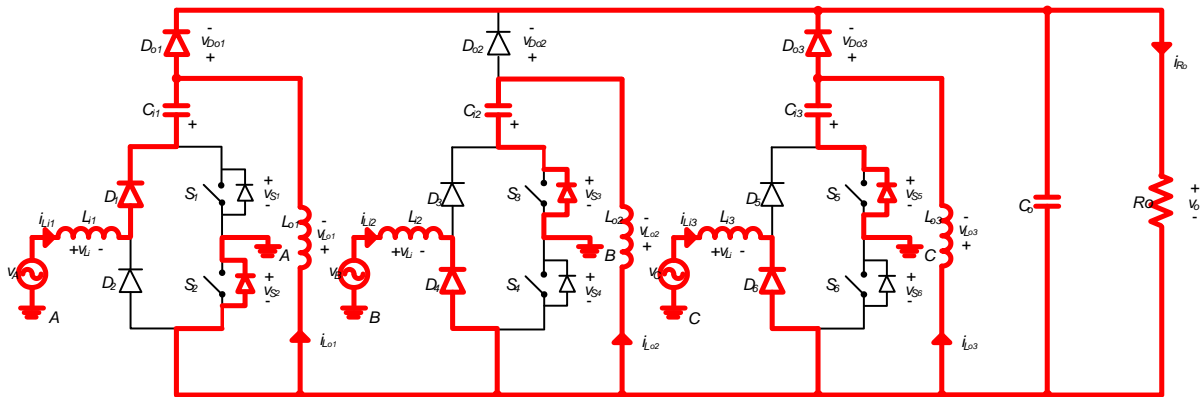


Figura 6.5 – Circuito equivalente à terceira etapa
Fonte: autoria própria

6.1.4 Quarta etapa

A quarta etapa de operação se inicia no momento em que o módulo da corrente no indutor L_{i3} se iguala ao módulo da corrente no indutor L_{o3} . Dessa forma, o diodo D_{o3} bloqueia. Com isso, a fase C deixa de transferir energia à carga R_o . A figura 6.6 ilustra a quarta etapa de operação.

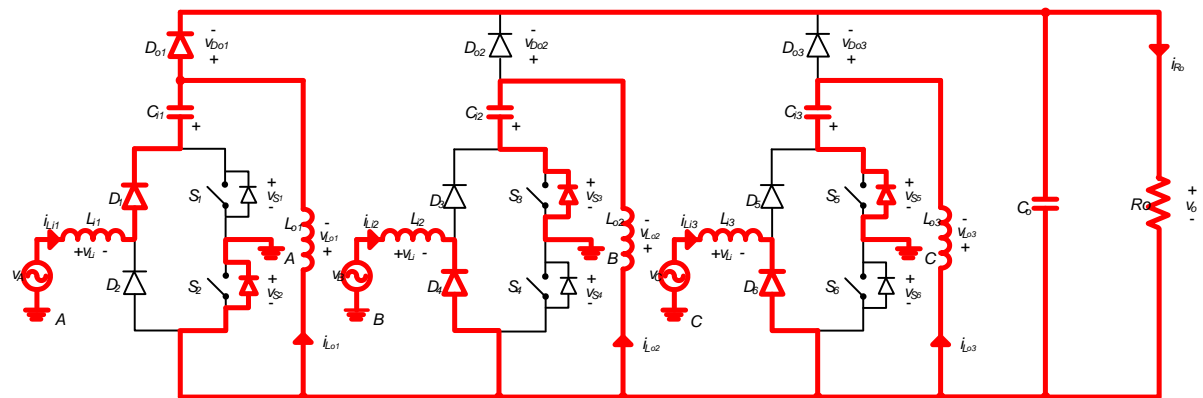


Figura 6.6 – Circuito equivalente à quarta etapa
Fonte: autoria própria

6.1.5 Quinta etapa

A quinta etapa de operação se inicia no momento em que o módulo da corrente no indutor L_{i1} se iguala ao módulo da corrente no indutor L_{o1} , bloqueando o diodo D_{o1} . Neste

momento a fase A deixa de transferir energia à carga. Nesta etapa a carga R_o passa a ser alimentada pelo capacitor C_o . Na figura 6.7 pode ser visualizado o circuito equivalente à quinta etapa. Esta etapa caracteriza a descontinuidade do conversor.

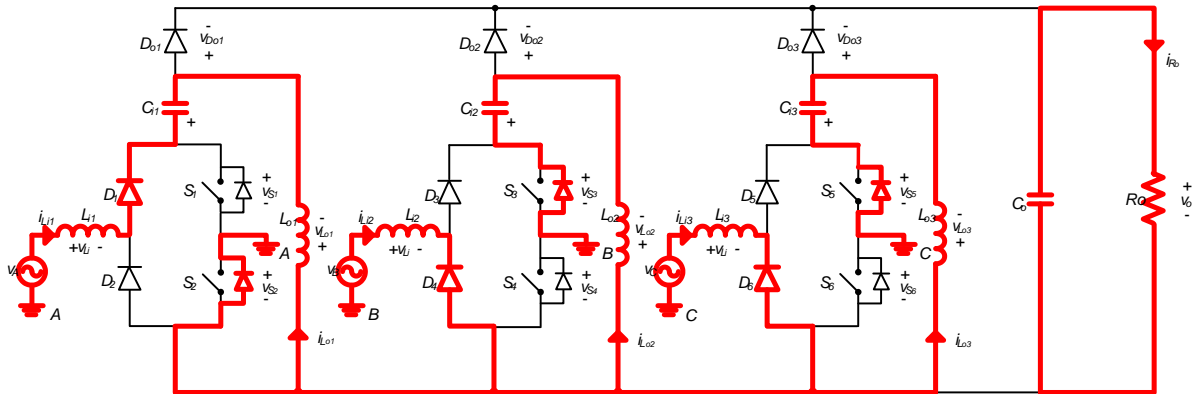


Figura 6.7 – Circuito equivalente à quinta etapa
Fonte: autoria própria

6.2 FORMAS DE ONDA

Com base nas etapas de operação no modo de condução descontínua, visto na seção 7.1, para o período entre 60° e 90° , as principais formas de onda de tensão e corrente podem ser visualizadas nas figuras 6.8 e 6.9, respectivamente.

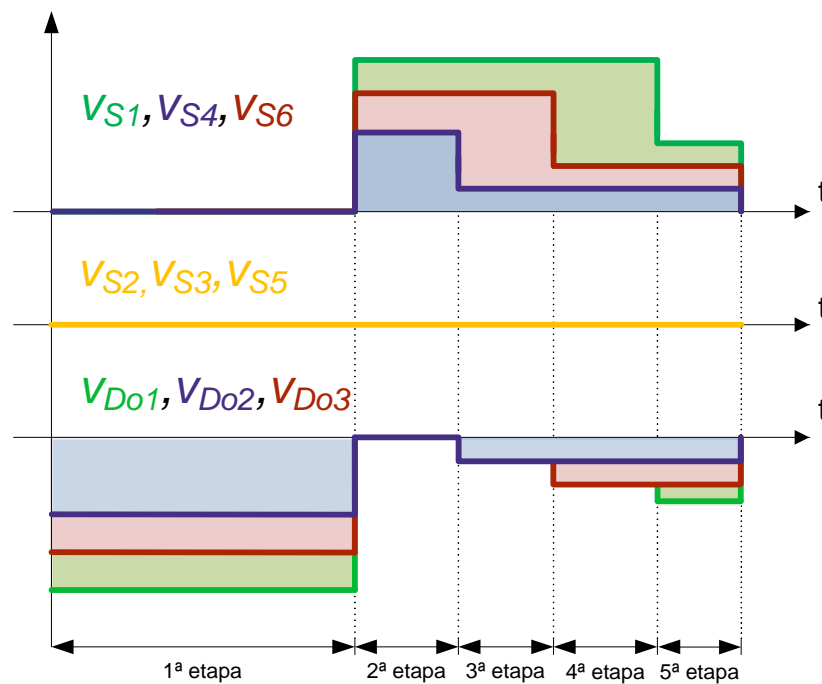


Figura 6.8 – Formas de onda para as tensões nos semicondutores
Fonte: autoria própria

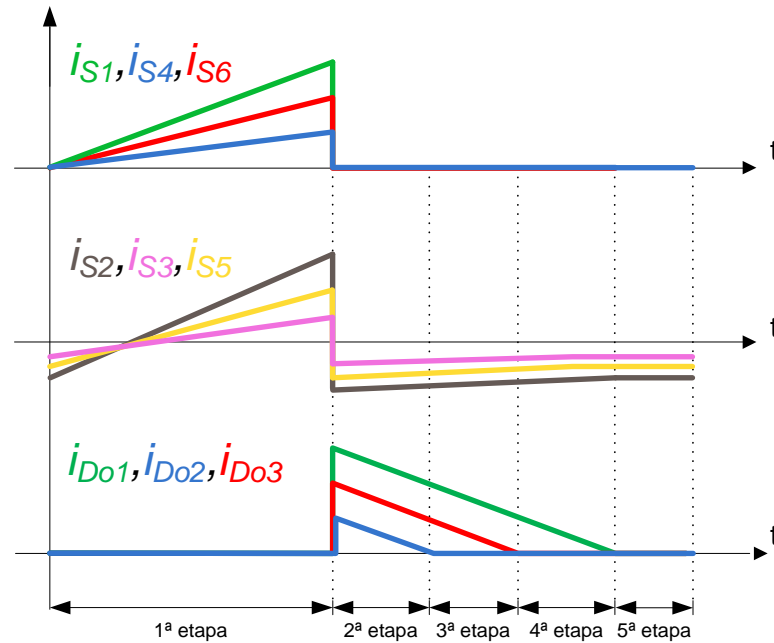


Figura 6.9 – Formas de onda para as correntes nos semicondutores
Fonte: autoria própria

6.3 EQUACIONAMENTO

O retificador trifásico proposto é constituído pela associação de três retificadores monofásicos, onde cada fase processa um terço da potência de saída; sendo assim, é possível equacionar cada fase de forma independente. Logo, o equacionamento desenvolvido para o retificador monofásico pode ser estendido e utilizado para realizar o dimensionamento dos elementos que compõem a estrutura trifásica.

Como agora são três fases entregando potência à carga, para os mesmos componentes que compõem uma estrutura monofásica, a potência na carga é triplicada. Dessa forma as equações de saída diferem das equações para a versão monofásica. O valor médio da corrente de saída é definido como a soma dos valores médios das correntes de saída de cada fase, algebricamente apresentado em (6.13).

$$I_o = I_{oA} + I_{oB} + I_{oC} \quad (6.13)$$

O valor médio da corrente de saída em cada fase pode ser calculado utilizando a expressão (4.34). Adaptando para a versão trifásica, é obtida a expressão para cálculo da corrente na carga, vista em (6.14).

$$I_o = \frac{3D^2V_p^2(L_{i1} + L_{o1})}{4V_oL_{i1}L_{o1}f_s} \quad (6.14)$$

Os valores da resistência mínima e razão cíclica máxima que garantem o funcionamento do conversor trifásico em modo de condução descontínua podem ser obtidos por meio das expressões (6.15) e (6.16), respectivamente. R_A é a resistência fictícia da fase A e pode ser calculada pela expressão (6.17).

$$R_{A_{\min}} = \frac{4L_{i1}L_{o1}f_s}{(L_{i1} + L_{o1})(1-D)^2} \quad (6.15)$$

$$D_{\max} = 1 - 2\sqrt{\frac{L_{i1}L_{o1}f_s}{R_A(L_{i1} + L_{o1})}} \quad (6.16)$$

$$R_A = \frac{3V_o^2}{P_o} \quad (6.17)$$

6.4 METODOLOGIA DE PROJETO

Depois da análise teórica, constituída do estudo das formas de onda, etapas de operação e equacionamento, parte-se para a etapa de projeto e dimensionamento dos componentes. Da mesma forma que para o conversor monofásico, parte-se de uma lista de especificações.

6.4.1 Especificações de Projeto

Da mesma forma que para o retificador monofásico, a metodologia de projeto é desenvolvida a partir de uma lista de especificações. As especificações para o conversor trifásico são apresentadas na tabela 6.1.

A partir das especificações, são calculados os valores dos elementos que atendem as necessidades do projeto.

Tabela 6.1 – Especificações de projeto para o retificador trifásico

Especificação	Símbolo	Valores
Tensão de entrada	V_p	127 V
Tensão de saída	V_o	250 V
Potência de saída	P_o	1500 W
Frequência de comutação	f_s	25 kHz
Razão cíclica	D	0,45
Tempo de <i>hold-up</i>	t_{hold}	8 ms
Ondulação de tensão no capacitor C_i	ΔV_{C_i}	30 %
Ondulação de corrente no indutor L_i	ΔI_{L_i}	10 %

Fonte: autoria própria

6.4.2 Dimensionamento dos Componentes

a) Resistência de carga

Para determinar o valor da resistência de carga, utiliza-se a equação (6.18).

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (6.18)$$

b) Resistência fictícia de cada fase

A resistência fictícia de cada fase deve ser calculada para ser possível dimensionar os outros elementos. Este valor pode ser obtido pela equação (6.17).

c) Indutores

O dimensionamento dos indutores é feito com base nas equações (6.19) e (6.20). Utiliza-se a expressão (6.19) para determinar o valor da indutância de entrada. O indutor L_o é dimensionado a partir da expressão (6.20).

$$L_i = \frac{V_p D}{\Delta i_{L_i} f_s} \quad (6.19)$$

$$L_o = \frac{L_i R_A V_P^2 D^2}{4L_i V_o^2 f_s - R_A V_P^2 D^2} \quad (6.20)$$

d) Capacitores

Para o capacitor C_i é utilizado o critério de ondulação de tensão, utilizando-se a equação (6.21), com base em Tibola (2013).

$$C_i = \frac{D^2 V_P [D(V_P L_o - V_o L_i) + 2V_o L_i]^2}{8V_o^2 L_i^2 L_o \Delta V_{C_i} f_s^2} \quad (6.21)$$

O capacitor C_o é dimensionado com base no critério de *hold-up-time* através da expressão (6.22).

$$C_o = \frac{2P_o t_{hold}}{V_o^2 - (0,9V_o)^2} \quad (6.22)$$

6.4.3 Valores das grandezas projetadas

Após realizar todas as etapas de projeto, as grandezas obtidas são expostas na tabela 6.2.

Tabela 6.2 – Grandezas projetadas para o retificador trifásico

Grandeza	Símbolo	Valores
Resistência de carga	R_o	41,667 Ω
Indutância de entrada	L_i	2,916 mH
Indutância de saída	L_o	67,12 μ H
Capacitância SEPIC	C_i	4,865 μ F
Capacitância de saída	C_o	4,042 mF

Fonte: autoria própria

O valor mínimo de resistência deveria ser de 21,689 Ω e a razão cíclica máxima é de 0,771 para que o conversor garanta seu funcionamento em modo de condução descontínua. Desta forma as grandezas projetadas cumprem as exigências para o funcionamento em MCD do conversor.

Na figura 6.10 é apresentado o gráfico de ganho estático pela razão cíclica para o retificador projetado, destacando a região de operação deste conversor.

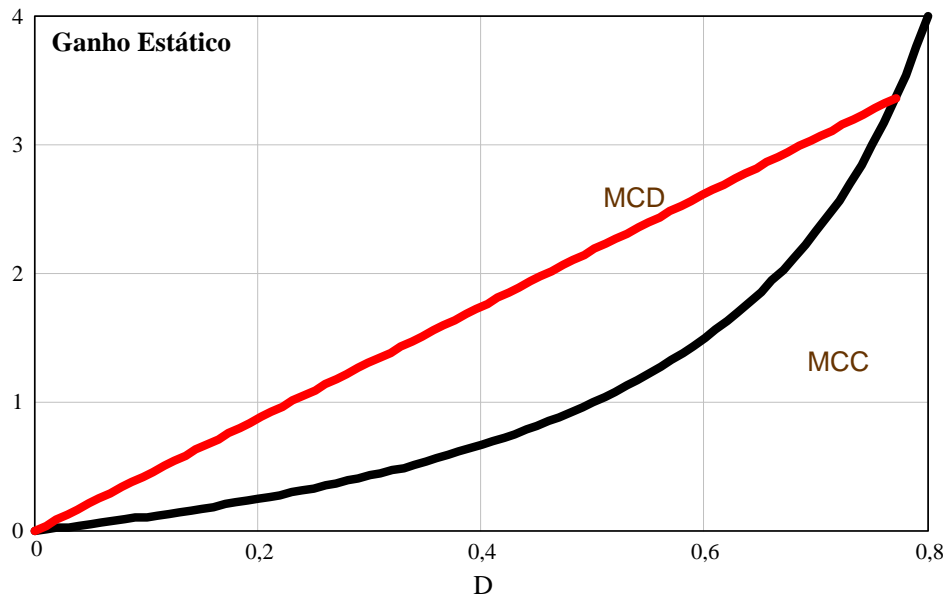


Figura 6.10 – Ganho estático para o conversor projetado
Fonte: autoria própria

6.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos em simulação. Tais resultados comprovam a análise teórica do conversor e validam o equacionamento e o dimensionamento dos componentes. Os resultados apresentados são obtidos simulando o conversor idealizado.

Na figura 6.11 são apresentadas as correntes nos indutores de entrada de cada fase.

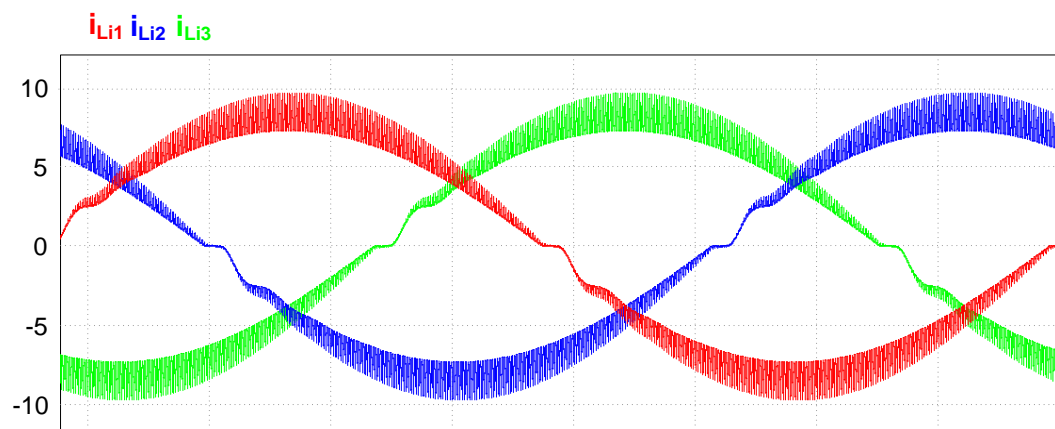


Figura 6.11 – Formas de onda das correntes nos indutores de entrada
Fonte: autoria própria

Na figura 6.11 que apresenta as correntes nos indutores L_i , é possível constatar o formato senoidal dessas formas de onda, além de apresentarem entre elas uma defasagem de 120° . O valor eficaz obtido em simulação foi de 5,6 A.

Na figura 6.12 são apresentadas as correntes nos indutores de saída. Da mesma forma que as correntes de entrada, estas também estão defasadas em 120° . Para estas correntes, o valor médio obtido foi de 2 A e o valor eficaz foi pouco maior que 8 A.

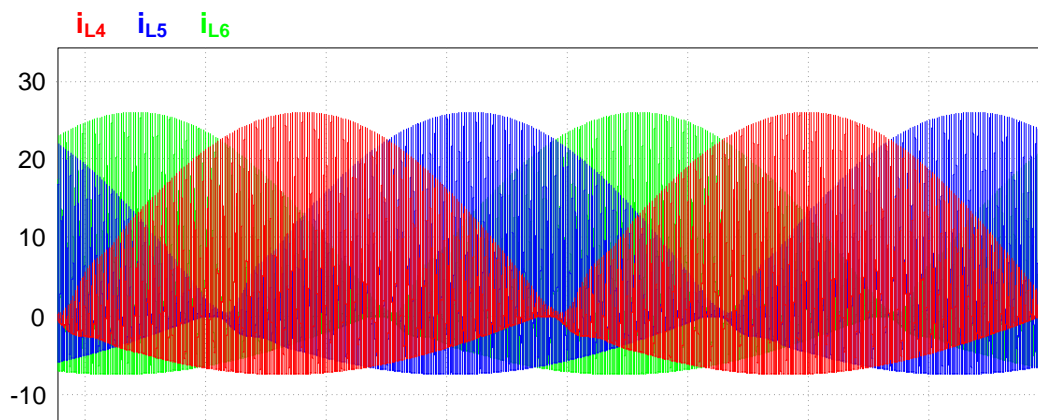


Figura 6.12 – Formas de onda das correntes nos indutores de saída
Fonte: autoria própria

As formas de onda para as tensões nos interruptores S_1 , S_4 e S_6 são apresentadas na figura 6.13; na figura 6.14 é a vez das chaves S_2 , S_3 e S_5 .

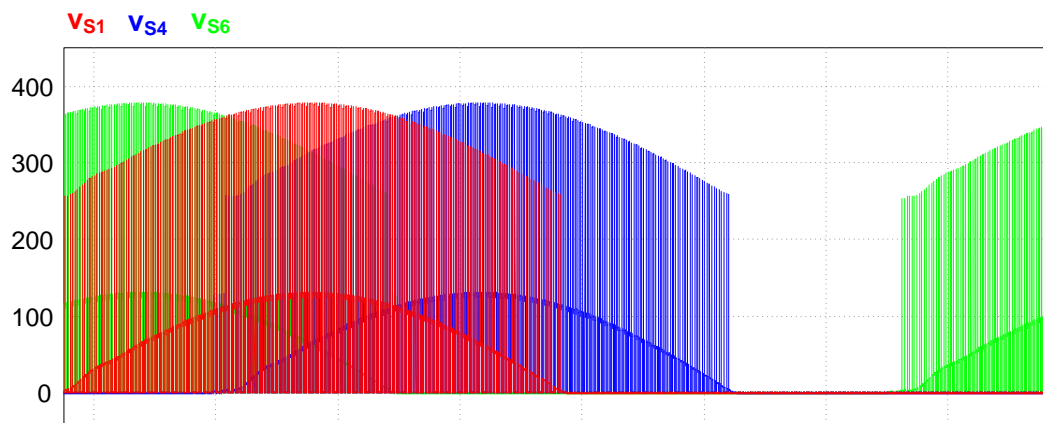


Figura 6.13 – Formas de onda das tensões nos interruptores S_1 , S_4 e S_6
Fonte: autoria própria

Nas figuras 6.13 e 6.14 pode-se perceber que, em cada transistor, durante um semiciclo há tensão, enquanto no outro a tensão é nula. Também é possível notar que para as duas chaves dispostas no mesmo braço (correspondentes a cada fase), o funcionamento entre elas é inverso: enquanto uma está comutando, a outra tem tensão zero, ou seja, há passagem de corrente ininterruptamente neste semiciclo. O valor máximo que essas tensões alcançaram na simulação foi de 377,4 V.

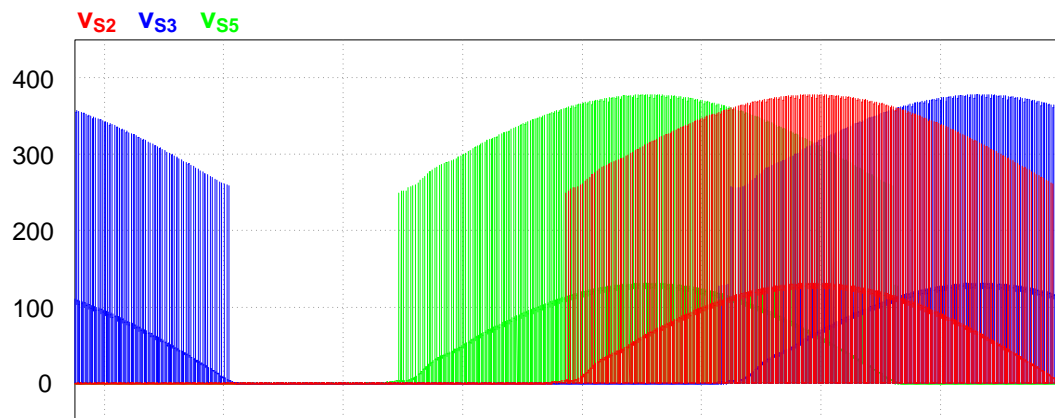


Figura 6.14 – Formas de onda das tensões nos interruptores S_2 , S_3 e S_5
 Fonte: autoria própria

Na figura 6.15 são ilustradas as formas de onda das tensões nos interruptores S_1 , S_4 e S_6 em alta frequência para o período entre 60° e 90° . Nesse período, os demais transistores possuem tensão nula.

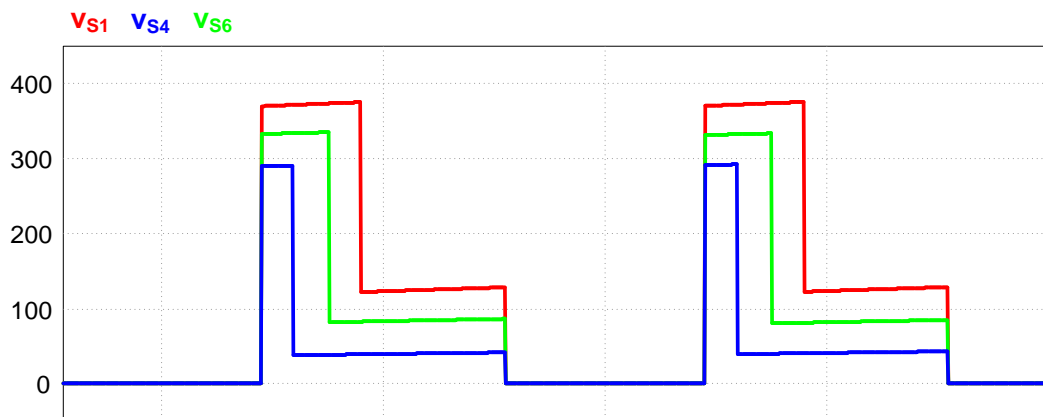


Figura 6.15 – Formas de onda das tensões nos interruptores S_1 , S_4 e S_6 em alta frequência
 Fonte: autoria própria

As correntes nos interruptores S_1 , S_4 e S_6 são ilustradas na figura 6.16.

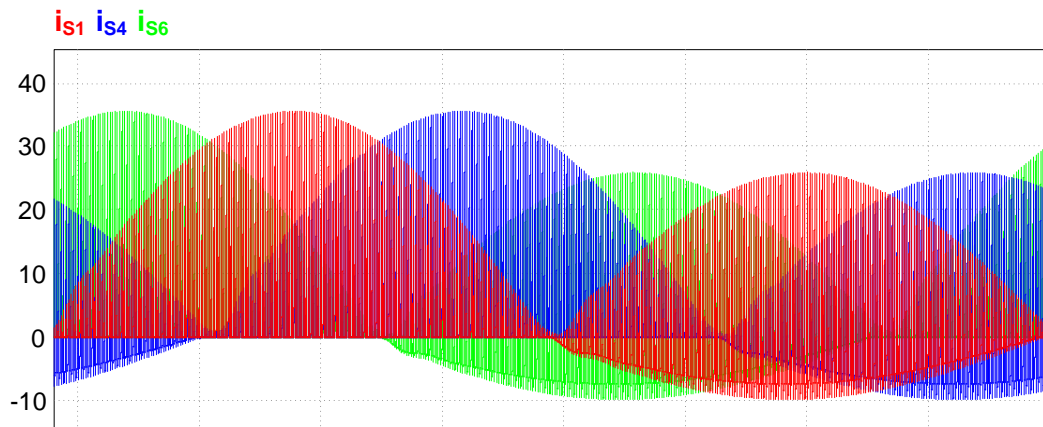


Figura 6.16 – Formas de onda das correntes nos interruptores S_1 , S_4 e S_6
 Fonte: autoria própria

Na figura 6.17 é a vez das correntes nos transistores S_2 , S_3 e S_5 serem apresentadas no mesmo intervalo de tempo utilizado para a figura 6.16.

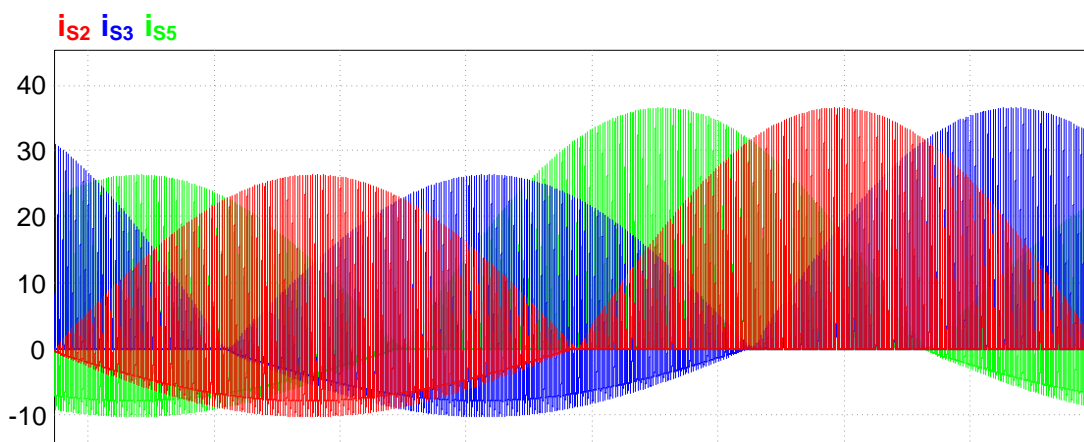


Figura 6.17 – Formas de onda das correntes nos interruptores S_2 , S_3 e S_5
Fonte: autoria própria

As formas de onda das correntes nos interruptores também podem ser visualizadas em alta frequência. Na figura 6.18 as correntes nos transistores S_1 , S_4 e S_6 são apresentadas para o período entre 60° e 90° , que é o período para o qual as etapas de operação são descritas, onde se pode visualizar a entrada em condução e o bloqueio dos transistores em questão.

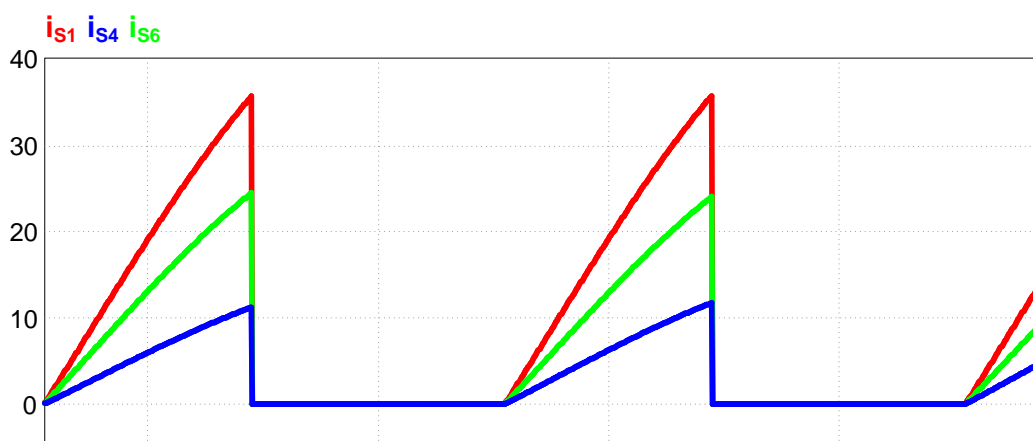


Figura 6.18 – Formas de onda das correntes nos interruptores S_1 , S_4 e S_6 em alta frequência
Fonte: autoria própria

Na figura 6.19 são mostradas em alta frequência as correntes nos interruptores S_2 , S_3 e S_5 . É possível perceber que este intervalo de tempo está no semiciclo onde sempre há circulação de corrente nestes transistores.

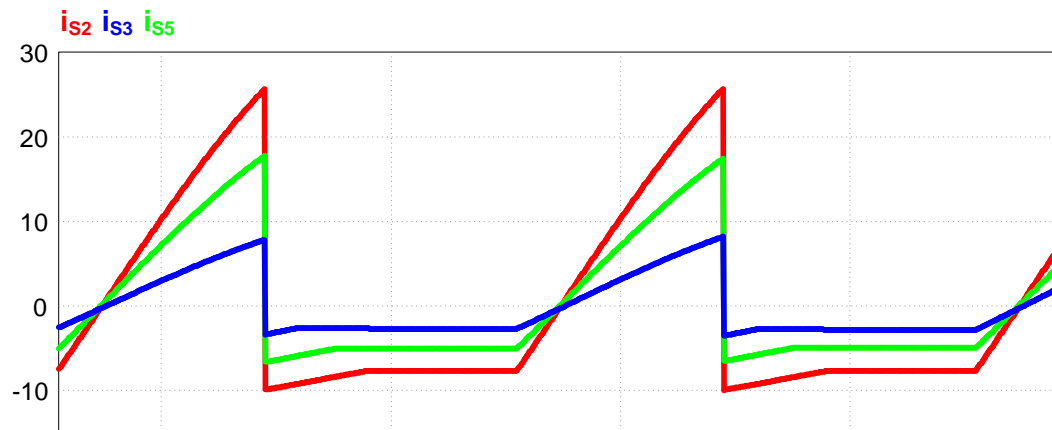


Figura 6.19 – Formas de onda das correntes nos interruptores S_2 , S_3 e S_5 em alta frequência
 Fonte: autoria própria

As figuras 6.20 e 6.21 apresentam as formas de onda para as tensões nos diodos D_{o1} , D_{o2} e D_{o3} , sendo esta última em alta frequência.

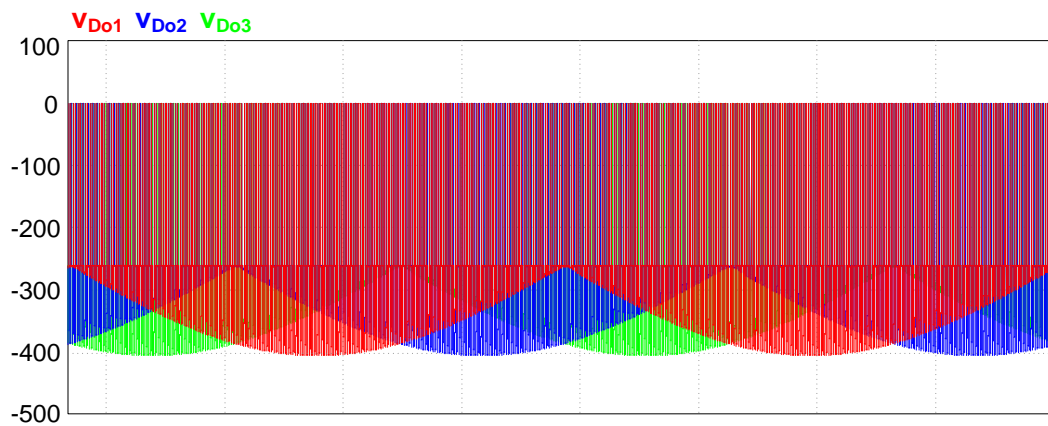


Figura 6.20 – Formas de onda das tensões nos diodos D_{o1} , D_{o2} e D_{o3}
 Fonte: autoria própria

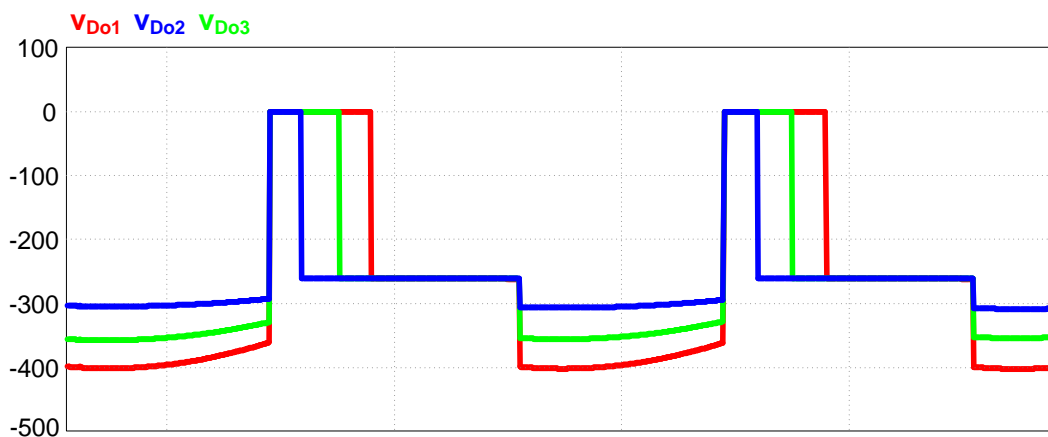


Figura 6.21 – Formas de onda das tensões nos diodos D_{o1} , D_{o2} e D_{o3} em alta frequência
 Fonte: autoria própria

Na figura 6.22 as formas de onda para as correntes nos diodos de saída podem ser visualizadas. Nota-se uma envoltória senoidal, com valores de picos de aproximadamente 35

A. Os valores médios simulados para estas correntes foram de 2 A, enquanto que os valores eficazes ficaram em aproximadamente 6,5 A.

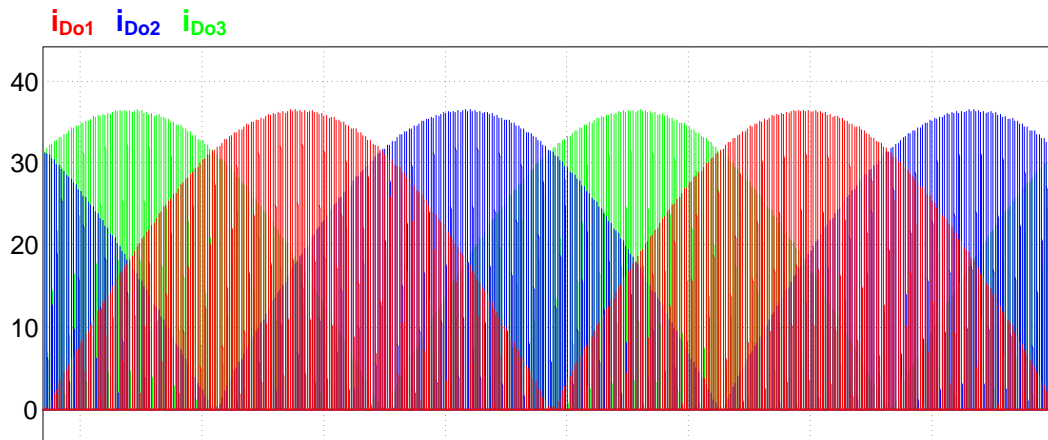


Figura 6.22 – Formas de onda das correntes nos diodos Do_1 , Do_2 e Do_3
Fonte: autoria própria

Seguindo a metodologia de apresentação das demais formas de onda, na figura 6.23 é possível observar as formas de onda das correntes em alta frequência.

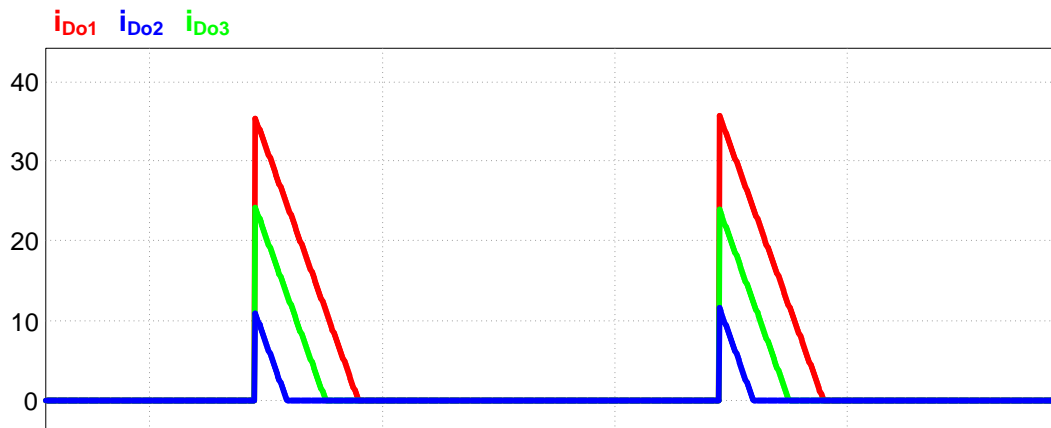


Figura 6.23 – Formas de onda das correntes nos diodos Do_1 , Do_2 e Do_3 em alta frequência
Fonte: autoria própria

Observando a corrente dos diodos de saída em alta frequência, pode-se constatar que de fato eles bloqueiam em instantes diferentes, de acordo com o módulo da tensão de entrada da respectiva fase, alterando dessa forma a sequência de qual diodo irá bloquear a cada mudança na desigualdade entre os módulos das tensões.

As tensões nos capacitores de entrada são apresentadas na figura 6.24. Na figura 6.25 a tensão sobre o capacitor C_{i1} pode ser visualizada em alta frequência. Observando a figura 6.25, nota-se uma ondulação no capacitor de aproximadamente 38 V, equivalente a 30 %, conforme especificado.

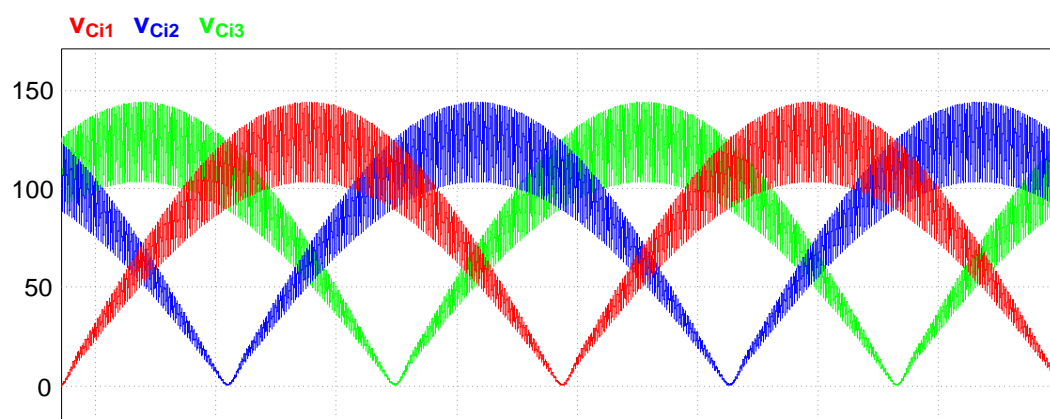


Figura 6.24 – Formas de onda das tensões nos capacitores C_{i1} , C_{i2} e C_{i3}
Fonte: autoria própria

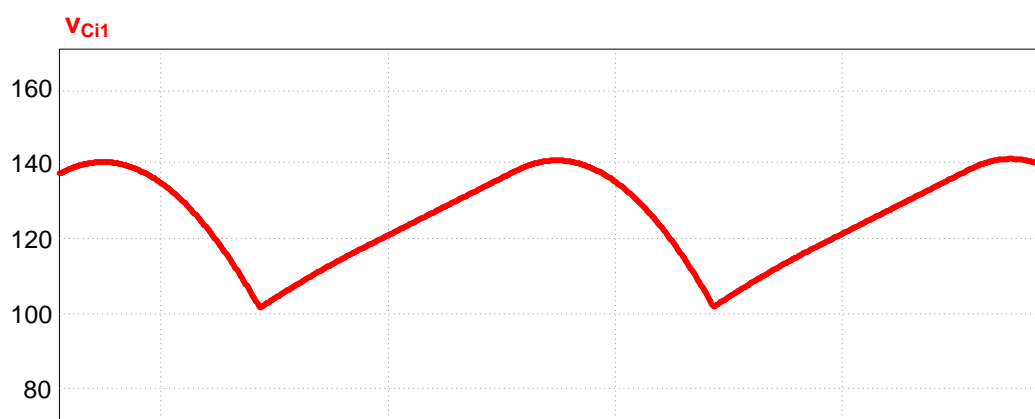


Figura 6.25 – Formas de onda da tensão no capacitor C_{i1} em alta frequência
Fonte: autoria própria

Restam serem apresentadas as formas de onda obtidas na saída do conversor *bridgeless* SEPIC trifásico abordado neste trabalho. Dessa forma, na figura 6.26 é mostrada a tensão obtida na carga. Por fim, na figura 6.27 é apresentada a forma de onda para a corrente na saída. Analisando os gráficos de tensão e corrente de saída e realizando o cálculo de potência, chega-se a um valor muito próximo do especificado, de 1500 W.

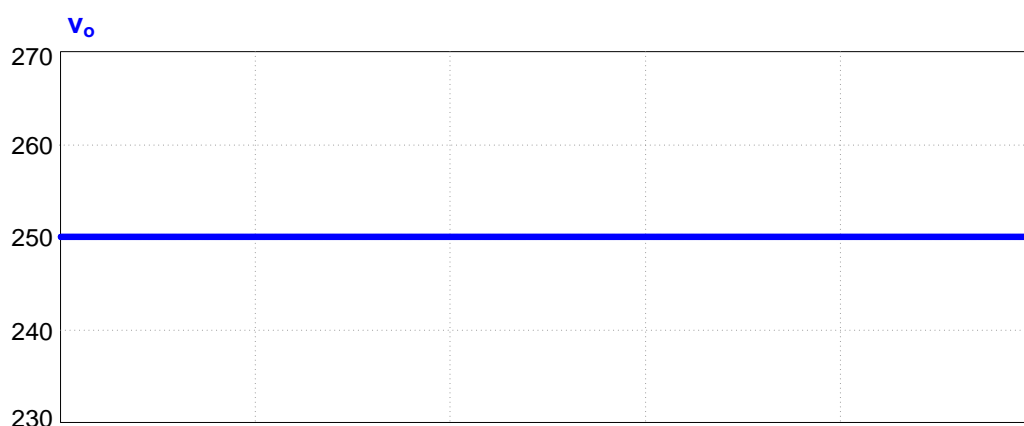


Figura 6.26 – Formas de onda da tensão na carga
Fonte: autoria própria

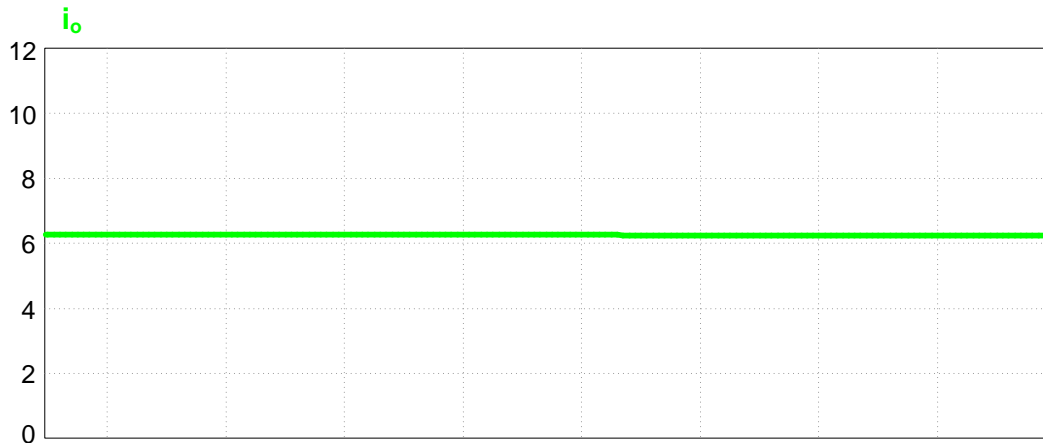


Figura 6.27 – Formas de onda da corrente na carga
Fonte: autoria própria

6.6 CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO TRIFÁSICO

Os componentes utilizados na construção do protótipo podem ser vistos na tabela

6.3.

Tabela 6.3 – Componentes utilizados no protótipo trifásico

Componente	Especificação
Indutores L_{i1} , L_{i2} e L_{i3}	Indutância: 2,916 mH Número de espiras: 144 Fio condutor: 16 AWG Núcleo: APH46P60
Indutores L_{o1} , L_{o2} e L_{o3}	Indutância: 67,12 μ H Número de espiras: 29 Fio condutor: 64x32 AWG Núcleo: EE 42/15 3C90
Transistores S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , S_5 e S_6	SPW47N60C3 (650 V / 47 A)
Diodo D_{o1} , D_{o2} e D_{o3}	MUR 860 (600 V / 8 A)
Diodos retificadores	1N5408 (1000 V / 3 A)
Capacitor C_{i1} , C_{i2} e C_{i3}	2 x 2,2 μ F / 250 V
Capacitor C_o	9 x 470 μ F / 400 V

Fonte: Autoria própria

Na figura 6.28 uma imagem do protótipo construído pode ser visualizada.

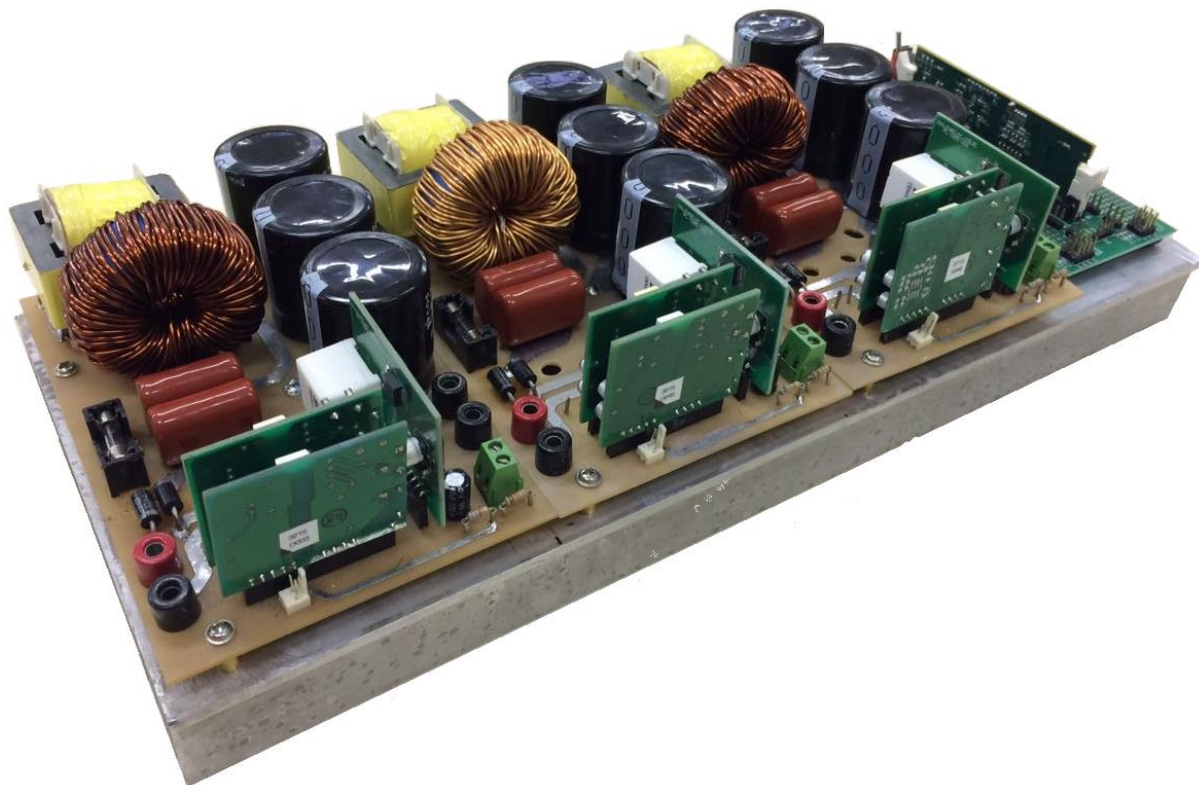


Figura 6.28 – Protótipo do retificador trifásico *bridgeless* SEPIC
Fonte: autoria própria

6.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Após a montagem do protótipo, pode-se realizar a aquisição das formas de onda de tensão e corrente, a fim de comprovar as análises teóricas e os resultados obtidos em simulação computacional. Os resultados que serão apresentados foram obtidos com o conversor operando com todas as condições nominais, ou seja, com 90 V eficaz na tensão de entrada, 250 V de tensão de saída, para uma potência de saída de 1,5 kW.

Na figura 6.29 são apresentadas as correntes de entrada. Nesta figura é possível visualizar que estas correntes, assim como as tensões de entrada, possuem uma defasagem de 120° entre si; também nota-se que apresentam um comportamento puramente senoidal, e logo obtendo baixos valores de componentes harmônicas.

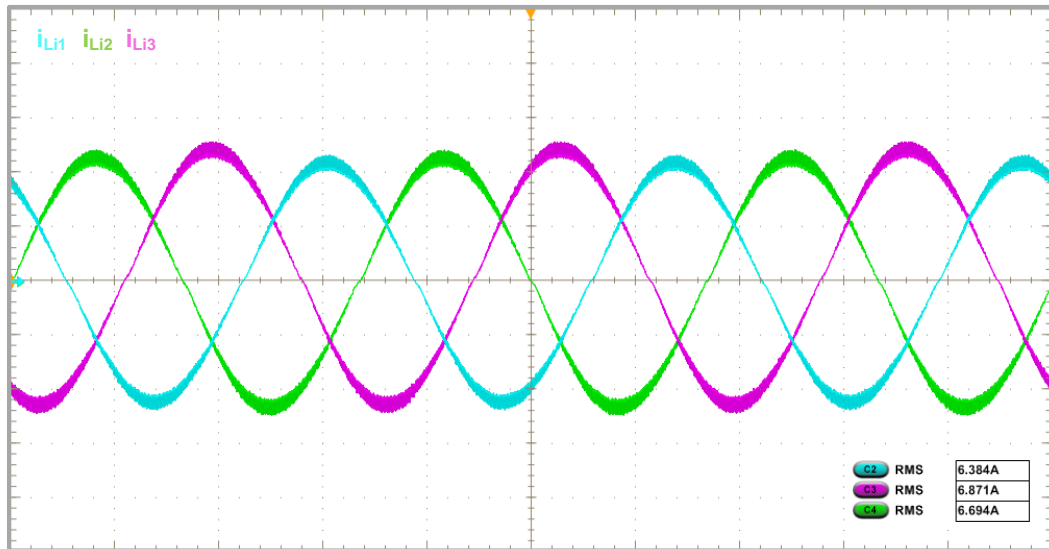


Figura 6.29 – Correntes de entrada (4 A/div)
Fonte: autoria própria

Na figura 6.30 as correntes de entrada são mostradas em alta frequência, onde se pode visualizar a corrente no indutor de entrada crescendo, decrescendo e mantendo-se constante em um determinado intervalo de tempo.

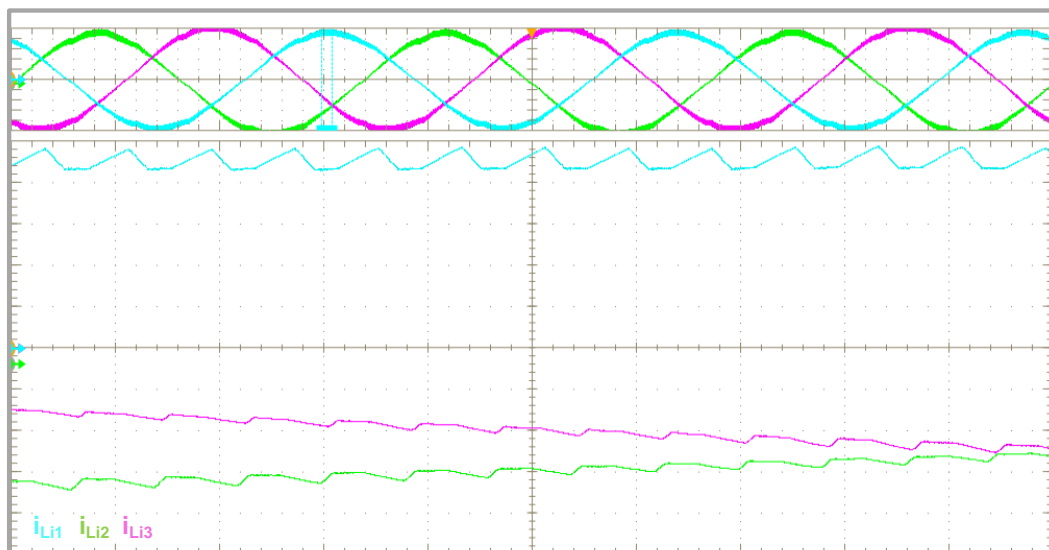


Figura 6.30 – Correntes de entrada em alta frequência (2 A/div)
Fonte: autoria própria

O espectro harmônico das correntes de entrada para as condições nominais pode ser visto na figura 6.31. Nesse caso, o valor da taxa de distorção harmônica de corrente medido foi de 1,7666 %, evidenciando a boa qualidade na corrente de entrada proporcionada pela topologia proposta. Pode-se visualizar também um valor superior a 0,98 de fator de potência, comprovando o elevado fator de potência do retificador abordado.

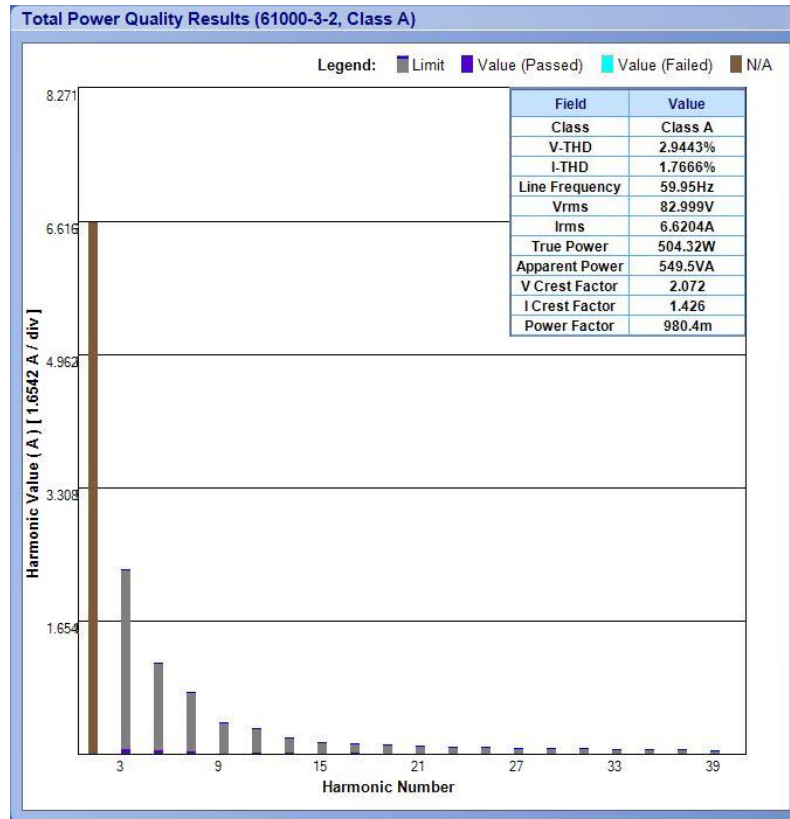


Figura 6.31 – Espectro harmônico das correntes de entrada
Fonte: autoria própria

Na figura 6.32 as tensões nos capacitores de entrada podem ser visualizadas. Na figura 6.33 essas mesmas tensões podem ser visualizadas em alta frequência, onde se pode comprovar uma ondulação de aproximadamente 30 % desta tensão, estando de acordo com a especificação de projeto.

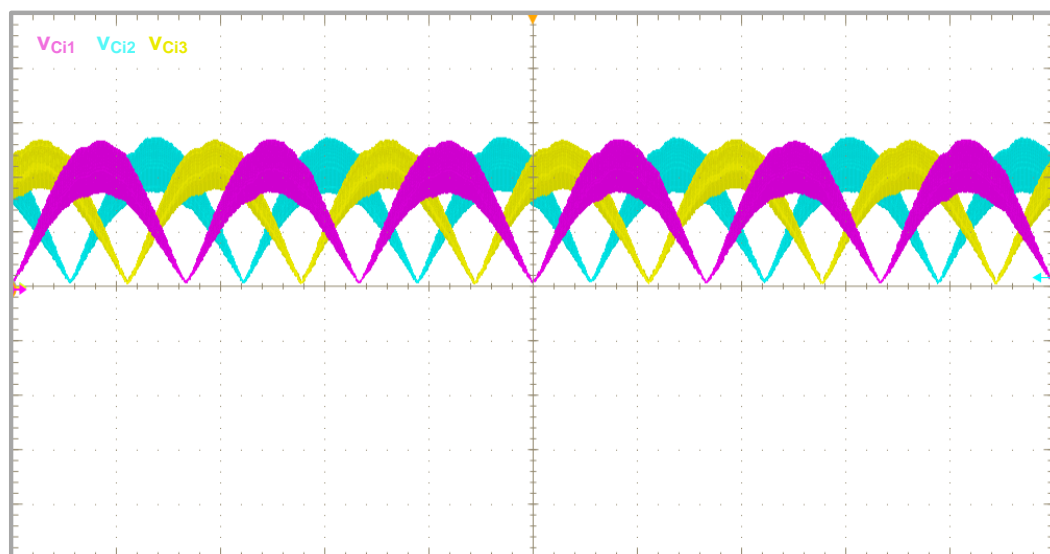


Figura 6.32 – Tensões nos capacitores de entrada (50 V/div)
Fonte: autoria própria

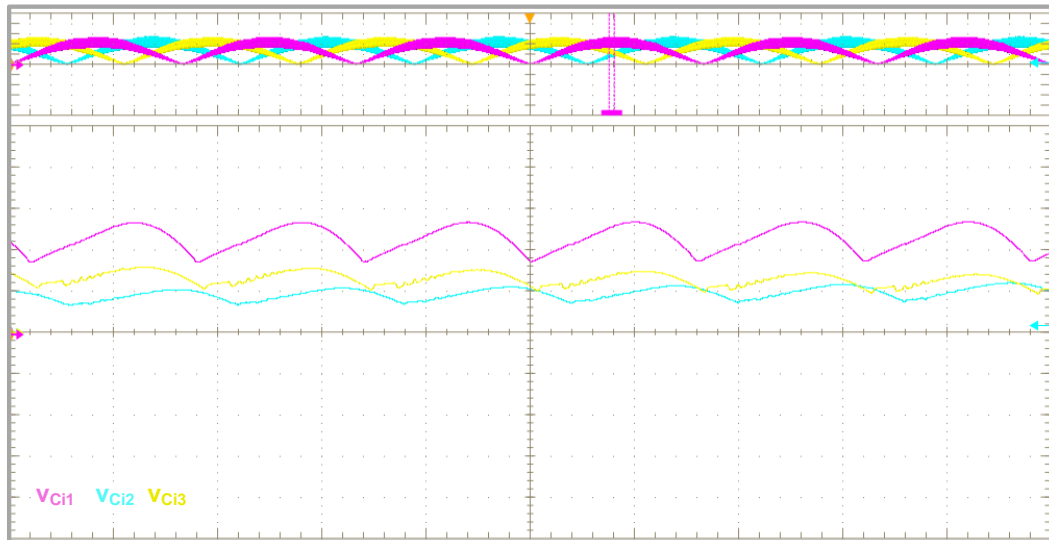


Figura 6.33 – Tensões nos capacitores de entrada em alta frequência (50 V/div)
Fonte: autoria própria

Na figura 6.34 as tensões nos transistores S_1 , S_4 e S_6 são apresentadas; na figura 6.35 as tensões nos transistores S_2 , S_3 e S_5 . Nessas figuras pode-se visualizar a comutação de cada transistor em apenas um semiciclo, participando da etapa de retificação no outro semiciclo.

Na figura 6.36 as tensões nos transistores S_1 , S_4 e S_6 são ilustradas em alta frequência, onde é possível notar a diferença nos módulos dessas tensões para cada instante de tempo. Essa diferença é consequência de cada fase estar em uma diferente posição na senoide de entrada, variando a energia instantânea de cada fase.

Na figura 6.37 são apresentadas as tensões nos diodos de saída, onde se nota que os máximos valores para os módulos dessa tensão são de aproximadamente 380 V.

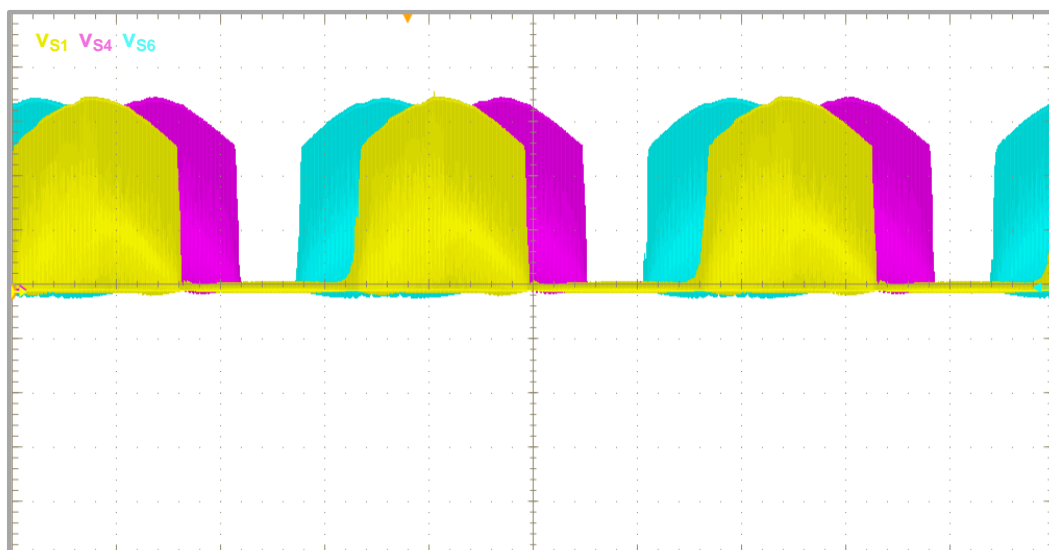


Figura 6.34 – Tensões nos transistores S_1 , S_4 e S_6 (100 V/div)
Fonte: autoria própria

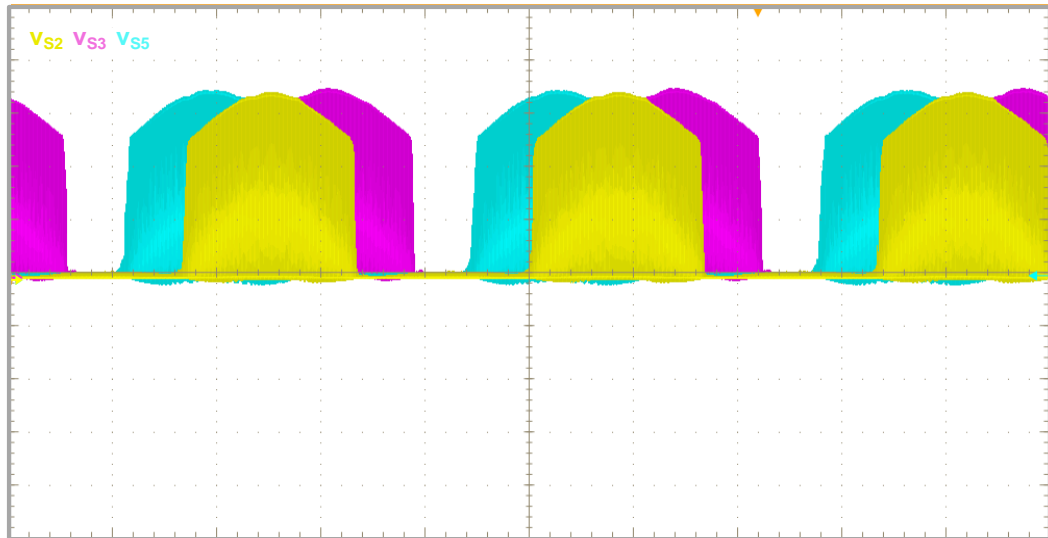


Figura 6.35 – Tensões nos transistores S_2 , S_3 e S_5 (100 V/div)
Fonte: autoria própria

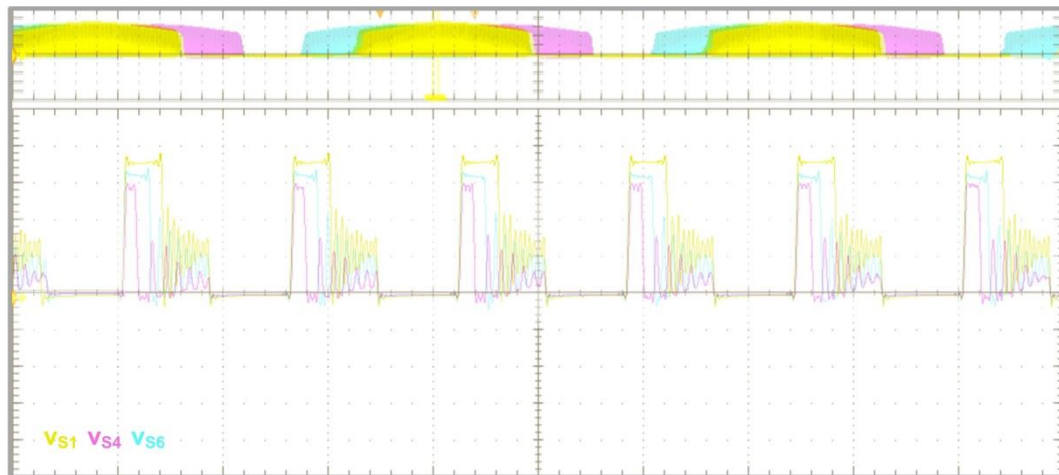


Figura 6.36 – Tensões nos transistores S_1 , S_4 e S_6 em alta frequência (100 V/div)
Fonte: autoria própria

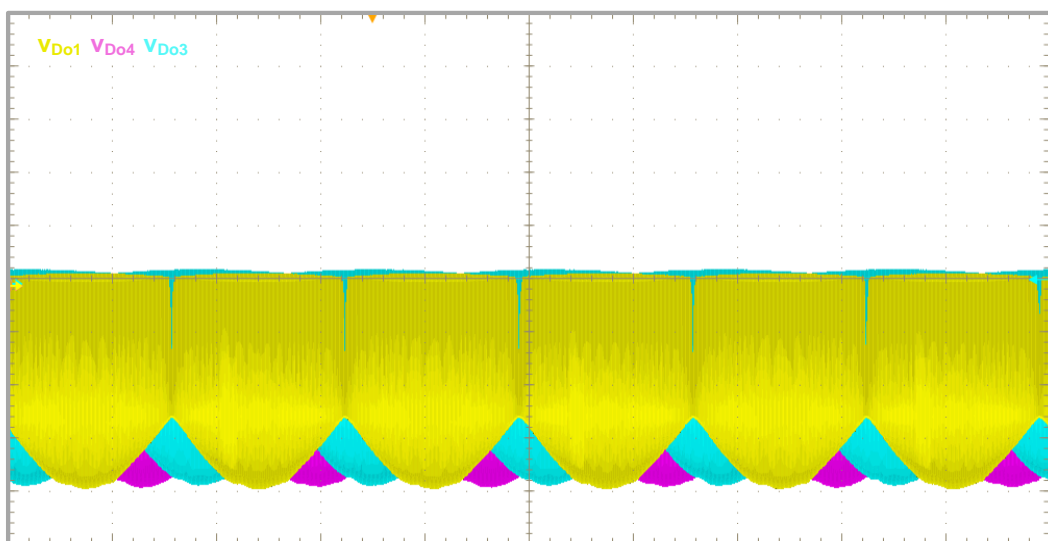


Figura 6.37 – Tensões nos diodos D_{o1} , D_{o2} e D_{o3} (100 V/div)
Fonte: autoria própria

Na figura 6.38 as tensões nos diodos de saída são apresentadas em alta frequência, onde é possível visualizar que os diodos bloqueiam em momentos diferentes.

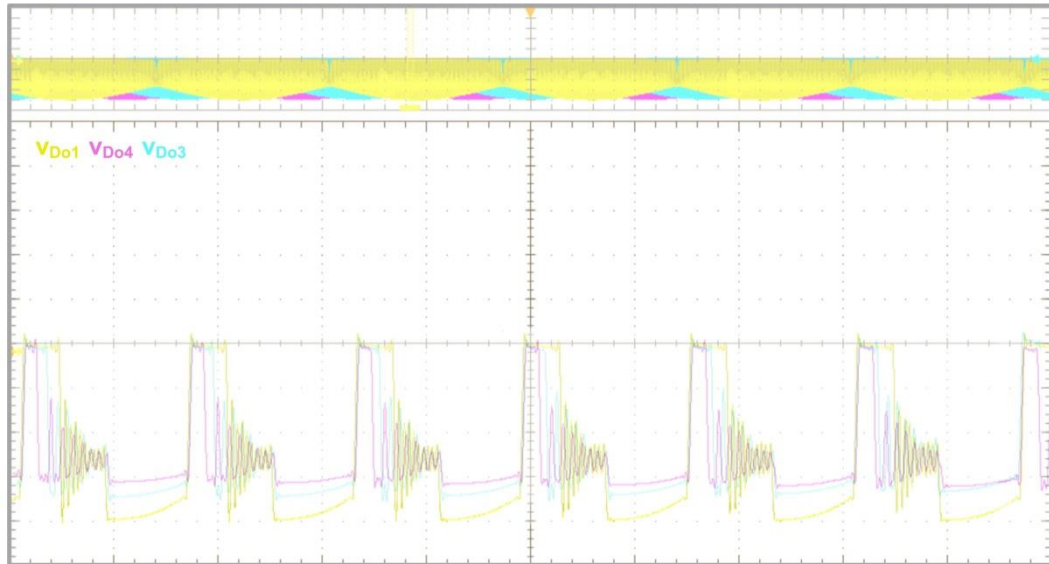


Figura 6.38 – Tensões nos diodos D_{o1} , D_{o2} e D_{o3} em alta frequência (100 V/div)
Fonte: autoria própria

Finalmente, na figura 6.39 são apresentadas a tensão e a corrente na saída do conversor.

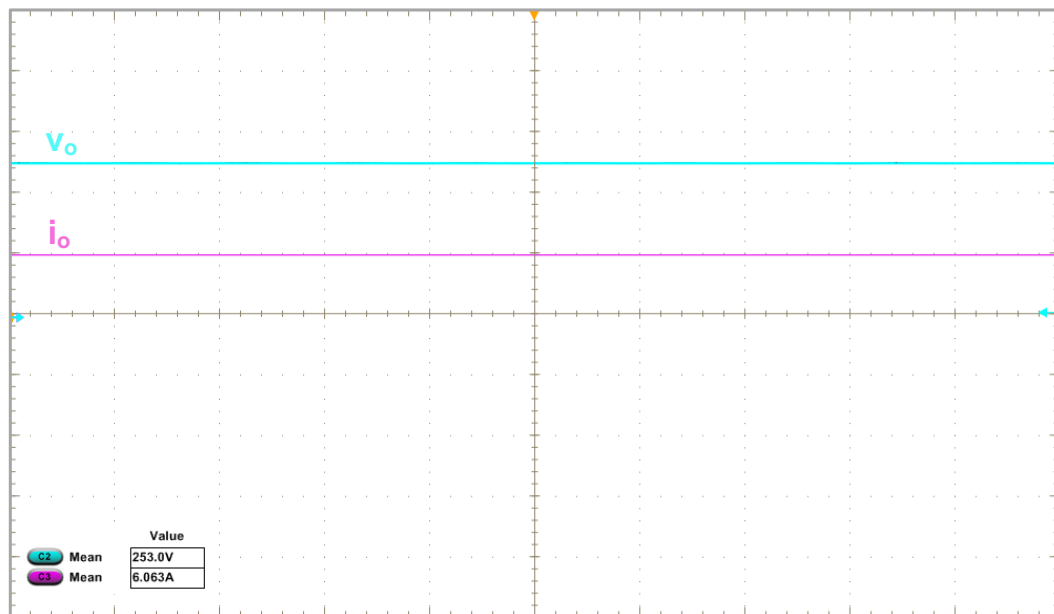


Figura 6.39 – Tensão (50V/div) e corrente (6A/div) de saída
Fonte: autoria própria

Na figura 6.39 é possível visualizar a tensão de saída de 250 V, enquanto a corrente é de 6 A, processando os 1500 W proposto nas especificações.

Após serem vistas as formas de onda obtidas experimentalmente, pode-se observar na tabela 6.4 uma comparação entre os valores de algumas tensões e correntes, obtidos através do equacionamento, de simulação e de experimentação prática.

Tabela 6.4 – Esforços de tensão e corrente

Grandezas	RESULTADOS		
	Teórico	Simulado	Experimental
Corrente eficaz nos indutores L_i	5,558 A	5,6 A	6,4 A
Tensão máxima nos transistores	377 V	377 V	376,8 V
Tensão máxima nos diodos D_o	377 V	377 V	379,5 V
Ondulação de tensão nos capacitores C_i	38,1 V	38 V	40 V

Fonte: autoria própria

Na figura 6.40 tem-se a curva da variação do rendimento para diversos valores de potência de saída. Observa-se um melhor desempenho para potências inferiores à meia carga, onde o rendimento foi maior que 90 %. Para o conversor operando com potência nominal, o desempenho ficou próximo de 88,5 %.

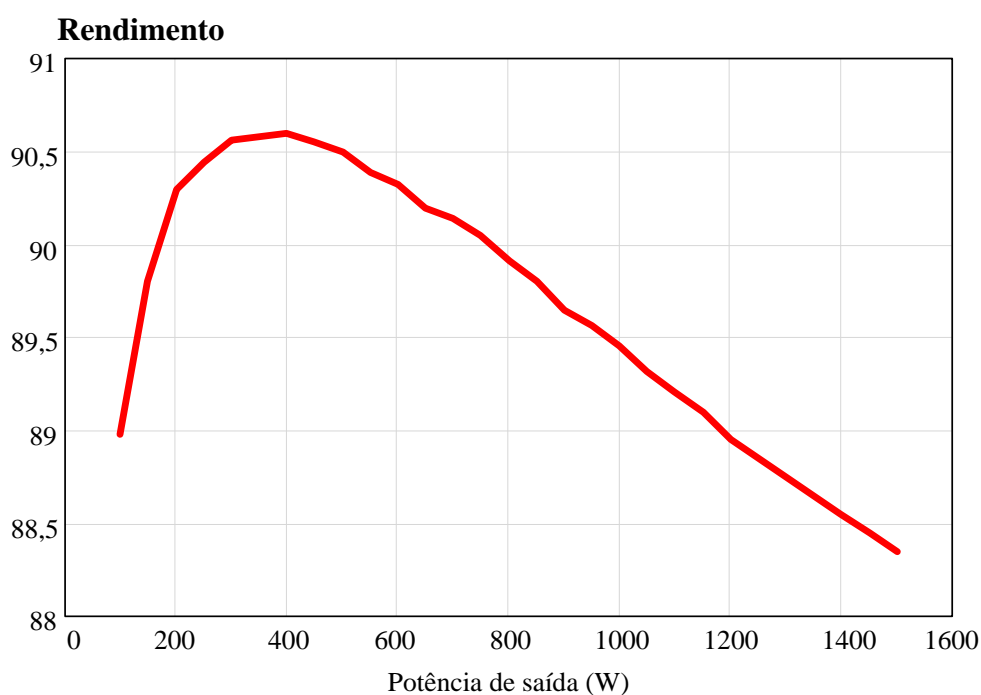


Figura 6.40 – Curva de rendimento

Fonte: autoria própria

A curva da figura 6.41 é referente à variação da taxa de distorção harmônica de acordo com a potência de saída. Para potências superiores a 500 W, os valores de THD de corrente medidos foram todos inferiores a 2 %.

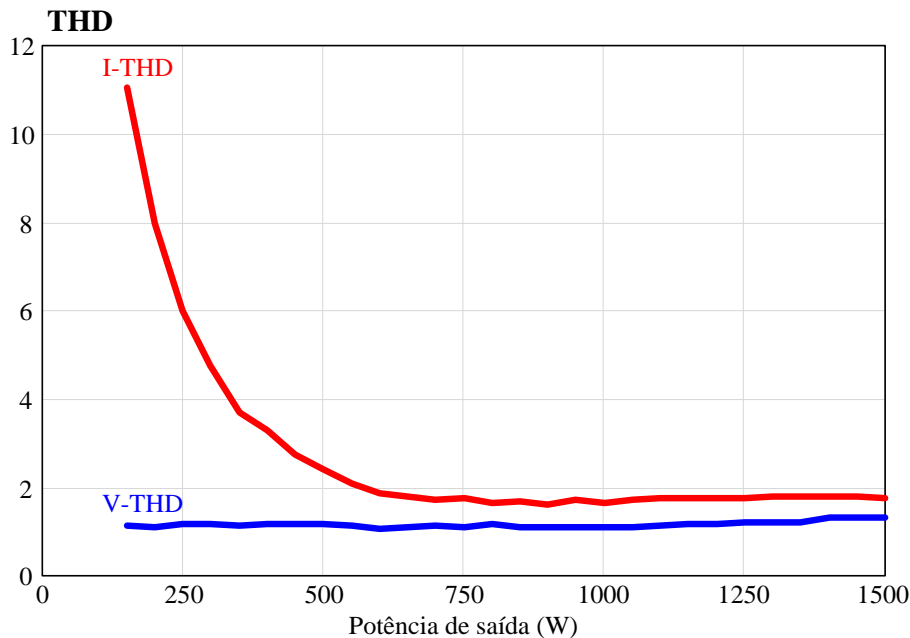


Figura 6.41 – Curvas de THD
Fonte: autoria própria

Por fim, na figura 6.42 é apresentada a curva de fator potência para diferentes valores de potência de saída. Esta curva caracteriza e comprova a função de correção do fator de potência da topologia, visto que em toda a faixa de operação o valor do fator de potência se aproxima da unidade.

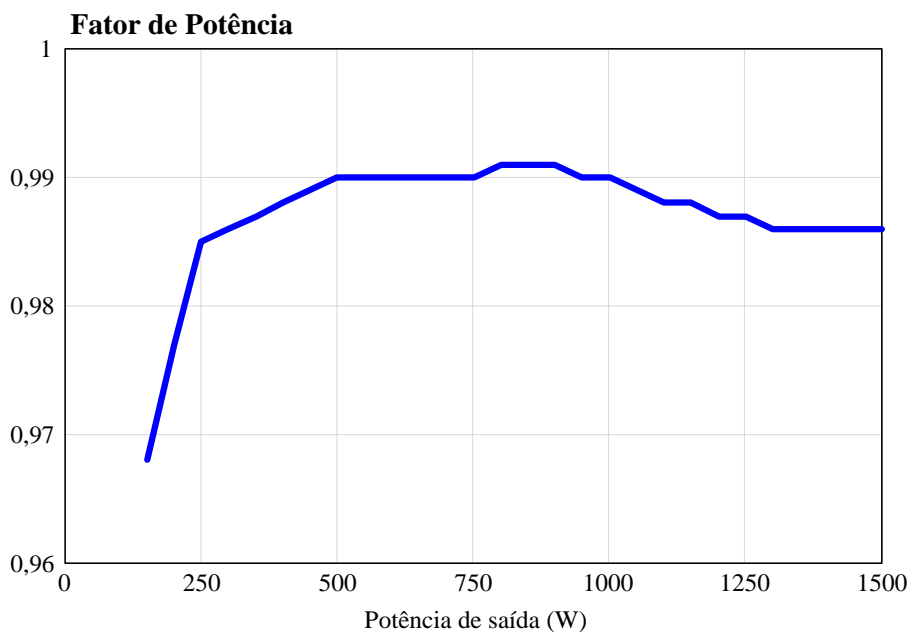


Figura 6.42 – Curva de fator de potência
Fonte: autoria própria

Com o objetivo de aumentar o desempenho do conversor, foram estabelecidos novos parâmetros de projeto, de forma que o conversor pudesse operar em uma região mais próxima da crítica, aumentando assim o rendimento do protótipo.

As especificações foram definidas de forma que só se alterasse o valor da indutância de saída, mantendo os demais componentes utilizados no protótipo anterior. Para tal, a razão cíclica foi elevada para 0,55; as ondulações também foram modificadas: a ondulação da tensão no capacitor de entrada foi diminuída para 28,5 % e, a ondulação de corrente foi aumentada para 12,2 %. Dessa forma as indutâncias de saída resultaram em 101,412 μH .

Na figura 6.43 é possível visualizar o ganho de rendimento obtido com as mudanças efetuadas no desenvolvimento do projeto do conversor.

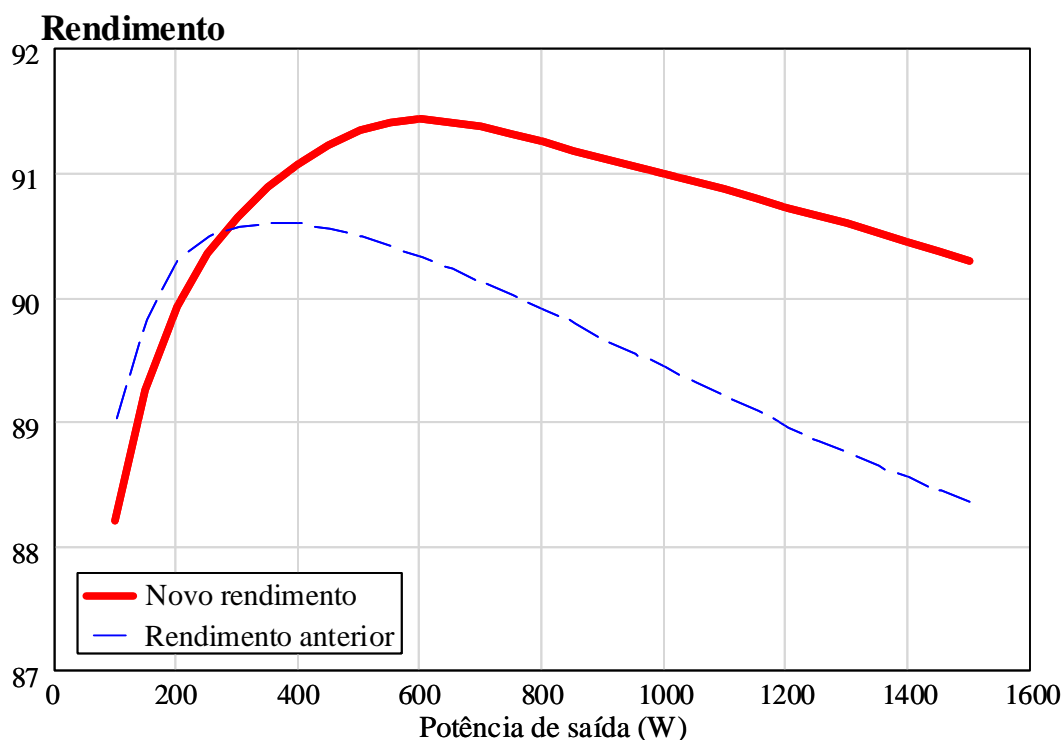


Figura 6.43 – Curvas de rendimento com diferentes especificações
Fonte: autoria própria

Observando o gráfico acima, pode-se perceber que as mudanças nas especificações, de forma que aproximasse o conversor da operação em modo de condução crítica, trouxe significativas melhorias no rendimento do conversor. Com as especificações anteriores, o rendimento máximo era de aproximadamente 90,6 % e, alterando a razão cíclica e os indutores de saída, o rendimento máximo obtido foi de 91,5 %. Com relação ao rendimento do conversor operando com potência nominal, este passou de 88,3 % para 90,35 %, proporcionando um acréscimo de mais de 2 %.

6.8 CONCLUSÕES

Após os estudos com o retificador monofásico, decidiu-se utilizar a modulação tradicional para o retificador trifásico. Neste capítulo foram realizadas as análises teóricas com etapas de operação, formas de onda e equacionamento. Em seguida, foi projetado um conversor para operar com tensão eficaz de 90 V na entrada e 250 V na saída, processando 1500 W. Os resultados obtidos em simulação computacional validaram as análises teóricas e a metodologia de projeto. Com isso, foi construído um protótipo do conversor trifásico.

A partir dos testes realizados em bancada pode-se visualizar a boa qualidade de energia que a topologia é capaz de processar: correntes de entrada puramente senoidais e em fase com suas respectivas tensões. Para quase toda a faixa de operação acima de um terço da potência nominal os níveis de THD das correntes foram inferiores a 2 %.

Com relação ao rendimento do conversor, o máximo rendimento foi de 90,6 % para um terço da potência nominal, enquanto que para os 1500 W, foi de 88,3 %; modificando algumas especificações de projeto, o rendimento máximo foi de 91,5 %, enquanto que para potência nominal, foi de 90,35 %. Ficou evidente ainda que a versão trifásica foi penalizada pelos elevados níveis de corrente, já que para a versão monofásica foi obtido quase 95 % de eficiência.

7 MODELO EXPERIMENTAL DO AEROGERADOR

A partir das equações que modelam o comportamento dinâmico das turbinas eólicas, é possível simular suas curvas características e também obter um modelo de simulação que permite integrar os demais componentes do sistema de geração eólica. Sendo o coeficiente de potência (C_P) uma função da relação entre a velocidade tangencial das hélices da turbina e velocidade do vento (TSR - λ), é possível modelar $C_P(\lambda, \beta)$, com base nas equações (6.23) e (6.24), equações genéricas que consideram as características aerodinâmicas da turbina.

$$C_P(\lambda, \beta) = C_1 \left(C_2 \lambda_1 - C_3 \beta - C_4 \beta^x - C_5 \right) e^{-C_6 \lambda_1} \quad (6.23)$$

$$\lambda_1 = \frac{1}{\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1} \quad (6.24)$$

Os coeficientes da equação (6.23) são definidos empiricamente ou através de ensaios, tendo cada turbina seus próprios coeficientes. Os coeficientes definidos são apresentados na tabela 7.1, para uma turbina com 1,2 m de raio.

Tabela 7.1 – Coeficientes característicos de C_P

C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6	β
0,2	100	1	1	12	8,475	0,017

Fonte: autoria própria

Com os coeficientes em mãos, o esquema da figura 7.1 pode ser reproduzido.

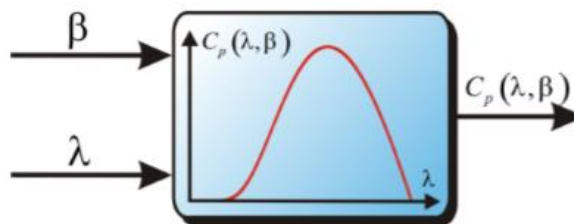


Figura 7.1 – Bloco genérico para gerar o coeficiente de potência
Fonte: Tibola (2009)

A partir dos coeficientes apresentados na tabela 7.1 e seguindo o esquema da figura 7.1, obtém-se o gráfico apresentado na figura 7.2, que representa a evolução do coeficiente de potência C_P em função do aumento de λ .

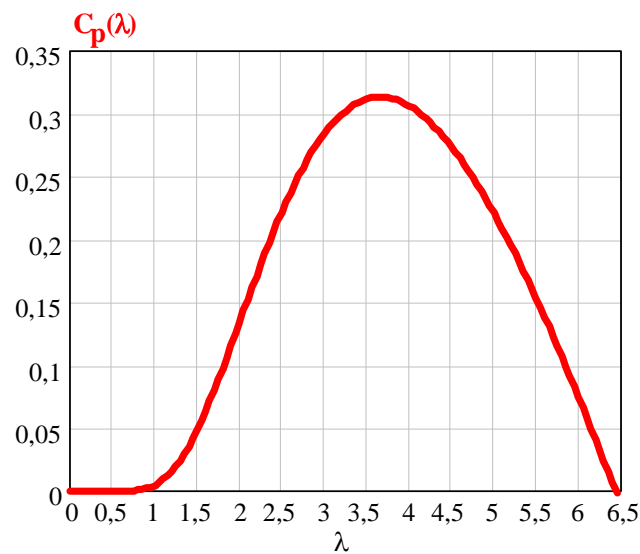


Figura 7.2 – Coeficiente de potência em função do TSR
Fonte: autoria própria

Sendo a potência dada pela expressão (3.23) e com a variação de C_p , são plotadas as curvas de potência mecânica em função da velocidade angular das pás da turbina (em rpm), como pode ser visto na figura 7.3 para diversas velocidades do vento (4 a 12 m/s), mantendo o raio e o ângulo de passo fixos. Essas curvas são válidas para uma turbina com 1,2 m de raio e permeabilidade do ar de $1,225 \text{ kg/m}^3$.

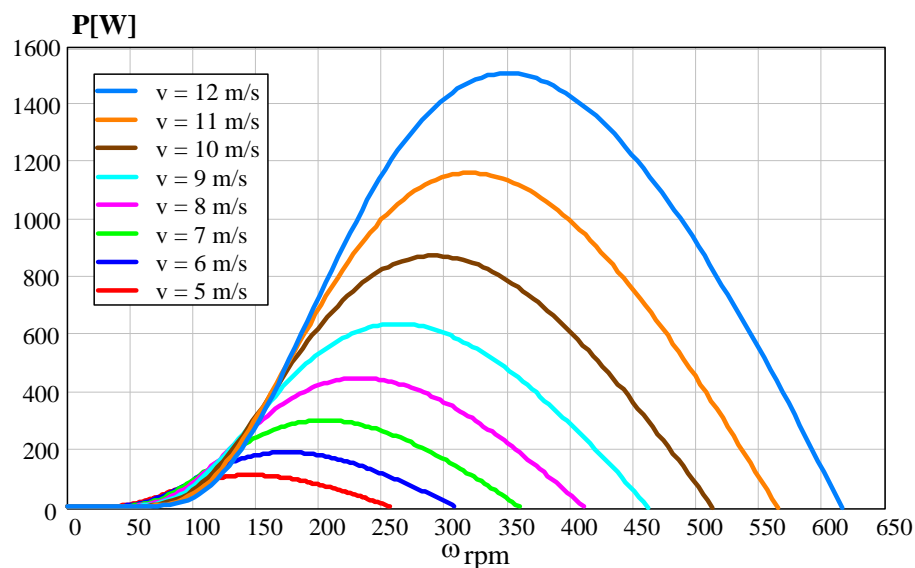


Figura 7.3 – Potência mecânica em função da velocidade angular para várias velocidades de vento
Fonte: autoria própria

Como se observa na figura 7.3, P_m cresce até um valor máximo, para cada velocidade do vento, em função da velocidade de rotação. Velocidades de vento mais altas apresentam maior potência disponível no eixo, e a mudança no valor da razão de velocidade de ponta com o aumento de velocidade do vento fazem com que os valores de máxima potência estejam em

uma velocidade angular maior. Por exemplo, a potência máxima para 8 m/s é obtida a 233,385 rpm, enquanto que para 12 m/s a potência máxima está em 350 rpm. A potência máxima produzida a 12 m/s (1.500 W) é oito vezes maior do que a potência máxima a 6 m/s (187,5 W), como esperado devido à variação cúbica da potência com a velocidade do vento.

Além da variação da potência no eixo com a velocidade de rotação, pode-se também examinar a variação de torque com a velocidade de rotação. Dividindo-se as curvas de potência da figura 7.3 pela velocidade angular em rad/s, em cada ponto, como apresentado na equação (3.4), são obtidas as curvas de torque (T), apresentadas na figura 7.4.

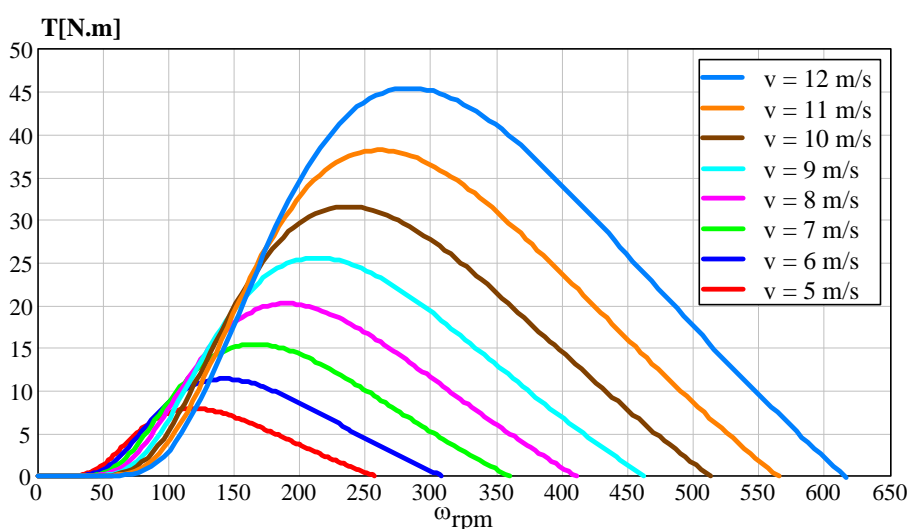


Figura 7.4 – Torque mecânico em função da velocidade angular para várias velocidades de vento
Fonte: autoria própria

O torque aumenta até um valor máximo em uma particular velocidade de rotação para cada velocidade de vento. Os máximos valores de torque são obtidos em velocidades de rotação menores do que os máximos valores de potência, como podem ser constatados comparando as figuras 7.3 e 7.4. Esse fato pode ser explicado através das equações (3.8) e (3.10): a potência varia com o cubo da velocidade do vento, já o torque varia com o quadrado da velocidade do vento. Na figura 7.4, pode-se visualizar que o torque máximo para um vento com velocidade de 12 m/s é de 45,4 N.m, com o rotor eólico girando a 283,6 rpm. Para um vento com velocidade de 6 m/s, o torque máximo é de 11,35 N.m, com uma velocidade tangencial de 141,8 rpm. O torque de pico mudou a um fator de quatro enquanto que a velocidade de rotação mudou a um fator de dois.

Utilizando um PMSG de dez pólos e com constante tensão-velocidade de 630 V/krpm, são apresentadas as curvas de tensão, corrente e frequência da tensão gerada, respectivamente nas figuras 7.5, 7.6 e 7.7, considerando o gerador ideal.

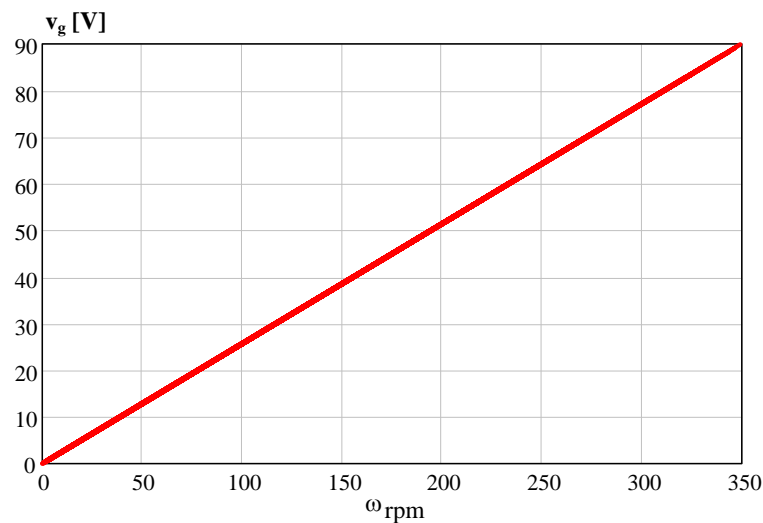


Figura 7.5 – Tensão gerada em função da velocidade angular
Fonte: autoria própria

Na figura 7.5 pode-se perceber que a tensão cresce linearmente, sendo diretamente proporcional à velocidade de rotação do eixo do gerador.

O gráfico da figura 7.6 é resultado da razão entre potência e tensão geradas.

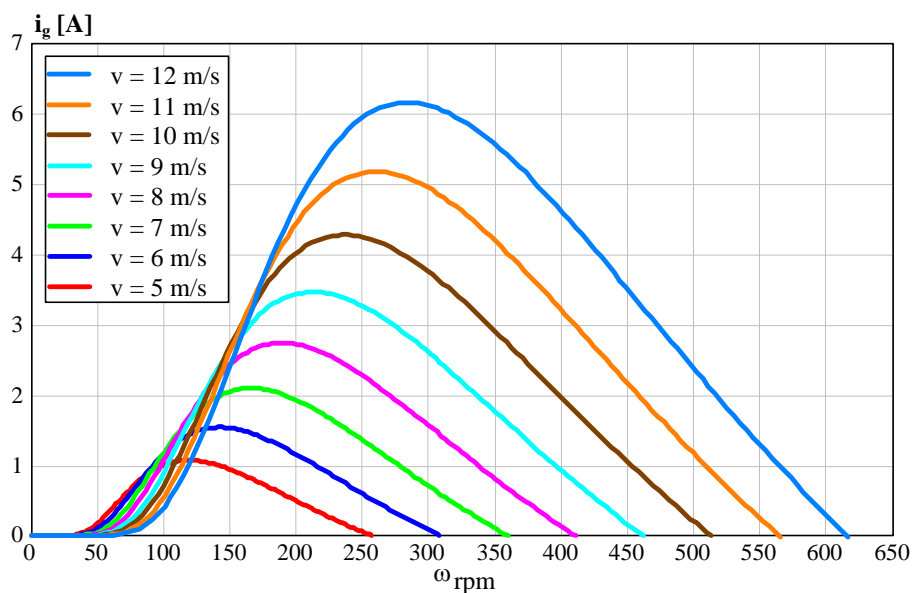


Figura 7.6 – Corrente gerada em função da velocidade angular para diversas velocidades de vento
Fonte: autoria própria

Comparando as curvas de corrente com as de potência, nota-se uma similaridade nos formatos, no entanto, comprova-se que os pontos de máxima corrente não coincidem com os pontos de potência máxima. Para um vento com uma velocidade de 8 m/s, a potência máxima é alcançada em 233,4 rpm, com uma corrente eficaz de 2,47 A; o máximo valor eficaz que a corrente pode assumir com um vento de 8 m/s é de 2,74 A, fato que acontece quando o rotor gira a aproximadamente 188,4 rpm.

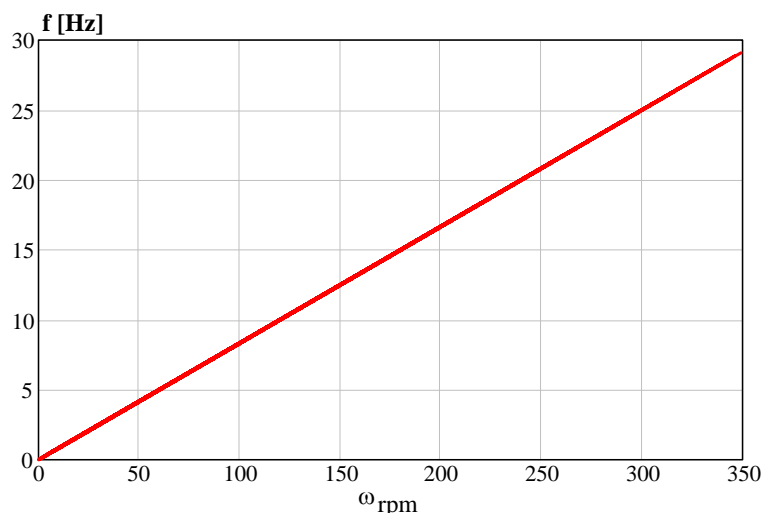


Figura 7.7 – Frequência da tensão gerada em função da velocidade angular
Fonte: autoria própria

Assim como a tensão, a frequência também cresce linearmente de acordo com a velocidade de rotação do rotor eólico. Com 233 rpm, velocidade onde se obtém a máxima geração de potência para um vento de 8 m/s, o valor eficaz da tensão gerada é de 60 V, tendo uma frequência de 19,45 Hz; já com 350 rpm, velocidade onde se obtém 1500 W, o valor eficaz da tensão gerada é de 90 V, com uma frequência de aproximadamente 30 Hz.

Nas figuras 7.8 e 7.9, são apresentados os comportamentos da potência de saída do gerador em relação à variação de tensão e corrente geradas, respectivamente.

Na figura 7.9 nota-se que para cada valor de potência, existem dois valores de corrente correspondentes. Esse fato é explicado observando o gráfico de potência pela velocidade de rotação, na figura 7.3; como existem dois valores de velocidade angular possíveis para cada valor potência, o mesmo acontece com a corrente.

Nos sistemas físicos, a potência de saída do conversor P_{CC} dependerá também do seu rendimento (η_c). Da mesma forma que para o gerador, o rendimento do conversor não é constante, variando de acordo com as condições de operação.

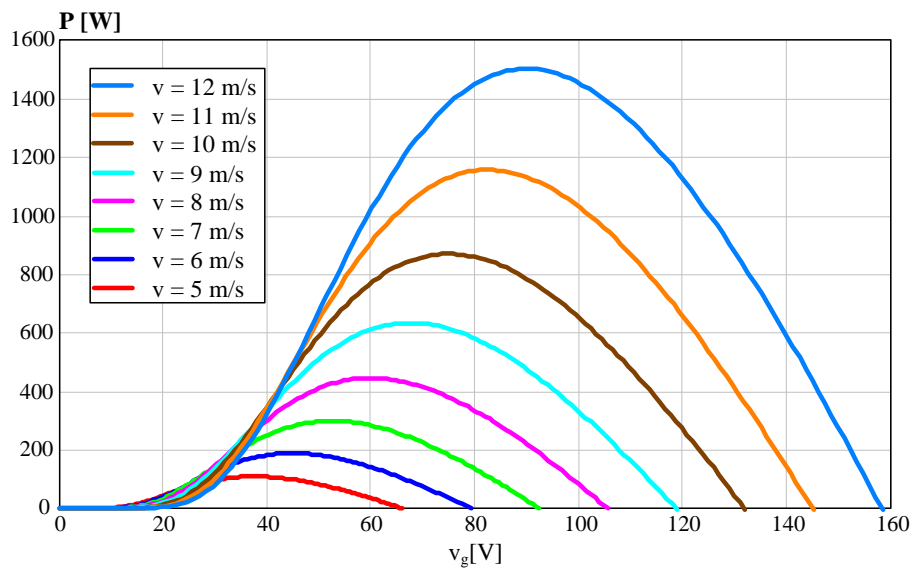


Figura 7.8 – Potência gerada em função da tensão
Fonte: autoria própria

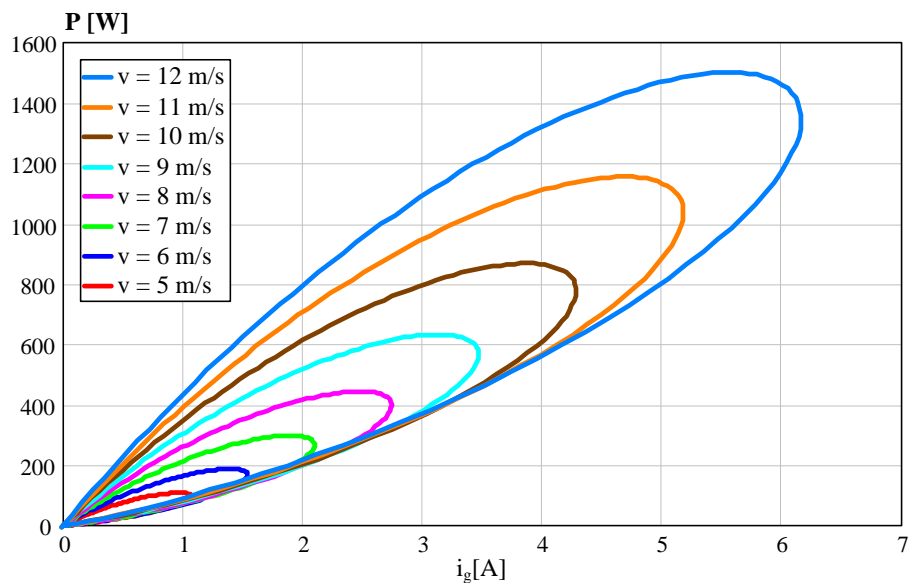


Figura 7.9 – Potência gerada em função da corrente
Fonte: autoria própria

Utilizando a expressão (6.14) para isolar a razão cíclica, da forma apresentada em (6.25), é possível traçar as curvas de razão cíclica de acordo com a velocidade de rotação do gerador, como ilustrado na figura 7.10 e de acordo com a potência gerada, apresentado na figura 7.11. Considera-se o gerador e o conversor ideais. Na figura 7.11 também se nota dois valores de razão cíclica que resultam em uma mesma potência, pelo mesmo motivo já explicado anteriormente para o gráfico de potência pela corrente gerada.

$$D = \sqrt{\frac{2 P_o L_i L_o f_s}{3 V_g^2 (L_i + L_o)}} \quad (6.25)$$

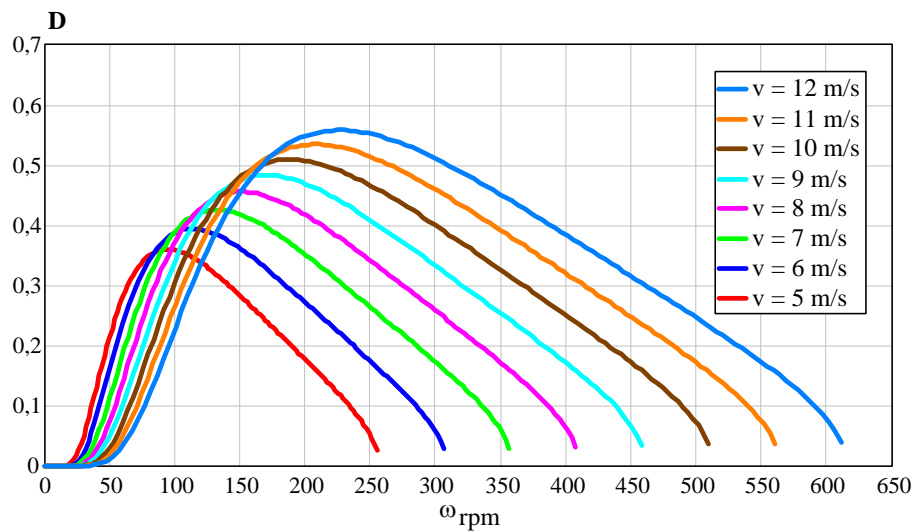


Figura 7.10 – Razão cíclica em função da velocidade angular para diversas velocidades de vento
Fonte: autoria própria

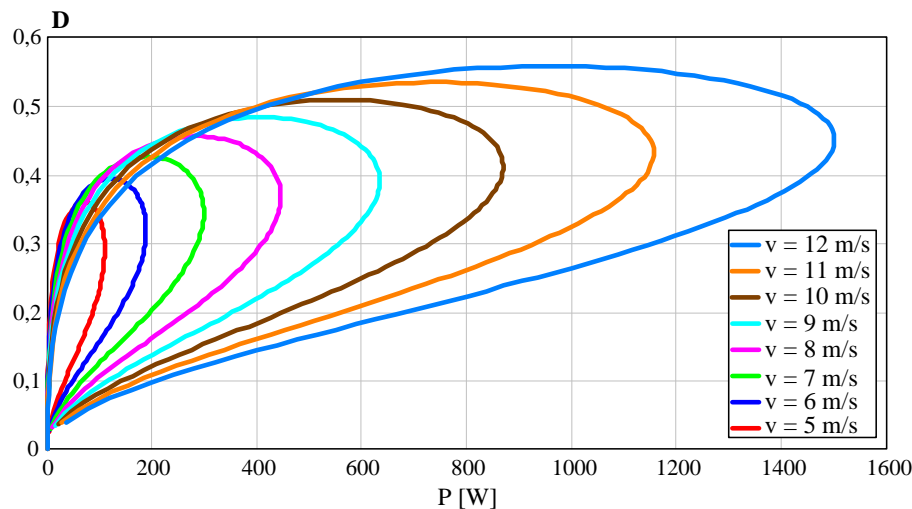


Figura 7.11 – Razão cíclica em função da potência para diversas velocidades de vento
Fonte: autoria própria

Admitindo-se que a tensão de saída constante e com um valor de 250 V, a corrente de saída irá aumentar ou diminuir de acordo com a variação de potência. Na figura 7.12 são mostradas as curvas da corrente de saída do conversor em função da velocidade de rotação do rotor. Na figura 7.13 as curvas da corrente de saída são apresentadas em função da potência gerada. Admite-se o conversor ideal, ou seja, com rendimento unitário e, assim, a potência de saída do retificador sendo igual à potência gerada.

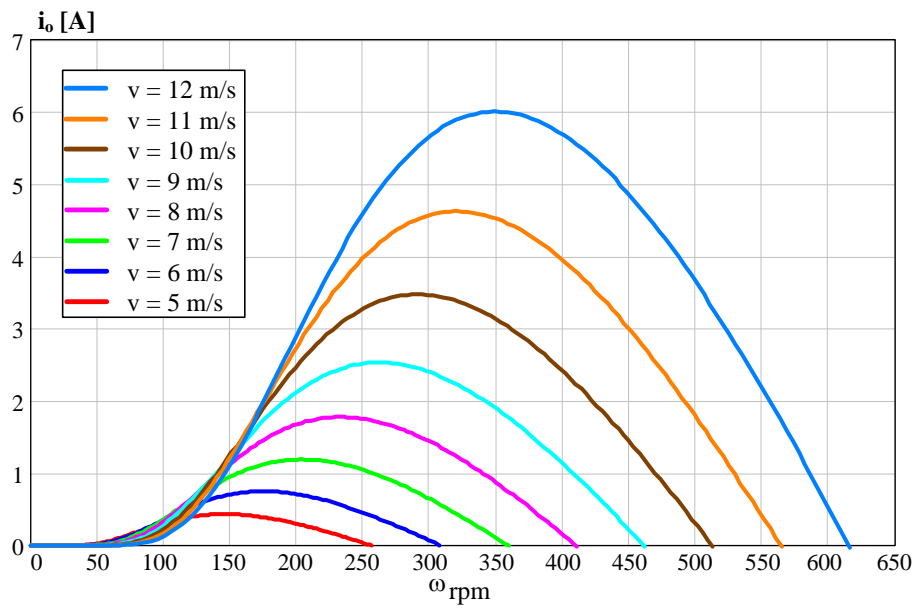


Figura 7.12 – Corrente de saída em função da velocidade de rotação para diversas velocidades de vento
Fonte: autoria própria

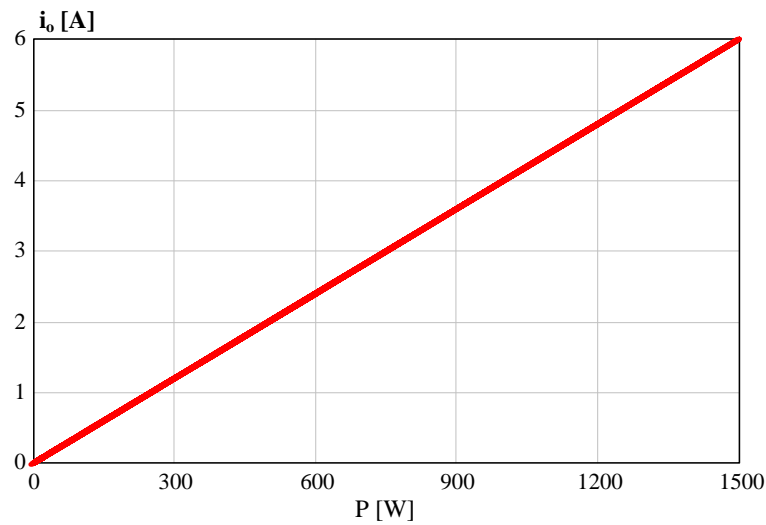


Figura 7.13 – Corrente de saída em função da potência para diversas velocidades de vento
Fonte: autoria própria

7.1 LEI DE CONTROLE PARA MÁXIMA POTÊNCIA ELÉTRICA (MPPT)

A conclusão obtida através da análise das curvas de potência mecânica e potência elétrica é que a lei de controle deve procurar a curva de máxima potência elétrica do PMSG,

que é função de ω_{rpm} . Sendo assim, a ideia da lei de controle utilizada nesta dissertação é fazer com que a potência elétrica do PMSG seja controlada em função da velocidade angular do rotor eólico, utilizando a curva de potência máxima como referência. Para isto é utilizada uma malha de controle do tipo proporcional-integral (PI), onde o sinal de referência é a potência de saída do conversor, e a realimentação é a potência de saída medida. A figura 7.14 ilustra o controle utilizado para máxima geração de potência elétrica.

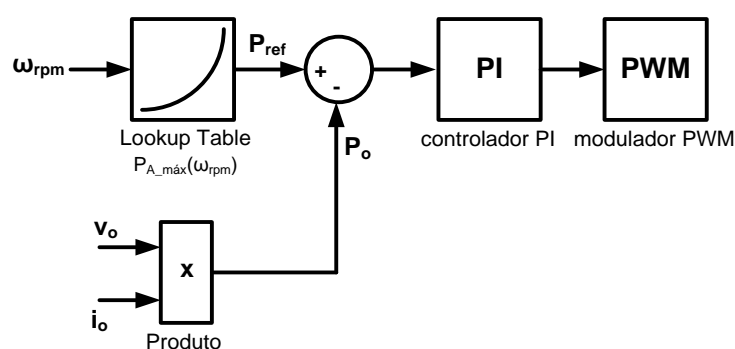


Figura 7.14 – Diagrama de blocos do controle MPPT
Fonte: autoria própria

O sinal de referência P_{ref} , que representa a potência máxima alcançada pelo PMSG para uma dada velocidade angular, é baseado na curva de potência máxima. Esta curva encontra-se em uma tabela de busca, que tem como entrada o valor da velocidade angular do rotor eólico medido e pode ser vista na figura 7.15. O controlador PI deve ser projetado para que a potência de referência seja controlada. O sinal de realimentação é obtido através da medição de tensão e corrente de saída do retificador, que são multiplicados, obtendo a potência de saída. O controlador PI gera um sinal de controle baseado no erro entre P_{ref} e P_o , e é transformado em um sinal modulado por largura de pulso, fazendo com que o retificador SEPIC modifique a potência do PMSG, e esta seja controlada efetivamente.

Com esta lei de controle, a razão cíclica do retificador SEPIC é variada, para que a máxima potência elétrica seja fornecida pelo gerador, em toda a faixa de velocidade angular do AGPP. Como visto neste capítulo, a curva de potência máxima é baseada nas velocidades de vento incidente no rotor eólico, portanto, a lei de controle utilizada garante a potência máxima do PMSG em toda a faixa de velocidades de vento.

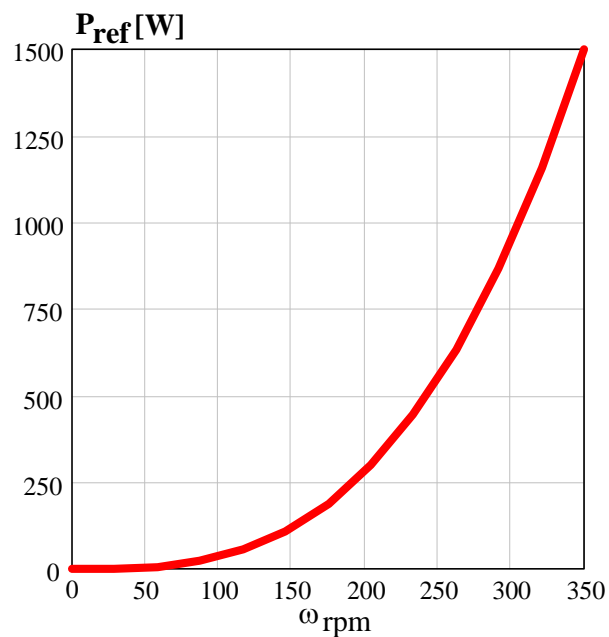


Figura 7.15 – Curva de máxima potência em função da velocidade angular
Fonte: autoria própria

7.2 MODELAGEM DO RETIFICADOR PARA UTILIZAÇÃO DO MÉTODO MPPT

Para a obtenção do modelo de pequenos sinais para o controle da potência de saída do retificador, considera-se o circuito equivalente da figura 7.16. Admite-se que a tensão de saída do retificador é constante e igual à V_o . No modo conectado à rede elétrica, essa tensão é imposta pelo inversor. Portanto, o sistema de controle de potência tem seu comportamento dinâmico dominado pelo comportamento dinâmico da corrente de saída.

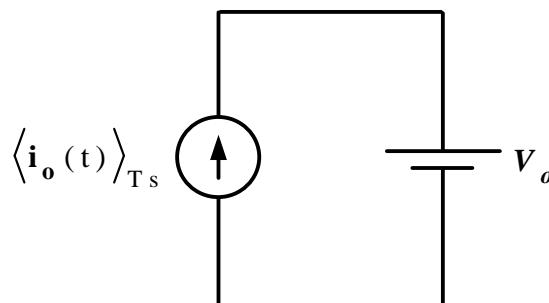


Figura 7.16 – Circuito equivalente para a saída do retificador trifásico
Fonte: autoria própria

A corrente de saída do retificador é apresentada em (6.26).

$$\langle i_o(t) \rangle_{T_s} = \frac{3d(t)^2 V_P^2 (L_{i1} + L_{o1})}{4V_o L_{i1} L_{o1} f_s} \quad (6.26)$$

Aplicando as perturbações previstas pelo modelo de pequenos sinais e linearizando, chega-se à expressão (6.27).

$$\hat{i}_o(s) = \frac{3DV_P^2 (L_{i1} + L_{o1})}{2V_o L_{i1} L_{o1} f_s} \hat{d}(s) \quad (6.27)$$

Finalmente, rearranjando a equação (6.27) a fim de se obter a razão entre corrente de saída pela razão cíclica, chega-se à expressão (6.28).

$$G_I(s) = \frac{\hat{i}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{3DV_P^2 (L_{i1} + L_{o1})}{2V_o L_{i1} L_{o1} f_s} \quad (6.28)$$

Como já evidenciado, o sistema de controle de potência tem seu comportamento dinâmico dominado pelo comportamento dinâmico da corrente de saída, logo a função transferência de potência pela razão cíclica é expressa pela expressão (6.29).

$$G_P(s) = \frac{\hat{p}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{3DV_P^2 (L_{i1} + L_{o1})}{2L_{i1} L_{o1} f_s} \quad (6.29)$$

Com a finalidade de validar o modelo da planta para o controle da potência de saída, foi desenvolvida uma simulação numérica, na qual se utilizou as especificações de projeto apresentadas na tabela 6.1, e os valores dos elementos passivos encontrados na tabela 6.2.

Aplicando-se um degrau positivo na razão cíclica de aproximadamente 2 %, obtém-se, como respostas do retificador e do modelo representado pela expressão (6.29), as formas de onda apresentadas na figura 7.17.

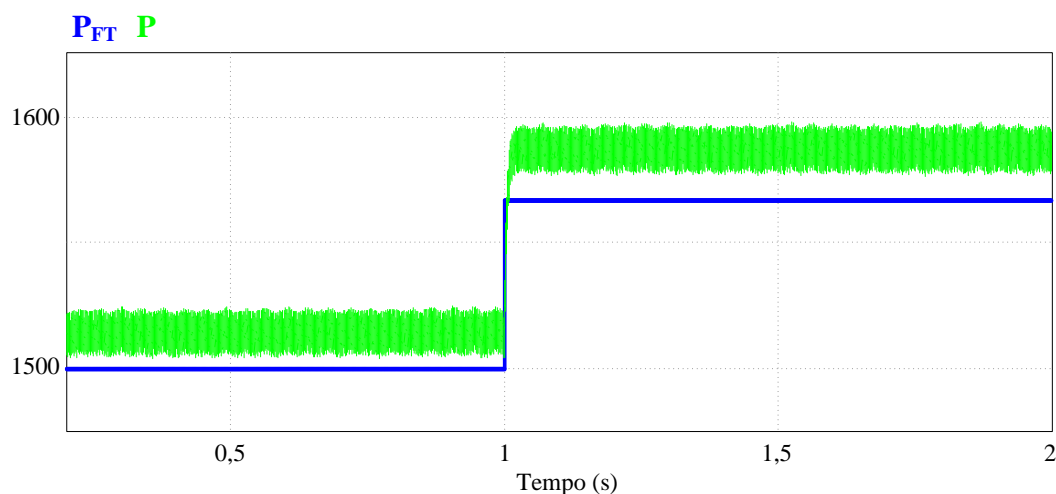


Figura 7.17 – Resposta do sistema a uma variação de razão cíclica de 2 %
Fonte: autoria própria

A partir dos resultados obtidos, pode-se concluir que a resposta dinâmica do retificador (P) e a resposta dinâmica do modelo de pequenos sinais (P_{FT}) apresentam comportamento similar. Sendo assim, torna-se possível afirmar que o modelo proposto representa de forma satisfatória o comportamento dinâmico do retificador.

Com um sensor de tensão de ganho $1/100$ e com um sensor de corrente de ganho unitário, adiciona-se um integrador com um ganho de 0,5 como pode ser visto na função transferência em (6.30). A planta ficou com margem de ganho infinita e margem de fase de 90° .

$$C(s) = \frac{0,5}{s} \quad (6.30)$$

7.3 INVERSOR PWM MONOFÁSICO *FULL-BRIDGE*

A fim de adequar a energia gerada para ser injetada na rede elétrica, faz necessária a utilização de um inversor senoidal, que converterá a energia gerada pela turbina para o modo CA, com tensão e frequência variáveis, para níveis adequados à injeção na rede elétrica.

No sistema eólico proposto, optou-se por utilizar a topologia de um inversor *full-bridge*, operando com modulação PWM senoidal três níveis. A topologia *full-bridge* emprega quatro transistores e pode ser visualizada na figura 7.18.

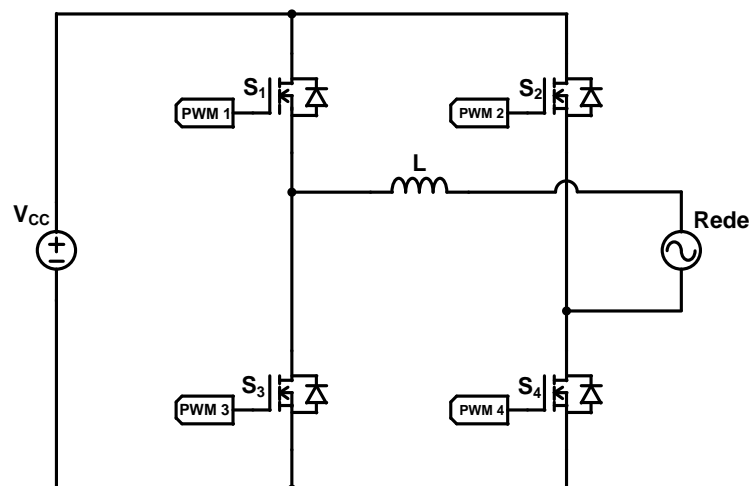


Figura 7.18 – Inversor monofásico *full-bridge*
Fonte: autoria própria

No sistema eólico proposto, a tensão de entrada do inversor é proveniente do barramento CC do retificador, que é controlado para manter uma tensão constante de 250 V.

Ainda se tem a necessidade de controlar a corrente de saída do inversor, para que esta esteja adequada para a injeção na rede elétrica.

As especificações de projeto do inversor são apresentadas na tabela 7.2.

Tabela 7.2 – Especificações para projeto do inversor

Especificação	Símbolo	Valores
Tensão de entrada	V_{CC}	250 V
Tensão de saída	V_P	180 V
Potência de saída	P_o	1500 W
Frequência de comutação	f_s	40 kHz
Ondulação de corrente de saída	ΔI_o	20 %

Fonte: Autoria própria

A partir das especificações e com a expressão (6.31), obtém-se um valor de indutância de 233,837 μH . Os componentes utilizados na construção do protótipo do inversor se encontram na tabela 7.3.

$$L = \frac{V_{CC}}{8\Delta I_o f_s} \quad (6.31)$$

Tabela 7.3 – Componentes utilizados no protótipo do inversor

Componente	Especificação
Indutor L	Indutância: 233,837 μH Número de espiras: 40 Fio condutor: 7x21 AWG Núcleo: EE 55/21
Transistores S_1, S_2, S_3 e S_4	SPW47N60C3 (650 V / 47 A)

Fonte: Autoria própria

Na figura 7.19, tem-se uma imagem do protótipo do inversor monofásico construído.

O sistema de controle do inversor é composto por três malhas: uma malha para controlar a tensão do barramento CC, uma malha para controlar a corrente de saída e uma malha de PLL para sincronizar a corrente a ser injetada na rede elétrica com a tensão desta. Na figura 7.20 tem-se a estrutura do controle realizado no inversor em diagrama de blocos.

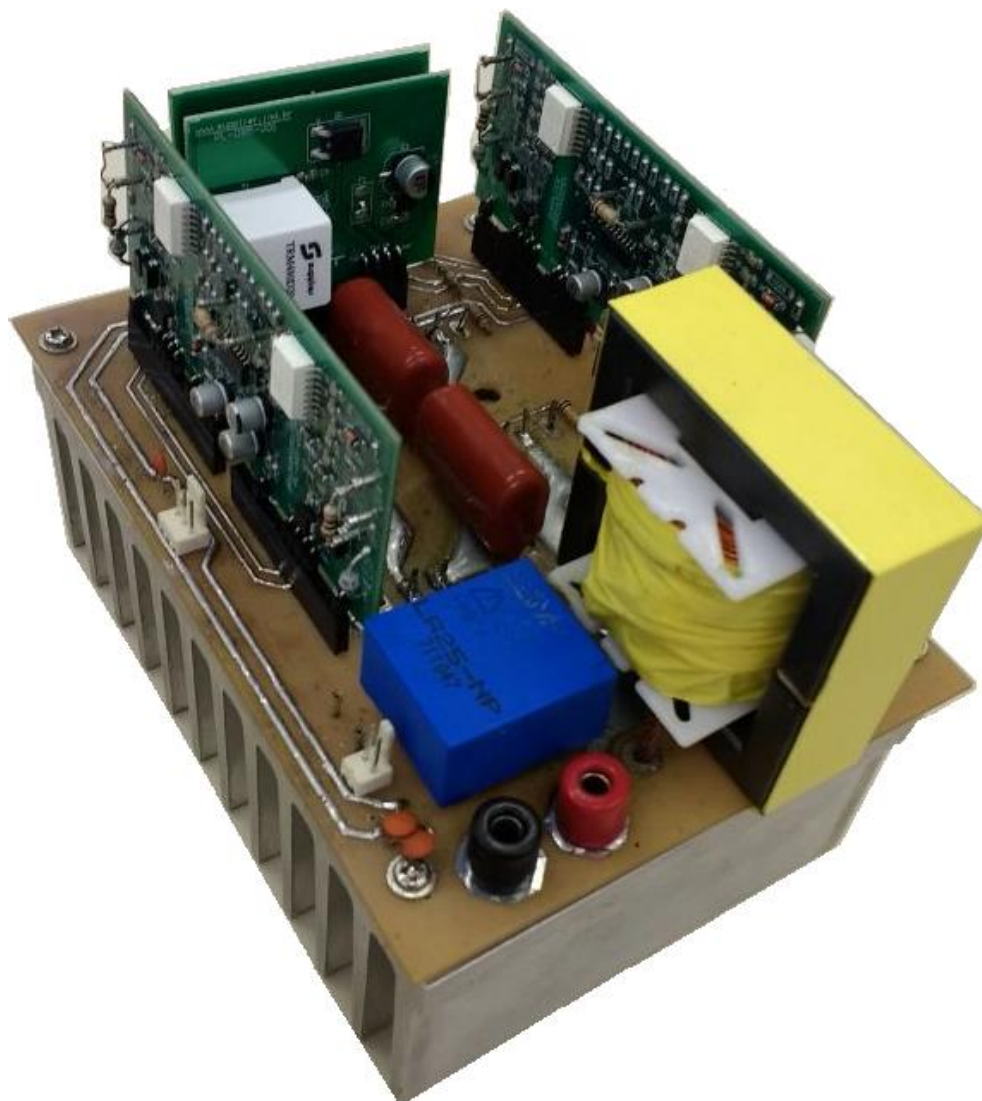


Figura 7.19 – Protótipo do inversor monofásico *full-bridge*
Fonte: autoria própria

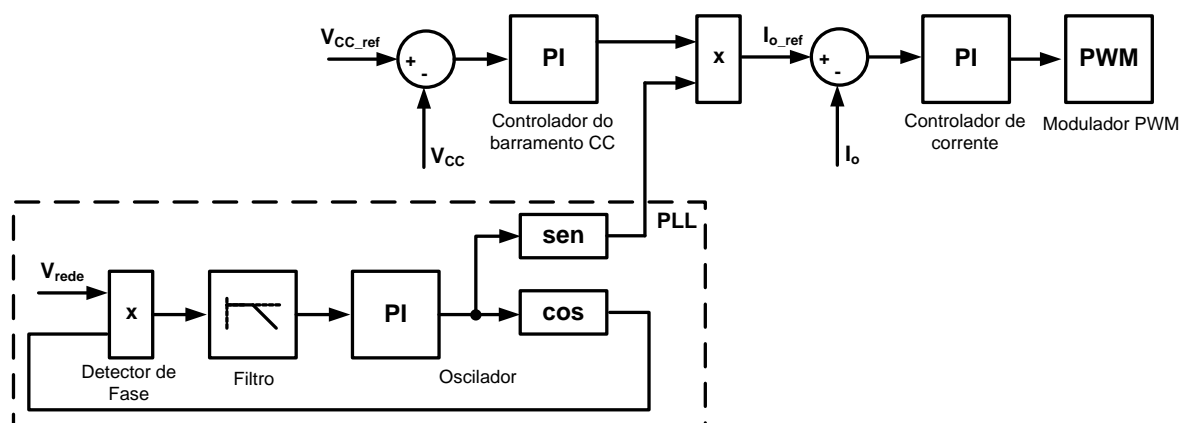


Figura 7.20 – Diagrama de blocos do controle do inversor
Fonte: autoria própria

Através da figura 7.21, é validada a metodologia utilizada para o PLL. Nesta figura é aplicada uma defasagem de 30° na tensão da rede amostrada no instante inicial; após alguns instantes nota-se a senoide de sincronismo em fase com a tensão da rede amostrada.

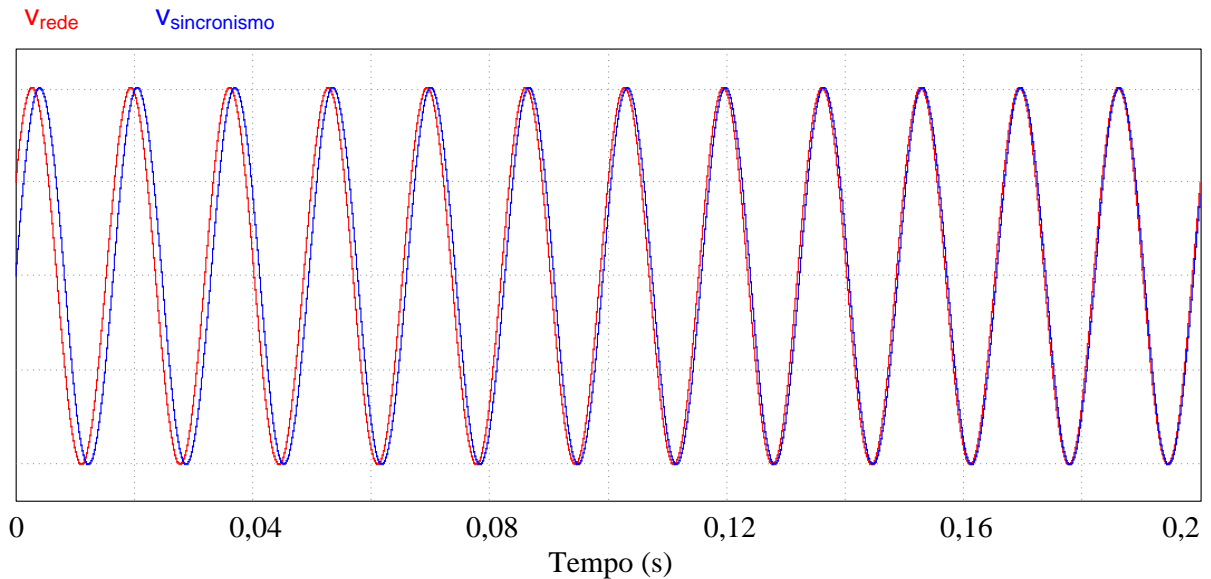


Figura 7.21 – Validação do PLL

Fonte: autoria própria

Por meio da figura 7.22 visualiza-se o comportamento dinâmico do barramento CC após um degrau de vento de 10 m/s para 12 m/s. Nota-se o controlador atuando e mantendo esta tensão em 250 V.

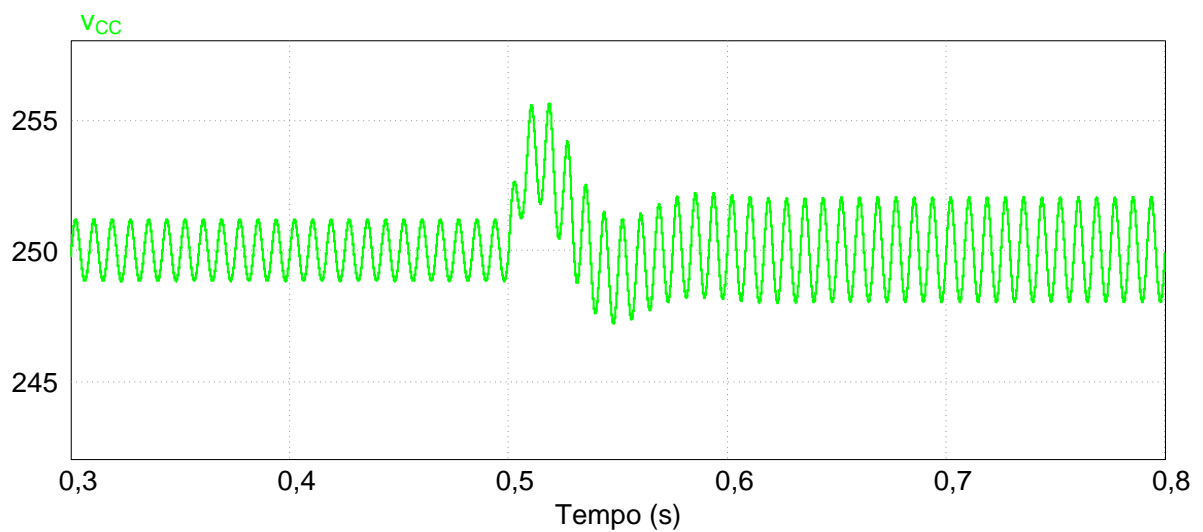


Figura 7.22– Tensão no barramento CC com um degrau de vento de 10 m/s para 12 m/s

Fonte: autoria própria

Já na figura 7.23, é apresentada a corrente de saída do inversor que é a corrente injetada na rede elétrica, para o mesmo degrau de vento (de 10 m/s para 12 m/s). Nota-se o controlador atuando e mantendo a corrente com o formato senoidal.

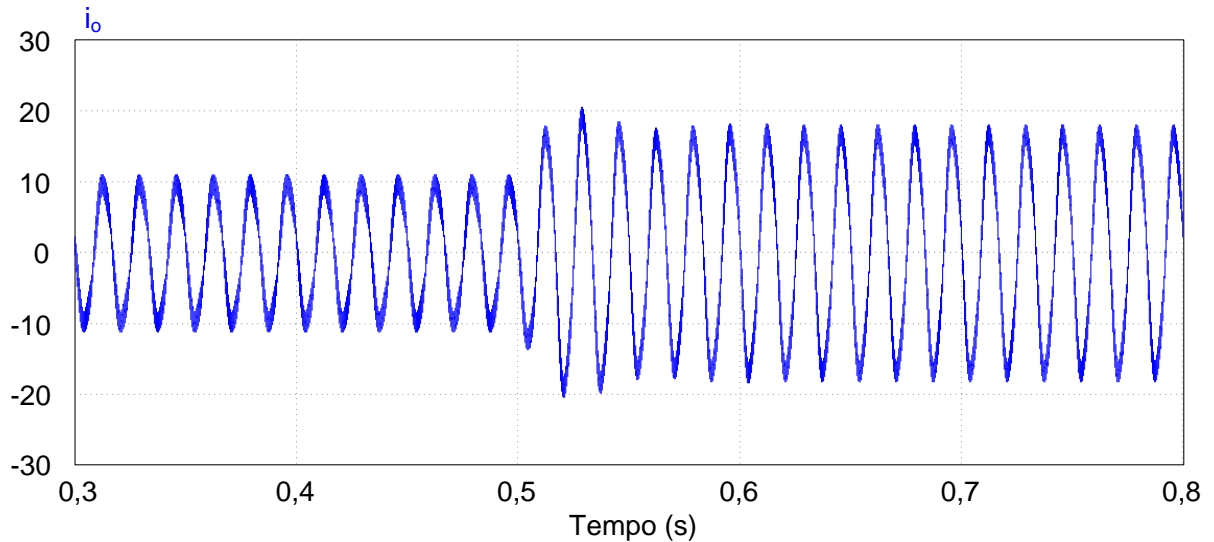


Figura 7.23 – Corrente injetada na rede com um degrau de vento de 10 m/s para 12 m/s
Fonte: autoria própria

Na figura 7.24 podem ser visualizadas as formas de onda de tensão e corrente resultantes na saída do inversor obtidas experimentalmente. Nesta aquisição, o inversor está operando com carga resistiva e com potência de 1 kW; percebe-se que tanto a tensão quanto a corrente possuem um formato puramente senoidal.

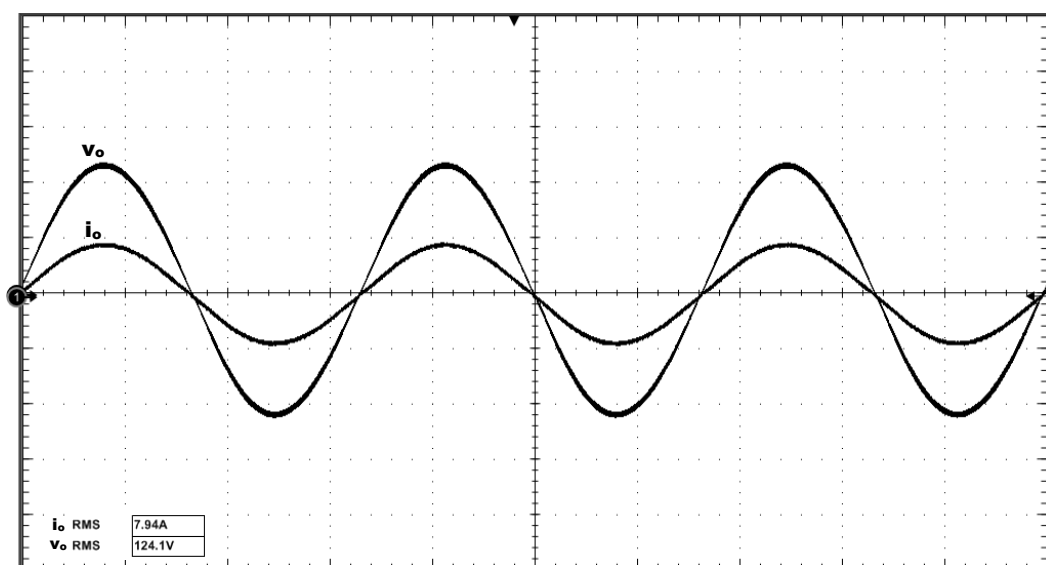


Figura 7.24 – Tensão (200 V/div) e corrente (5 A/div) de saída do inversor
Fonte: autoria própria

O gráfico da figura 7.25 apresenta a curva de rendimento do inversor para uma faixa de potência de até 1 kW. Com esta curva e com as curvas de rendimento dos demais componentes do modelo de geração eólico abordado, poderá se obter o rendimento global do sistema.

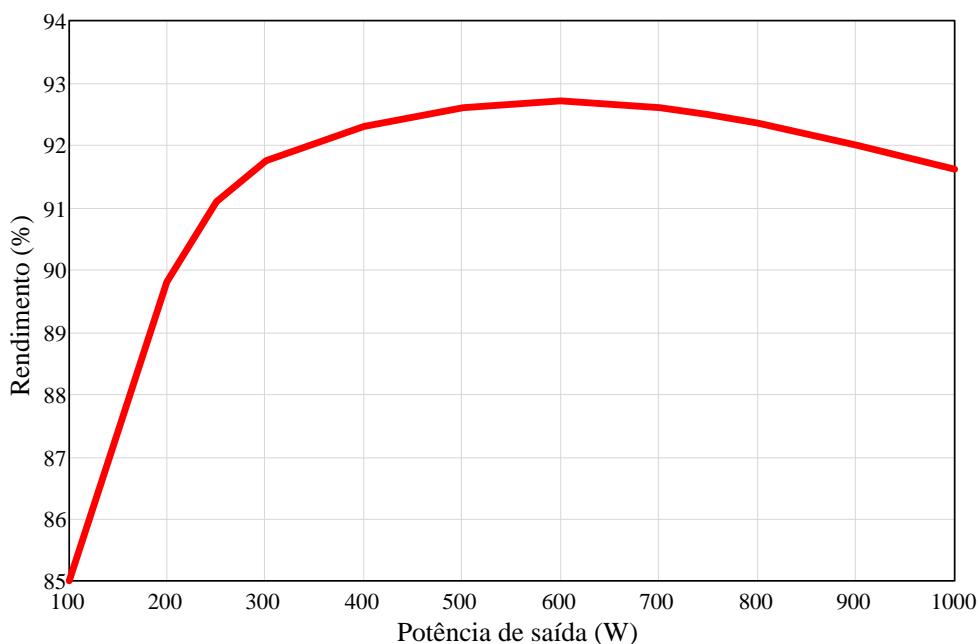


Figura 7.25 – Curva de rendimento do inversor
Fonte: autoria própria

7.4 DIAGRAMAS DE SIMULAÇÃO DO AGPP

Antes de implementar fisicamente o sistema, é interessante verificar seu comportamento através de uma simulação. A simulação deve mostrar as principais variáveis de interesse em função do tempo, para diferentes condições de velocidade de vento. Com isto pode-se analisar o comportamento de potência elétrica e a condição das formas de onda de tensão e corrente do PMSG. Para esta simulação, o modelo do rotor eólico foi implementado através de componentes elétricos, utilizando uma analogia apropriada. O modelo do PMSG utilizado pertence à biblioteca interna do *software*.

A topologia de AGPP típica e a topologia proposta foram simuladas, para que seu comportamento possa ser comparado, indicando se o sistema consegue aumentar a potência gerada e diminuir as componentes harmônicas de tensão e corrente no PMSG. A potência de

saída do PMSG e as formas de onda de tensão e corrente foram obtidas para ambos os casos, e os resultados mostram que o sistema proposto consegue aumentar a potência elétrica e reduzir os componentes harmônicos de tensão e corrente do PMSG.

Os sistemas a serem simulados são representados através de diagramas de simulação, que para a topologia convencional do AGPP está ilustrado na figura 7.26, e para o sistema proposto ilustrado na figura 7.27.

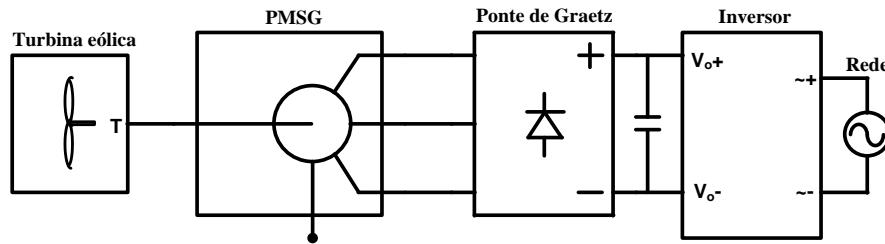


Figura 7.26 – Diagrama de simulação para o sistema convencional de AGPP
Fonte: autoria própria

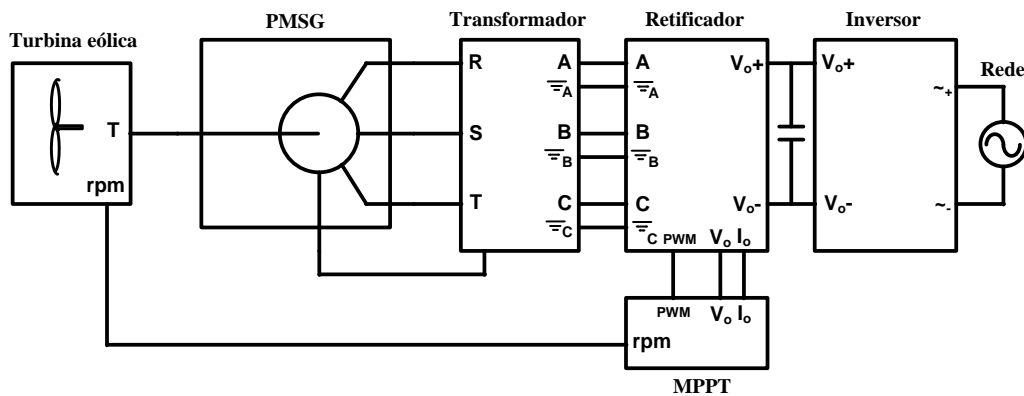


Figura 7.27 – Diagrama de simulação para o sistema de AGPP proposto
Fonte: autoria própria

Na figura 7.27, percebe-se que o sistema foi dividido em subcircuitos, para facilitar a visualização. Portanto, nas próximas figuras serão apresentados como foram desenvolvidos cada subcircuito.

Sendo a potência dada pela expressão (3.23) e de posse da figura 7.2 que representa a curva de C_p , é elaborado o diagrama de blocos da figura 7.28, a fim de reproduzir a potência mecânica da turbina.

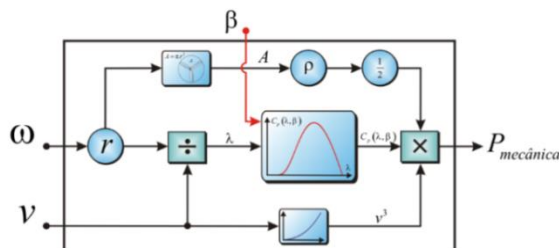


Figura 7.28 – Diagrama de blocos para geração da curva de potência
Fonte: Tibola (2009)

Posteriormente, na figura 7.29 é apresentado o subcircuito da turbina eólica, baseado neste diagrama de blocos. Nesse subcircuito, o raio da turbina e a velocidade do vento são representados por fontes de tensão para tornar o diagrama de simulação genérico para qualquer turbina.

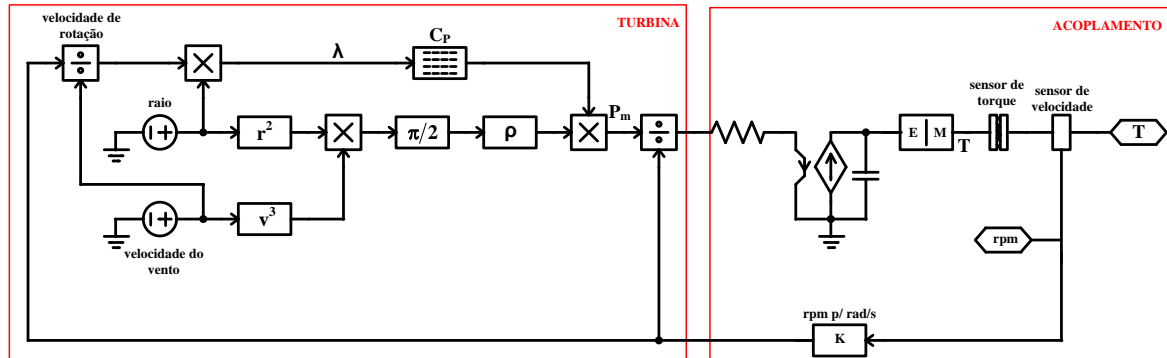


Figura 7.29 – Subcircuito para a turbina eólica
Fonte: autoria própria

O vento, apesar de não ser distribuído uniformemente na natureza, já que depende de uma série de fatores e varia temporalmente, é representado por uma constante para que seja possível caracterizar e obter os parâmetros da turbina. ρ é a densidade do ar e os demais blocos do lado esquerdo são operadores matemáticos utilizados para atender a equação (3.23). Após a geração de potência, é necessário que seja produzido um torque mecânico. Sabendo que o torque é dado pela expressão (3.4), divide-se a potência pela velocidade angular. Dessa forma o modelo da turbina tem como entrada uma velocidade de vento e como saída o torque mecânico. Para que a dinâmica da turbina seja incorporada ao sistema, ainda é necessário levar em consideração o seu momento de inércia e o acoplamento com o gerador elétrico.

Para realizar o acoplamento, é feita uma analogia entre a dinâmica de um sistema mecânico e a dinâmica de carga de um capacitor, conforme Tibola (2009). Ou seja, compara-se o torque, dado pela expressão (6.32), com a corrente de um capacitor, dada por (6.33). Dessa forma, o torque será equivalente à corrente, o momento de inércia será equivalente à capacitância e a derivada da velocidade angular será análoga à derivada de tensão.

$$T = J \frac{d\omega}{dt} \quad (6.32)$$

$$I_C = C \frac{dV_C}{dt} \quad (6.33)$$

Um sistema mecânico acoplado pode ser representado pela figura 7.30 (a), e sua equação equivalente, de acordo com Tibola (2009), pela expressão (6.34).

$$T_r - T_g = (J_r + J_g) \frac{d\omega}{dt} \quad (6.34)$$

Onde:

- T_r : torque mecânico do rotor eólico;
- T_g : torque mecânico do gerador elétrico;
- J_r : momento de inércia do rotor eólico;
- J_g : momento de inércia do gerador elétrico;
- ω : velocidade angular no eixo comum.

Fazendo a analogia com capacitores, tem-se o circuito elétrico da figura 7.30 (b), e a equação (6.35).

$$I_r - I_g = (C_r + C_g) \frac{dV}{dt} \quad (6.35)$$

Onde:

- I_r : corrente produzida pelo circuito elétrico do rotor eólico que representa o torque mecânico do rotor;
- I_g : corrente produzida pelo circuito elétrico do gerador que representa o torque mecânico do gerador elétrico;
- C_r : capacitância equivalente ao momento de inércia do rotor eólico;
- C_g : capacitância equivalente ao momento de inércia do gerador elétrico;
- V_m : tensão no nó de acoplamento que representa a velocidade no eixo comum.

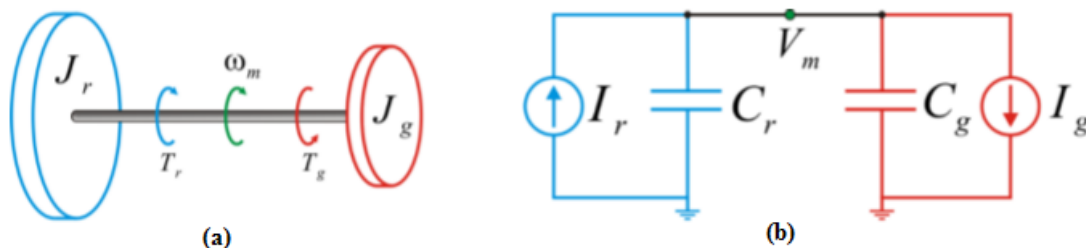


Figura 7.30 – Analogia entre um sistema mecânico e um sistema de carga de capacitores
Fonte: Tibola (2009)

O lado esquerdo da figura 7.29, que representa a turbina, tem sua saída em torque mecânico, representado através de uma tensão elétrica. Dessa forma, é necessário transformá-la em corrente e adicionar um momento de inércia, o que corresponde ao lado direito da figura 7.29. É utilizado um resistor unitário em série com uma fonte de corrente controlada por corrente, ligada em paralelo a um capacitor com capacitância igual ao momento de inércia do

rotor. Segundo Adegas (2006), o circuito interno do PMSG já utiliza essa analogia com capacitores, e, logo, basta realizar o acoplamento entre os sistemas.

O bloco E/M da figura 7.29 é uma interface de acoplamento necessária, mas que não interfere no diagrama de blocos. Na sequência, há um sensor de torque, caso queira se medir o torque, e um sensor de velocidade, que realiza as medições em rpm; por isso tem-se a necessidade de um ganho, convertendo a velocidade angular de rpm para rad/s, já que as expressões são válidas para esta última unidade de medida.

Ainda nesse subcircuito, tem-se a necessidade de um valor inicial de tensão no capacitor para que o sistema inicie o funcionamento, já que o sistema é todo realimentado e não leva em consideração os parâmetros de partida.

O próximo subcircuito traz um transformador trifásico ligado em estrela no primário, com os secundários abertos, de forma que se têm três fases independentes uma da outra. A utilização deste transformador se faz necessária devida à característica do conversor proposto, de operar com três módulos (fases) independentes.

O subcircuito do retificador apresenta o conversor trifásico proposto, como se pode ver na figura 7.31. No subcircuito do retificador é possível visualizar as três fases independentes uma da outra. Nota-se também que para todas as chaves a modulação é a mesma. Por fim, na saída do retificador observa-se a utilização de um sensor de tensão e um sensor de corrente, que realimentarão o bloco de MPPT com as variáveis medidas.

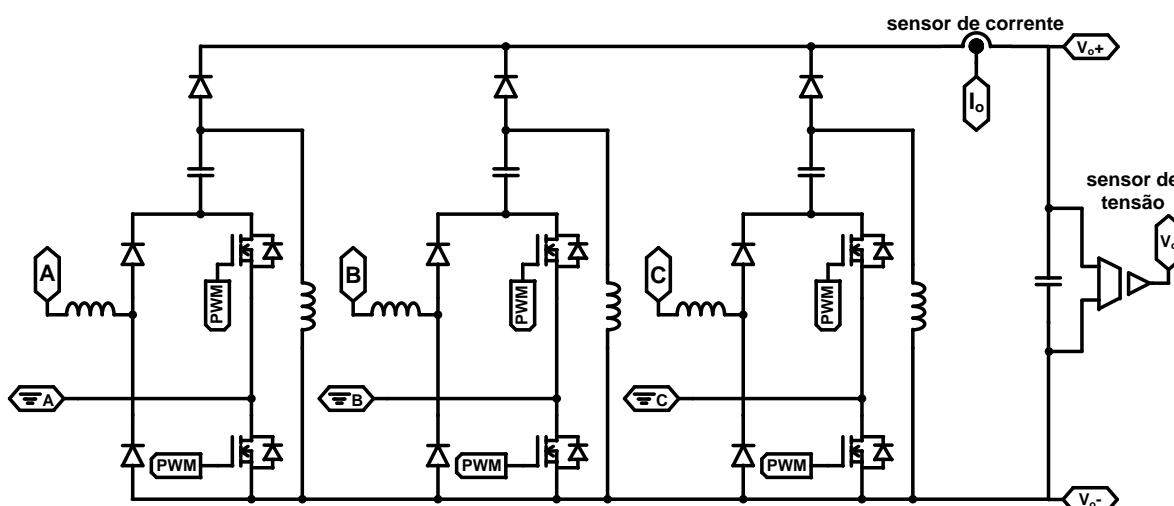


Figura 7.31 – Subcircuito do retificador

Fonte: autoria própria

O subcircuito da figura 7.32 apresenta o inversor *full-bridge* utilizado, com modulação PWM senoidal. O inversor realiza a conexão com a rede elétrica.

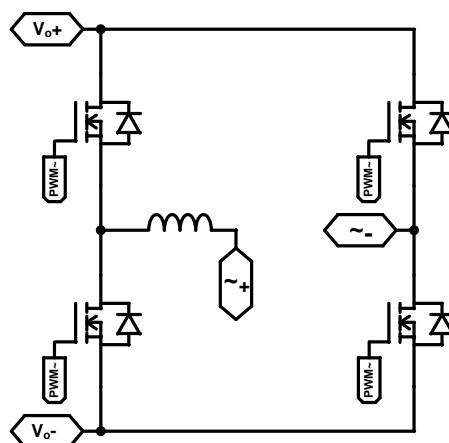


Figura 7.32 – Subcircuito do inversor
Fonte: autoria própria

Por fim, o bloco de MPPT. Este bloco tem como entradas a velocidade angular do rotor eólico em rpm, a tensão de saída e a corrente de saída do retificador, e pode ser visualizado na figura 7.33. Como saída, tem-se os pulsos de comando enviados aos transistores.

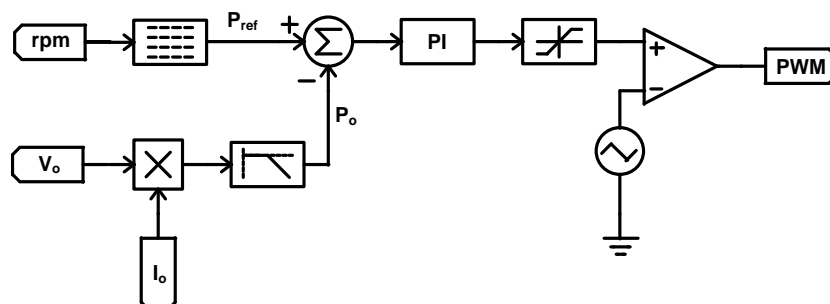


Figura 7.33 – Subcircuito do controle MPPT
Fonte: autoria própria

O controle MPPT começa com a medição da tensão e corrente de saída do retificador e velocidade angular do rotor eólico. Tensão e corrente são multiplicadas dando origem à potência instantânea na saída do conversor CA-CC, que passa por um filtro passa-baixa para se obter a potência ativa. Essa potência é comparada com a potência de referência, oriunda de uma tabela de buscas, onde a entrada é a velocidade de rotação mecânica do sistema. A diferença entre a potência de referência e a potência medida é utilizada como sinal de erro para um controlador PI, que irá controlar a razão cíclica de um modulador por largura de pulso (PWM), formado por uma portadora triangular e um comparador, e que irá comandar as comutações dos transistores, modificando a potência entregue pelo PMSG.

7.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA O AGPP

A turbina eólica utilizada nas simulações foi modelada para processar uma potência máxima de 1,5 kW.

Os parâmetros do gerador síncrono de ímãs permanentes são:

- Número de pólos: 10;
- Resistência do estator: 0,060 Ω ;
- Indutância do estator: 17,6 mH;
- Relação entre tensão de pico e velocidade: 0,63 V/rpm.

7.5.1 Topologia Convencional de AGPP

A figura 7.34 mostra a resposta dinâmica da topologia típica de AGPP, ou seja, é utilizada somente uma ponte de Graetz para realizar a etapa de retificação. O AGPP encontra-se primeiramente em regime permanente. Nesse momento, o vento possui uma velocidade de 10 m/s. A velocidade do vento é então modificada instantaneamente para 12 m/s.

Para a configuração convencional, para um vento com velocidade de 10 m/s, o rotor eólico se encontrava a 429,33 rpm, com um torque de 10,2 N.m. A potência processada era então de 460,12 W. Ao mudar a velocidade do vento para 12 m/s, o gerador começa a acelerar até chegar a uma velocidade angular final de 450,91 rpm, elevando o torque para 25,4 N.m. A potência processada agora é de 1198,5 W.

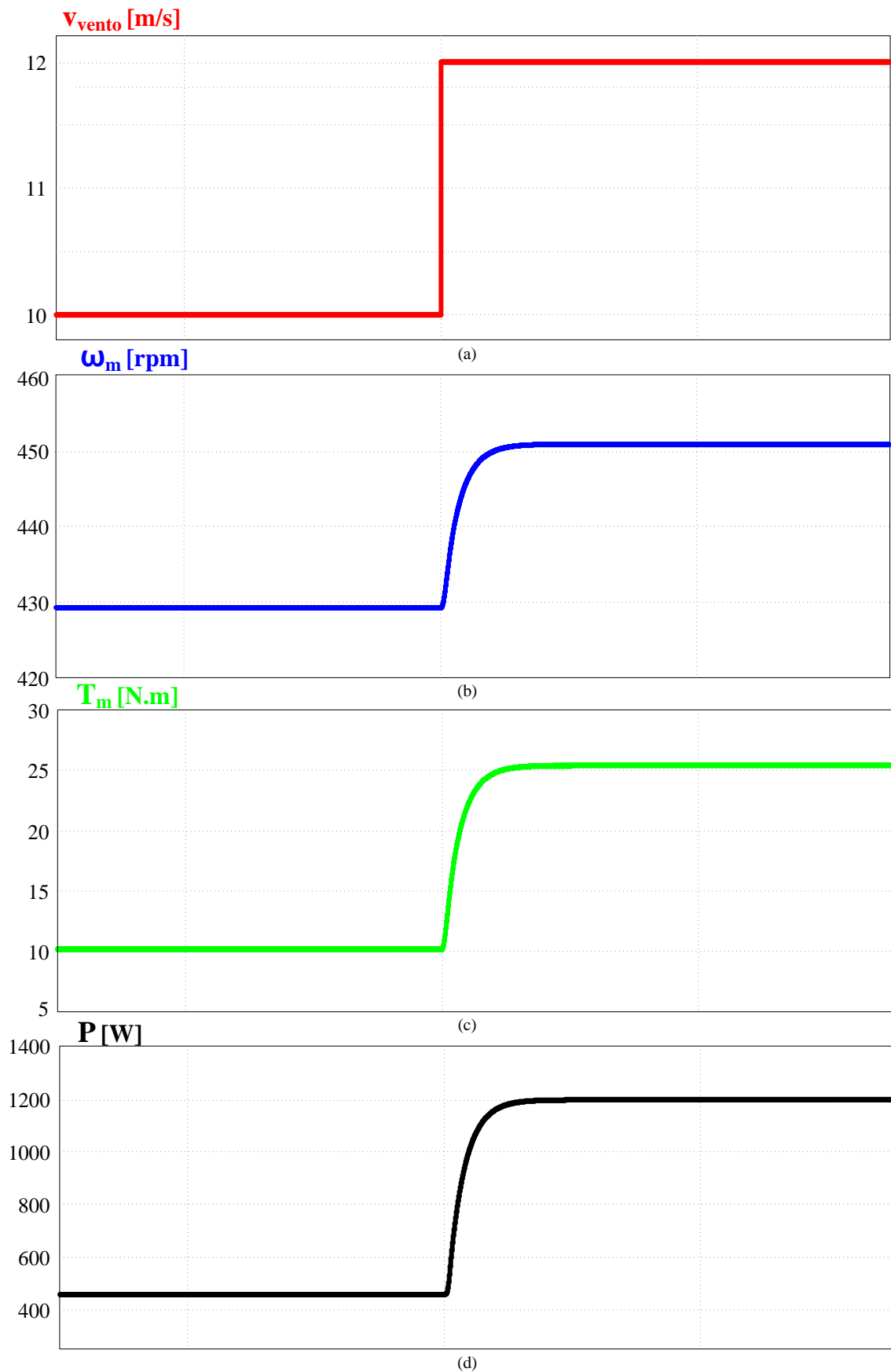


Figura 7.34 – Resposta dinâmica do AGPP com topologia convencional
(a) velocidade do vento; (b) velocidade de rotação; (c) torque e (d) potência
Fonte: autoria própria

A figura 7.35 mostra as formas de onda de tensão e de corrente do PMSG, com o AGPP em regime permanente, para um vento com uma velocidade de 12 m/s.

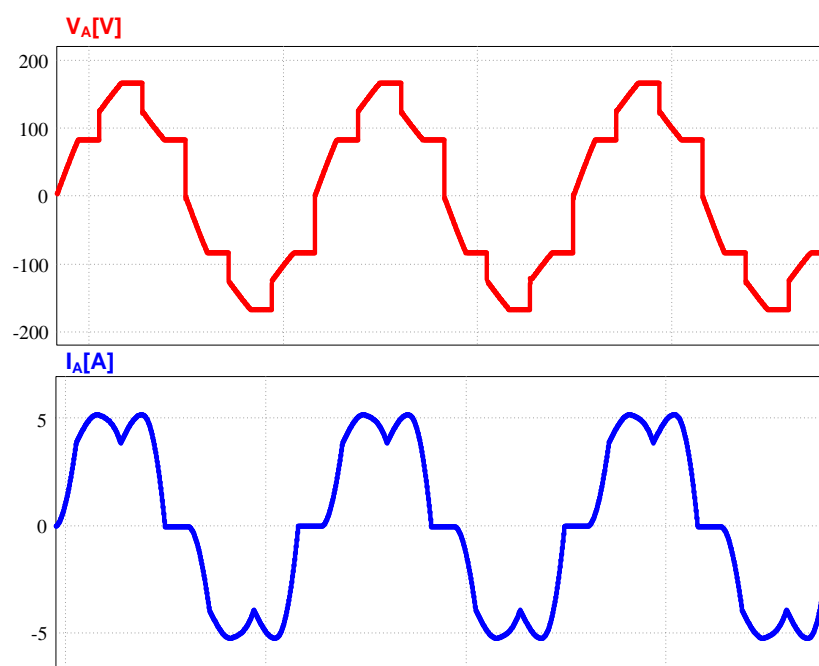


Figura 7.35 – Formas de onda de tensão e corrente no PMSG com o retificador em Ponte de Graetz, para uma velocidade de vento de 12 m/s
Fonte: autoria própria

As formas de onda de tensão e corrente também são mostradas para as velocidades de vento de 10 m/s e 9 m/s nas figuras 7.36 e 7.37, respectivamente, onde se nota que a corrente apresenta maior distorção à medida que a velocidade do vento é mais baixa.

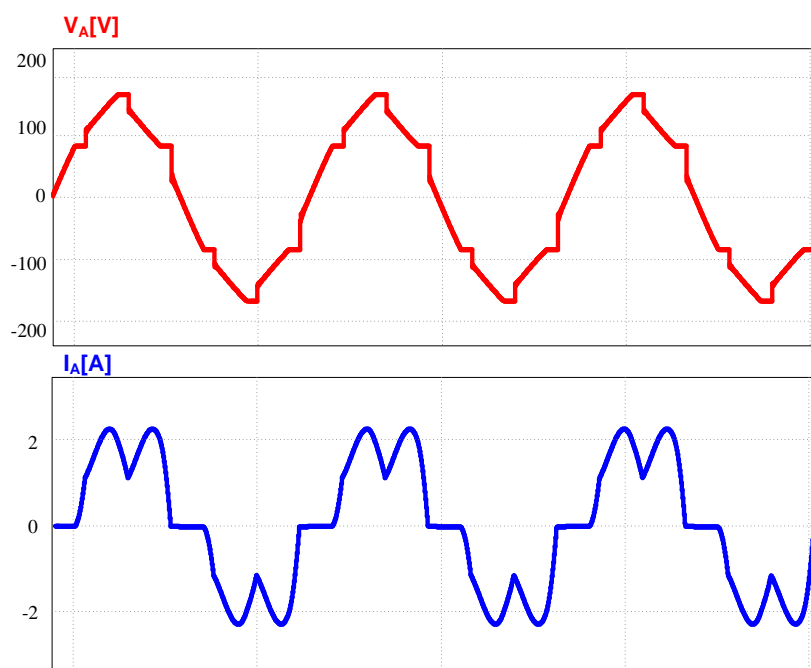


Figura 7.36 – Formas de onda de tensão e corrente no PMSG com o retificador em Ponte de Graetz, para uma velocidade de vento de 10 m/s
Fonte: autoria própria

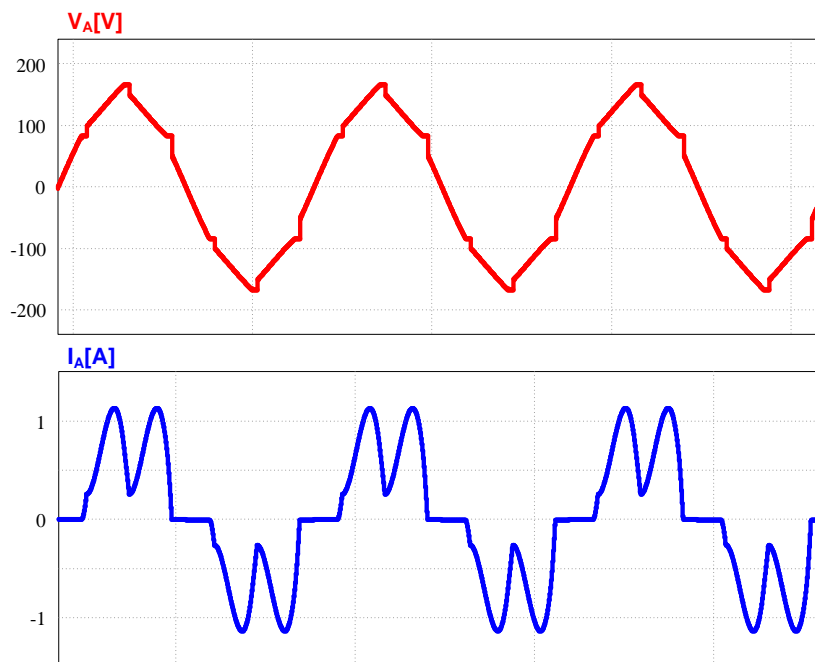


Figura 7.37 – Formas de onda de tensão e corrente no PMSG com o retificador em Ponte de Graetz, para uma velocidade de vento de 9 m/s
Fonte: autoria própria

Com as formas de onda de tensão e corrente, verifica-se que elas não apresentam um comportamento puramente senoidal, tendo altos índices de componentes harmônicos; esse fato é causado pelo uso da ponte retificadora baseada em diodos. À medida que a velocidade do vento é mais baixa, a corrente apresenta maior distorção.

7.5.2 Sistema Proposto

A função de correção de fator de potência do retificador proposto e o método de controle MPPT utilizado puderam ser comprovados por simulação.

Da mesma forma que para o sistema típico, o AGPP encontra-se primeiramente em regime permanente, com velocidade de vento de 10 m/s. A velocidade do vento é então modificada instantaneamente para 12 m/s, como visto na figura 7.38, além de poder ser visualizada também as respostas dinâmicas de velocidade de rotação, torque e potência, consequências da alteração na velocidade do vento. Pode-se notar também que a potência gerada segue satisfatoriamente a referência de potência P_{ref} , sendo que em regime permanente a diferença entre elas é nula.

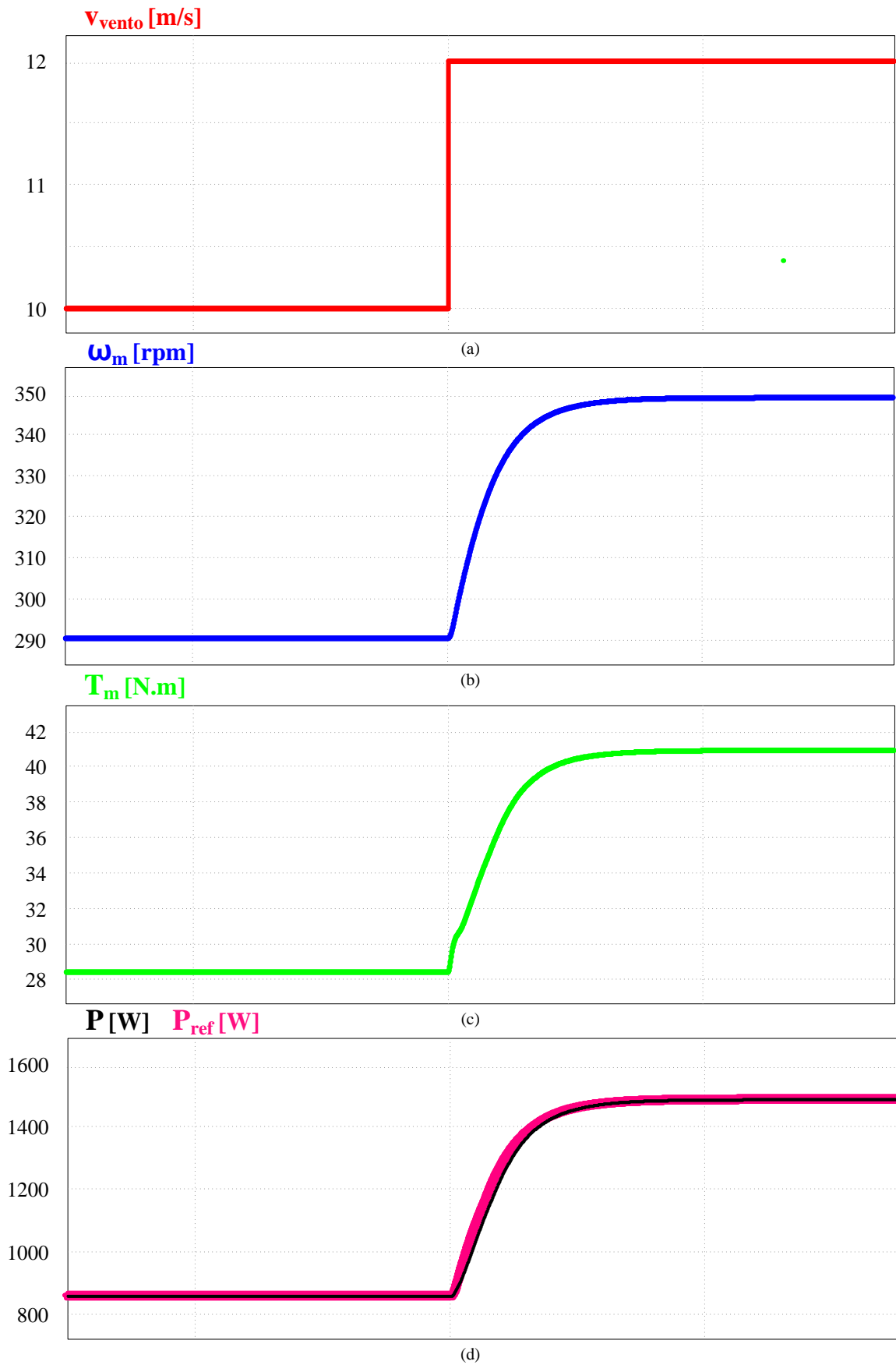


Figura 7.38 – Resposta dinâmica do AGPP com o sistema proposto
 (a) velocidade do vento; (b) velocidade de rotação; (c) torque e (d) potência
 Fonte: autoria própria

Com um vento de 10 m/s, a velocidade de rotação é de 291,7 rpm, com um torque de 28,431 N.m., velocidade menor, porém com maior torque que a topologia típica. Para essa velocidade de vento, a potência gerada foi de 868,571 W, potência de quase 90 % maior em relação à configuração tradicional. Quando a velocidade do vento aumenta para 12 m/s, o AGPP começa a girar a 350 rpm, produzindo um torque de 40,941 N.m. Dessa forma, a potência gerada foi de 1500 W, alcançando a potência máxima da turbina e obtendo um aumento de mais de 25 % em relação à topologia típica.

Sendo assim, pode-se concluir que o sistema proposto altera a característica de carga do gerador, fazendo com que o AGPP mude seu ponto de operação e conseqüentemente consiga aumentar sua potência gerada.

A figura 7.39 apresenta as formas de onda de tensão e de corrente do PMSG, com o retificador *bridgeless* SEPIC proposto processando a energia do AGPP, estando este em regime permanente, para um vento com uma velocidade de 12 m/s. Para as demais velocidades de vento, o formato da tensão e corrente se mantém.

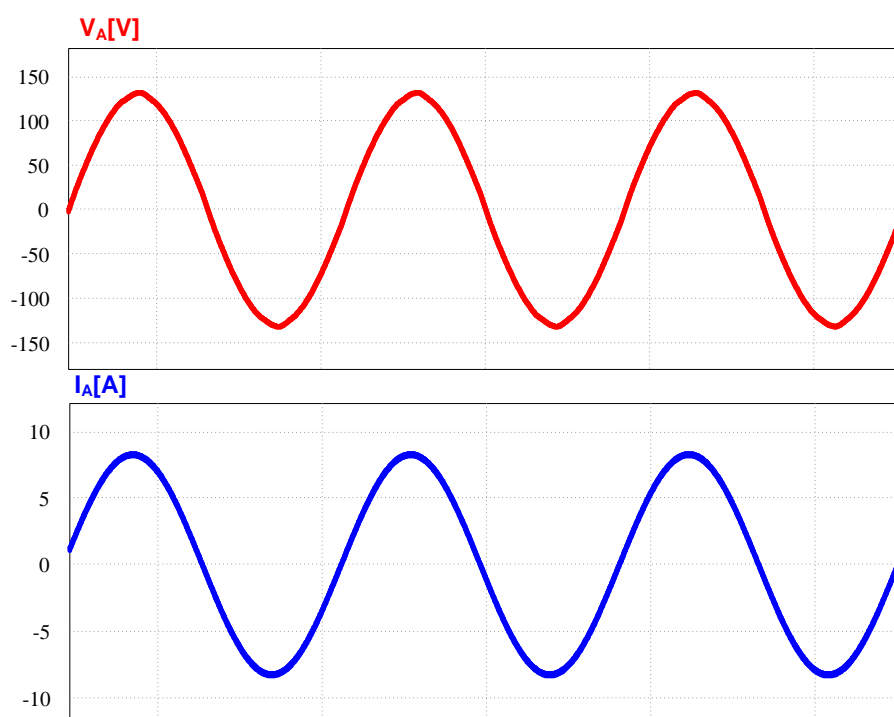


Figura 7.39 – Formas de onda de tensão e corrente no PMSG com o retificador proposto, para uma velocidade de vento de 12 m/s
Fonte: autoria própria

Comparando as formas de onda de tensão e corrente do sistema proposto com as formas de onda do sistema típico, pode-se comprovar a melhoria na qualidade nessas curvas, reduzindo dessa forma os níveis de THD tanto de tensão quanto de corrente e agregando uma

série de vantagens ao funcionamento do gerador, já que o efeito dos harmônicos em máquinas rotativas causa um maior aquecimento devido ao aumento das perdas no ferro e no cobre, afetando na eficiência e no tempo de vida útil, além de um possível aumento do ruído audível, quando comparado com alimentação quase que puramente senoidal.

Por fim, o gráfico da figura 7.40 mostra o acréscimo de potência gerada em função da velocidade do vento, utilizando um sistema com o retificador *bridgeless* SEPIC proposto em comparação com um sistema utilizando apenas uma ponte retificadora a diodos para processar a energia de um AGPP.

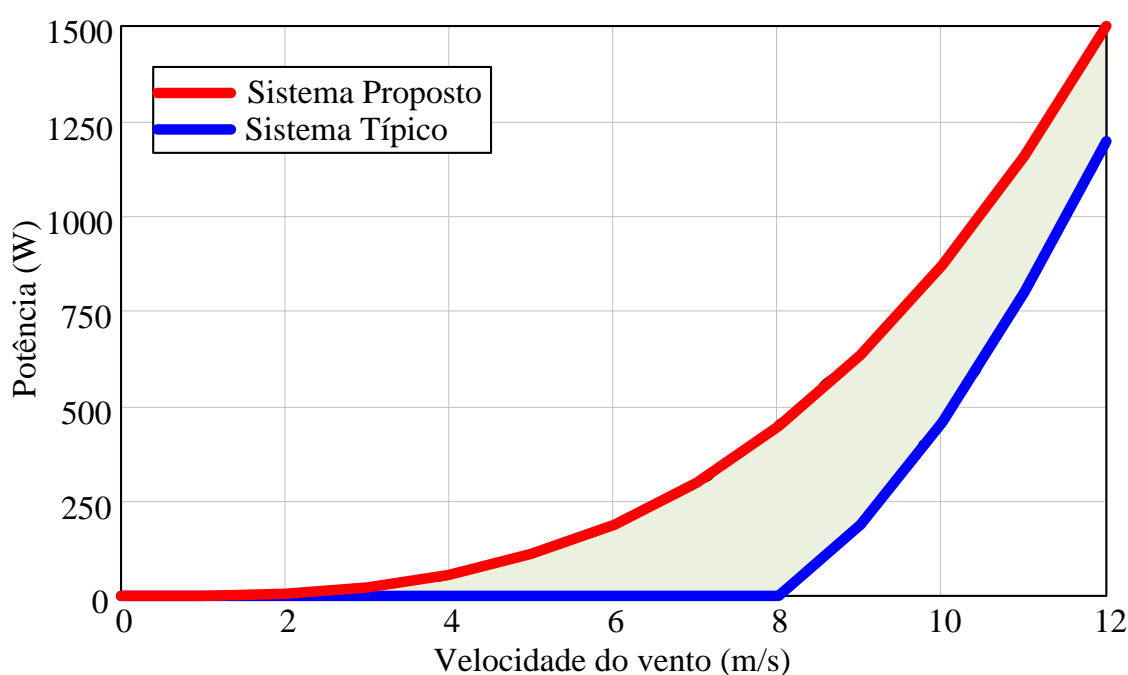


Figura 7.40 – Comparação na potência gerada entre o sistema típico e o sistema proposto
Fonte: autoria própria

No gráfico da figura 7.40 se pode constatar o grande aumento na potência gerada que a utilização do conversor proposto com rastreamento da máxima potência proporciona ao sistema. Pode-se visualizar também que para essa turbina e gerador utilizados na simulação o aumento percentual da potência gerada é maior ainda para as menores velocidades de vento. Sendo assim conclui-se que o sistema proposto alcançou resultados satisfatórios via simulação.

Na figura 7.41 visualiza-se a tensão da rede juntamente com a corrente injetada, podendo-se comprovar o completo funcionamento do sistema.

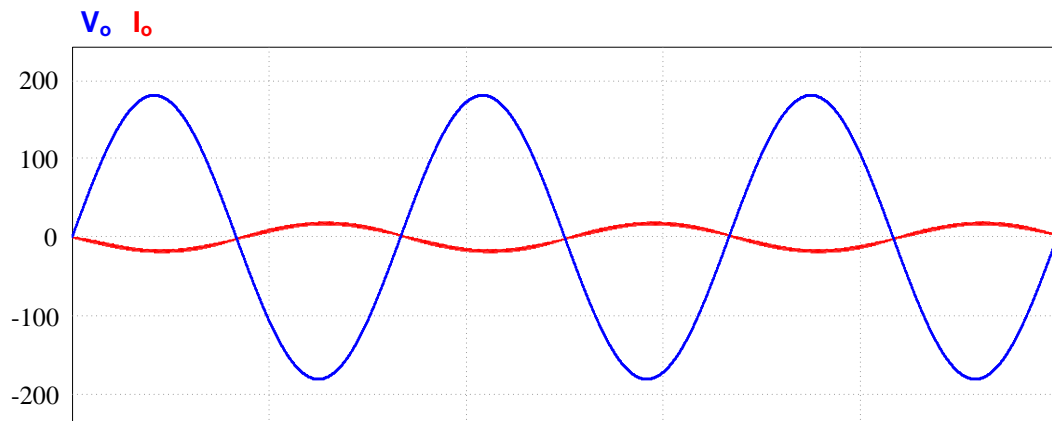


Figura 7.41 – Tensão da rede e corrente injetada na rede
Fonte: autoria própria

7.6 BANCADA DE TESTES PARA EMULAÇÃO DO AEROGERADOR

Um emulador de turbina eólica foi utilizado para possibilitar a aplicação do conversor em situações próximas a real, ou seja, se o gerador estivesse acoplado a uma turbina eólica e esta exposta ao vento, permitindo alterar, a qualquer momento a velocidade do vento que supostamente estaria incidindo na turbina. Esse simulador de turbina foi construído e utilizado por De Miranda (2014).

O simulador de turbina eólica funciona de acordo com o diagrama de blocos da figura 7.42. Na tabela 7.4 são apresentados os equipamentos que compõem esse simulador.

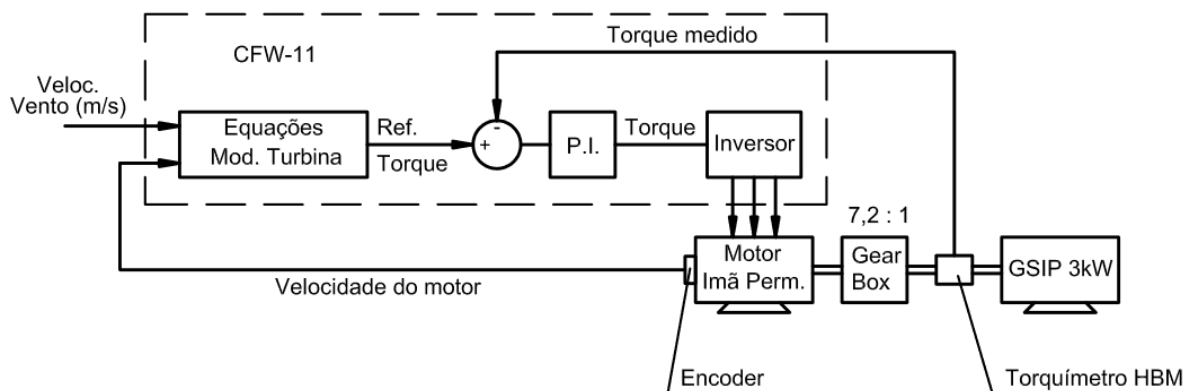


Figura 7.42 – Diagrama de blocos do simulador de turbina eólica
Fonte: De Miranda (2014)

Tabela 7.4 – Equipamentos utilizados no emulador de turbina eólica

Equipamento	Fabricante	Modelo
Inversor de Frequência	WEG	CFW-11
Motor de Ímã Permanente	WEG	WMagnet (11 kW)
Gear Box	Macopema	H20
Torquímetro	HBM	T20WN

Fonte: De Miranda (2014)

Nessa construção, o inversor CFW-11 está equipado com um CLP, que possibilita a programação das equações de modelagem de uma turbina. A partir das equações, da velocidade do vento e da velocidade da turbina (no caso a do gerador), obtêm-se o torque de referência, que é comparado com o torque lido pelo torquímetro, para que o controlador PI possa atuar no motor de 11 kW, buscando a eliminação do erro e, conseqüentemente, as condições operacionais de uma turbina eólica (DE MIRANDA, 2014).

Na figura 7.43 tem-se a foto do emulador de turbina eólica acoplado ao PMSG.

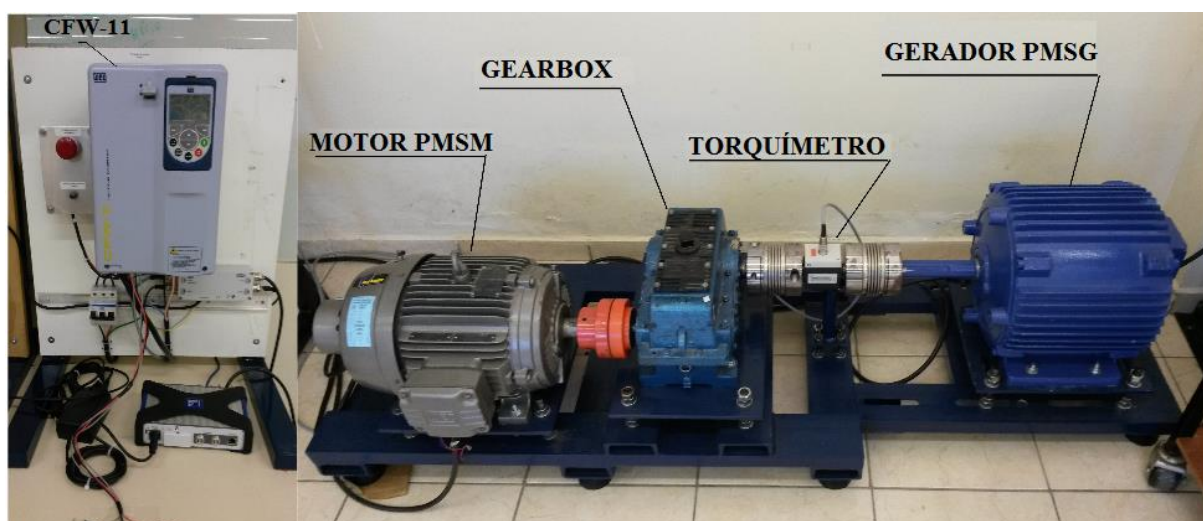


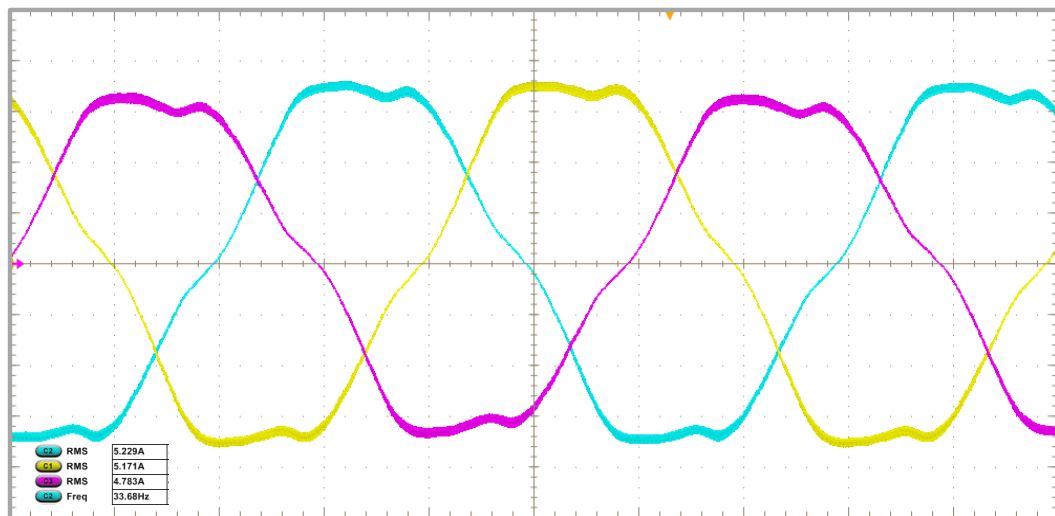
Figura 7.43 – Foto do simulador do aerogerador
Fonte: De Miranda (2014)

O motor de ímã permanente utilizado neste simulador é de 4 pólos e, quando acionado pelo inversor com alimentação em 380V, permite velocidade máxima de rotação de 2425 rpm. Como o GearBox possui relação de 7,2 : 1, a velocidade máxima que o gerador pode atingir é de 336,8 rpm. Já o gerador elétrico utilizado é um gerador de ímãs permanentes com força eletromotriz (FEM) trapezoidal.

7.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O RETIFICADOR PROCESSANDO A ENERGIA ELÉTRICA GERADA PELO EMULADOR DE TURBINA EÓLICA

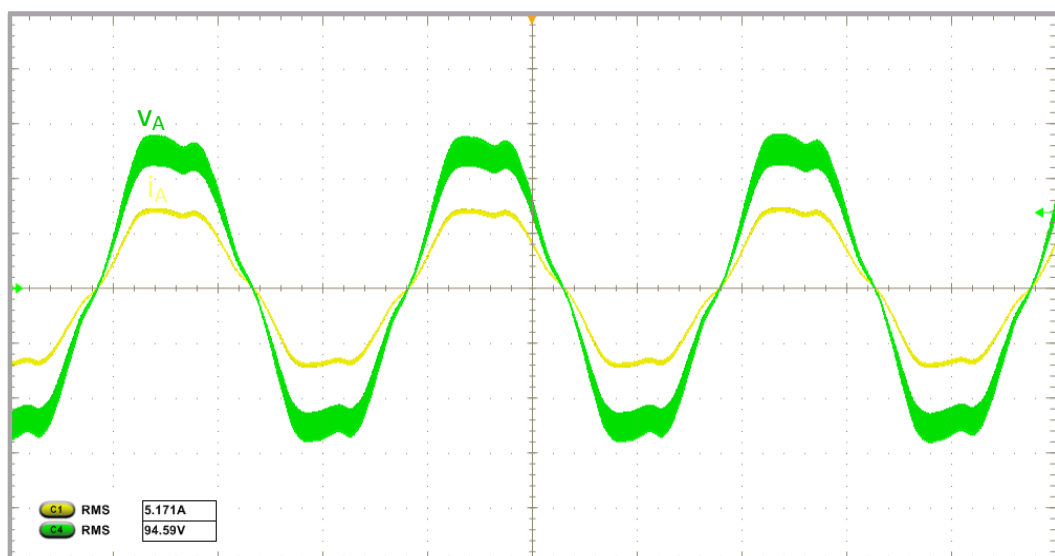
Por fim, os últimos testes foram realizados utilizando o retificador para processar a energia elétrica gerada pelo emulador de turbina elétrica.

Na figura 7.44 são apresentadas as correntes drenadas do gerador, onde nota-se o perfil trapezoidal, característica do gerador utilizado.



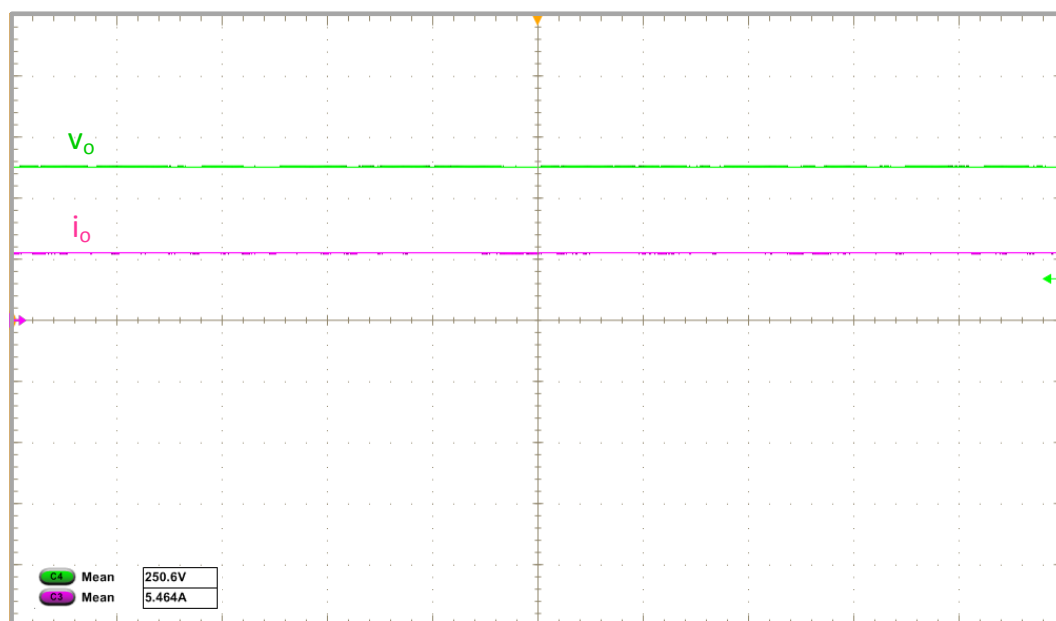
Figuras 7.44 – Correntes drenadas do gerador (3A/div)
Fonte: autoria própria

Na figura 7.45, são apresentadas as formas de onda de tensão (verde) e corrente (amarelo) na entrada do retificador. Aqui é possível visualizar a manutenção do elevado fator de potência da topologia, com as formas de onda trapezoidais, e completamente em fase.



Figuras 7.45 – Tensão (50V/div) e corrente (5A/div) de entrada do retificador
Fonte: autoria própria

E, na figura 7.46, os resultados apresentados são os resultados obtidos no barramento CC, ou seja, na saída do retificador. Conforme especificado, a tensão de saída do retificador (verde) ficou em 250 V, com uma corrente de saída (rosa) de 5,5 A, resultando em uma potência de 1,375 kW.



Figuras 7.46 – Tensão (100V/div) e corrente (5A/div) de saída do retificador
Fonte: autoria própria

7.8 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi utilizado o conversor trifásico proposto para processar energia elétrica gerada por um sistema eólico. Para isso, foi modelada uma turbina com capacidade de geração de 1,5 kW. Em seguida foi proposto o modo de controle MPPT. Simulando a turbina com uma ponte de Graetz apenas e com o retificador proposto ficou evidente a grande melhoria que o retificador com MPPT agregou ao processo, aumentando a potência processada e também melhorando a qualidade da energia gerada.

Por fim, utilizando um emulador de turbina eólica, foi possível visualizar o comportamento do retificador processando de fato a energia gerada pelo gerador de ímãs permanente trapezoidal.

Como trabalho futuro, fica a implementação do controle MPPT, visto que este só foi projetado e utilizado nas simulações.

8 CONCLUSÕES GERAIS

Neste trabalho primeiramente foi proposto um retificador trifásico *bridgeless* SEPIC PFC MCD a fim de processar a energia gerada por um sistema eólico de pequeno porte. Visando reduzir as perdas e conseqüentemente aumentar a eficiência deste conversor, fez-se também um estudo sobre modulações para acionamento dos transistores de potência, comparando uma técnica usual com uma modulação alternativa. Além da análise teórica, foram apresentados os equacionamentos de tensões, correntes e as equações de projeto tanto para a versão monofásica quanto para a versão trifásica. Os resultados de simulação e experimentais apresentados mostram o correto funcionamento do conversor.

Com relação ao estudo das modulações, os resultados obtidos foram satisfatórios, validando dessa forma, as etapas de análise, equacionamento, projeto e construção do protótipo. Analisando os dados quantitativos para as duas modulações, conclui-se que a modulação alternativa, de fato eleva o rendimento do conversor, mesmo que minimamente, já que diminui as perdas por condução. A desvantagem fica por conta da utilização de um número maior de componentes. Esta modulação pode apresentar resultados mais expressivos quando se utiliza um interruptor com o diodo intrínseco de maiores quedas de tensão. Com relação aos níveis de THD e FP, a modulação alternativa apresentou números maiores de THD e menores de FP, devido aos pequenos atrasos na sincronização com a rede de energia elétrica, que causam leves distorções na corrente de entrada. Uma melhora pode ser obtida com a utilização de um sincronismo mais preciso, como a utilização de um PLL.

Quanto à utilização de um conversor controlado no sistema de geração eólica, a qualidade de tensão e corrente é melhorada, diminuindo as harmônicas e, ao mesmo tempo podendo proporcionar a geração de máxima potência. Dessa forma, foi proposto um conversor que realizasse a maximização da potência elétrica e ao mesmo tempo reduzisse as componentes harmônicas, visando o aumento da eficiência do gerador.

O conversor proposto foi um retificador trifásico *bridgeless* SEPIC PFC operando em MCD. Como já mencionado, a justificativa na proposta deste conversor está nas vantagens que este proporciona, e que puderam ser comprovadas experimentalmente: retificadores SEPIC tem a vantagem de proporcionar alto fator de potência com menos esforço de filtragem; além disso, quando se opera em MCD, estes retificadores têm a característica de emular uma carga resistiva, drenando correntes senoidais, sem a necessidade de um sistema de controle de corrente. A alta qualidade da energia processada pode ser confirmada pelos indicadores de THD e fator de potência. Para potências superiores a 500 W, os valores de

THD de corrente medidos foram todos inferiores a 2 %; com relação ao fator de potência, para toda faixa de operação as medições deste foram valores próximos da unidade.

Quanto à utilização do controle MPPT, esse tipo de controle faz com que o PMSG emule uma carga nos seus terminais que seja capaz de extrair a máxima potência disponível para as diferentes condições de operação da turbina.

O sistema típico de geração de energia eólica (com ponte de diodos) e o sistema proposto (com o retificador *bridgeless* SEPIC trifásico) foram simulados. Concluiu-se que o sistema proposto de fato é capaz de minimizar as componentes harmônicas de tensões e correntes, obtendo comportamento senoidal e proporcionando uma série de vantagens ao sistema, já que o efeito dos harmônicos em máquinas rotativas causa um maior aquecimento devido ao aumento das perdas no ferro e no cobre, afetando na eficiência e no tempo de vida útil, além de um possível aumento do ruído audível, quando comparado com alimentação quase que puramente senoidal. O controle MPPT permitiu a operação do sistema em um nível maior de geração de energia para cada velocidade do vento. O aumento no gerador de energia elétrica simulado foi de quase 10%, para a velocidade de vento de 12 m/s, e de mais de 30 % quando a velocidade do vento era de 10 m/s. Esse percentual fica ainda maior à medida que a velocidade do vento é mais baixa, para as mesmas condições do sistema.

Com os resultados satisfatórios obtidos em simulação, foi também, através de um emulador de turbina eólica, verificado o processamento da energia elétrica gerada pelo retificador proposto. Os resultados foram correntes puramente trapezoidais, conforme esperado, já que o gerador utilizado foi um gerador síncrono de ímãs permanentes com FEM trapezoidal. Assim, pode-se comprovar o correto funcionamento do sistema de energia elétrica produzida a partir da geração eólica, sendo processada pelo retificador trifásico *bridgeless* SEPIC PFC proposto, operando em MCD.

Dessa forma conclui-se que a topologia proposta é válida, e agrega muitas vantagens ao sistema de geração eólica de pequeno porte. A utilização deste conversor, no entanto, não é restrita apenas aos sistemas eólicos, podendo ser usado também em diversas aplicações.

Como trabalho futuro, fica a implementação técnica do controle MPPT em bancada, visto que esse método só foi experimentado em simulação numérica, e nesta, apresentou significativas vantagens.

REFERÊNCIAS

ABDULRAHMAN, L A.; MAJEED, A. A. Optimization-based steady state analysis of three phase self-excited induction generator. **IEEE Trans. on Energy Conversion**, v. 15, n. 1, mar. 2000.

ABEEólica – Associação Brasileira de Energia Eólica. **Potencial eólico do Brasil é de 500 GW, segundo DEWI**. Disponível em: <<http://www.portalabeeolica.org.br/index.php/noticias/3905-potencial-e%C3%B3lico-do-brasil-%C3%A9-de-500-gw,-segundo-dewi.html>>. Acesso em: 22 jun. 2016.

ABREU, L.; SHAHIDEHPOUR, M. Wind energy and power system inertia. **Power engineering society general meeting**, 2006.

ADEGAS, F. D. **Análise, simulação e implementação de um conversor de baixa potência com mppt e pfc para aerogeradores em sistemas isolados**. 2006. Dissertação de Mestrado. Faculdade de Engenharia, Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande Do Sul, Porto Alegre, 2006.

ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica. **Atlas de energia elétrica do Brasil**. 2ed. Brasília, 2005. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br>>. Acesso em 23 jun. 2016.

BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; MA, K. Power electronics converters for wind turbines systems. **IEEE Trans. on Industry Applications**, v. 48, n. 2, p. 708-719, 2012.

BLAABJERG, F.; CHEN, Z. **Power electronics for modern Wind turbines**. Colorado: Morgan and Claypool, 2006.

BORGES, A. **Microgeração de eletricidade ainda é restrita no País**. O Estado de São Paulo. Economia. 2 de jan de 2015. B3.

BOYLE, G. **Renewable Energy: Power for a Sustainable Future**. Oxford: Oxford University, 1996. 479 p.

BRITO, S. S. **Energia eólica: princípios e tecnologias**. Centro de referência para energia solar e eólica. CEPEL, 2008.

BURTON, T. et al. **Wind Energy Handbook**. s.l.: John Wiley & Sons, Ltd, 2001.

CAMPOS, F. **Geração de energia a partir de fonte eólica com gerador assíncrono conectado a conversor estático duplo**. 2004. Dissertação de Mestrado. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétrica, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2004.

CAVALVANTI, M. C. et al. Comparative evaluation of losses in soft and hard-switched inverters. In: **Proc. of IEEE 38th IAS Annual Meeting on Industry Applications Conference**, v. 3, p. 1912-1917, jul. 2003.

CHEN, Z.; GUERRERO, J.; BLAABJERG, F. A review of the state of the art of power electronics for wind turbines. **IEEE Trans. on Power Electronics**, v. 24, n. 8, p. 1859-1875, 2009.

CIAMPONI, C. E. S. **Geração de energia elétrica domiciliar solar e eólica: análise das condições socioeconômicas para implantação em residências de baixo consumo**. 2015. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de São Carlos, Sorocaba, 2015.

COSTA, P. J. S. **Retificadores SEPIC monofásicos e trifásicos aplicados no processamento da energia elétrica proveniente de aerogeradores de pequeno porte**. 2015. Dissertação de Mestrado. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Ponta Grossa, 2015.

CRUZ, C. M. T.; LIMA, F. K. A.; ANTUNES, F. L. M. Unit power factor single-phase rectifier with reduced conduction loss using a non-dissipative passive snubber. **IEEE International Conference on Industrial Electronics**, v.1, p. 1123-1128, 2002.

DALMAZ, A.; PASSOS, J. C.; COLLE, S. Energia Eólica para Geração de Eletricidade e a Importância da Prevenção. **Journal of ABCM Engineering**, v. 13, n.1 p 2-32, 2008.

DE MIRANDA, P. L. K. **Controle de geradores de ímãs permanentes com fem trapezoidal aplicado em aerogeradores sob condições de afundamento de tensão da rede elétrica: falhas simétricas**. 2014. Dissertação de Mestrado. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Ponta Grossa, 2014.

DIAZ, D. A. G. **Estudo de turbina eólica vertical com ângulo de pá variável**. 2012. Dissertação de Mestrado. COPPE, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2012.

DUARTE, P. A. S. C. **Interface de um gerador eólico de pequena potência com a rede elétrica.** 2010. Dissertação de Mestrado. Escola de Engenharia, Universidade do Minho, Braga, 2010.

DUTRA, R.M. **Viabilidade Técnico-Econômica da Energia Eólica face ao Novo Marco Regulatório do Setor Elétrico Brasileiro.** 2001. Dissertação de Mestrado. COPPE, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2001.

ECKSTEIN, R. H. **Sistema para conexão de pequenos aerogeradores com a rede elétrica: análise, projeto e experimentação.** 2014. Dissertação de Mestrado. Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2014.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics.** 2 ed. New York: Kluwer Academic, 2001.

FARIAS, L. M.; SELITTO, M. A. Uso da energia ao longo da história: evolução e perspectivas futuras. **Revista Liberato**, v. 12, n. 17, p. 01-106, Novo Hamburgo, Janeiro/Junho, 2011.

FARRET, F. A. **Aproveitamento de pequenas fontes de energia elétrica.** Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, 1999.

FAULSTICH, A.; STINKE, J.; WITWER, F. Medium voltage converter for permanent magnet wind power generators up to 5 MW. **European conference on Power electronics and applications**, 2005.

FERREIRA, A. A. A. **Sistema de produção de energia eólica.** 2011. Dissertação de Mestrado. Faculdade de Engenharia, Universidade do Porto, Porto, 2011.

FILHO, A. S.; CARDOSO, J. G. Energia eólica: tipos de geradores e conversores usados atualmente, **Journal O Setor Elétrico**, 2014.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY JR.,C.; KUSKO, A. **Máquinas Elétricas.** s.l.: MacGraw-Hill do Brasil, 1975.

FOLKCENTER. **75 KW windmill at Fernando de Noronha, Brazil.** Disponível em: <<http://www.folkecenter.net/gb/tech-trans/samples/brazil/>>. Acesso em 23 jun. 2016.

FRANCISCO, C. M. M. **GreenEnergy, Produção de Energia Elétrica a partir de Fontes de Energia Renovável para Sistemas de Microprodução**. Dissertação de Mestrado. Universidade da Madeira, Funchal, 2013.

GWEC – Global Wind Energy Council. **Global Wind Report**. 2015. Disponível em: <http://www.gwec.net/wp-content/uploads/vip/GWEC-Global-Wind-2015-Report_April-2016_22_04.pdf>. Acesso em: 20 jul. 2016.

HAU, E. **Wind Turbines – Fundamentals, Technologies, Application, Economics**. 2 ed. Reino Unido, 2005

HEIER, S. **Grid Integration of Wind Energy Conversion System**. Wiley, 2006.

HULLE, F. V. Integrating Wind – Developing Europe’s power market for the large-scale integration of wind power. **TradeWind**, 2009.

ISMAIL, E. H. Bridgeless SEPIC rectifier with unity power factor and reduced conduction losses. **IEEE Trans. on Industrial Electronics**, v. 56, n. 4, p. 1147-1157, abr. 2009.

JUNIOR, E. A. **Estratégia de Conversor para Interligação de Sistemas de Geração Eólica à Rede Elétrica**. 2014. Dissertação de Mestrado. Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2014.

LAYTON, J. **Como funciona a energia eólica**. Disponível em: <<http://ambiente.hsw.uol.com.br/energia-eolica.htm>>. Acesso em: 09 abr. 2016.

LAZZARIN, T. B. et al. Proposal of a modular three-phase SEPIC-DCM rectifier for small wind energy conversion systems. **IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**, Buzios, Brazil, p. 398-404, jun. 2015.

MAHDAVI, M.; FARZANEHFARD, H. Bridgeless SEPIC PFC rectifier with reduced components and conduction losses. **IEEE Trans. on Industry Applications**, v. 47, n. 2, p. 873-881, abr. 2011.

MANWELL, F.; MCGOWAN, J. ROGERS, A. **Wind Energy Explained: Theory, Design and Application**. Chichester: John Wiley & Sons, 2002.

MASTERS, G. M. **Renewable and efficient electric power systems**. New Jersey: John Wiley & Sons, 2004.

MATHEW, S. **Wind Energy: Fundamentals, Resource Analysis and Economics**. India: Springer, 2006.

MILBORROW, D. Annual power costs comparison: what a difference a year can make. **Windpower monthly magazine**, Janeiro, 2010.

MURTHY, Y. A review on power electronics application on wind turbines. **IJRET – International Journal of Research in Engineering and Technology**, vol. 2, Novembro, 2013.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 4 ed. Prentice Hall Brasil, 2003.

OLEG, C. Voltage stabilization system induction generator in stand-alone mode. **IEEE Trans. on Energy Conversion**, v. 14, n. 3, set. 1999.

OLIVEIRA, A. H. **Retificador trifásico com elevado fator de potência utilizando o conversor CC-CC SEPIC no modo de condução contínua**. 1996. Dissertação de Mestrado. Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1996.

ONAL, Y.; SOZER, Y. Bridgeless SEPIC PFC converter for low total harmonic distortion and high power factor. **IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, p. 2693-2699, 2016.

PATEL, M. R. **Wind and solar power systems**. s.l.: CRC Press, 1999.

PEDUZZI, P.; LABOISSIÈRE, P. **Governo anuncia investimentos de R\$ 186 bilhões em energia**. Agência Brasil. Editado por: Carolina Pimentel. Brasília, 11 ago. 2015. Disponível em: <<http://agenciabrasil.ebc.com.br/economia/noticia/2015-08/governo-anuncia-r-186-bilhoes-em-geracao-e-transmissao-de-energia>>. Acesso em 30 jun. 2016.

PEREIRA, M, M. **Um estudo do aerogerador de velocidade variável e sua aplicação para o fornecimento de potência elétrica constante**. 2004, Dissertação de Mestrado. Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2004.

PINTO, M. O. **Fundamentos de Energia Eólica**. Rio de Janeiro: LTC, 2014.

POMILIO, J. A. **Conversores Cúk, SEPIC e ZETA como PFP**. In: Pré-reguladores de Fator de Potência. Universidade de Campinas, Campinas, 2005.

PRETO, R. J. M. **Desenvolvimento de um sistema de produção de energia autônomo**. 2014. Dissertação de Mestrado. Faculdade de Engenharia, Universidade Do Porto, Porto, 2014.

RAJU, A. B.; FERNANDES, B. G.; CHATTERJEE, K. A UPF power conditioner with maximum power point tracker for grid connected variable speed wind energy conversion system. **1st International Conference on Power Electronics Systems and Applications**, Bombay, India, Novembro, p. 107-112, 2004.

REIS, L. B. **Energia Elétrica para o desenvolvimento sustentável**. 2 ed. São Paulo: EdUSP, 2001.

RODRIGUES, P. R. **Energias Renováveis: Energia Eólica**. Consórcio de Universidades Européias e Latino-Americanas em Energias Renováveis. Editora Unisul, 2011.

RUNCOS, F. et al. **Geração de energia eólica – tecnologias atuais e futuras**. WEG, 2000.

SHEPHERD, D.G. Historical Development of the Windmill. In: **Wind Turbine Technology – Fundamental Concepts of Wind Turbine Engineering**, 1 ed, New York, ASME Press, p. 1-46, 1994.

SIMONETTI, D. S. L.; SEBASTIAN, J. and UCEDA J. The discontinuous conduction mode Sepic and Cuk power factor preregulators: analysis and design. **IEEE Trans. on Industrial Electronics**, v. 44, n. 5, p. 630-637, out. 1997.

TIBOLA, G. **Conversor CA-CC Trifásico em estágio único com isolamento em alta frequência baseado no conversor CC-CC SEPIC operando no modo de condução descontínuo**. 2013. Tese de Doutorado. Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2013.

TIBOLA, G.; BARBI, I. Isolated three-phase high power factor rectifier based on the SEPIC converter operating in discontinuous conduction mode. **IEEE Trans. on Power Electronics**, v. 28, n. 11, p. 4962-4969, nov. 2011.

TIBOLA, G. **Sistema Eólico de Pequeno Porte para Geração de Energia Elétrica com Rastreamento de Máxima Potência**. 2008. Dissertação de Mestrado. Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.

TONG, W. **Wind power generation and wind turbine design**. Southampton: WIT Press, 2010.

THONGAM, J. S.; OUHROUCHE, M. **MPPT Control Methods in Wind Energy Conversion Systems, Fundamental and Advanced Topics in Wind Power**. Fundamental and Advanced Topics in Wind Power. InTech, 2011. Disponível em: <<http://www.intechopen.com/books/fundamental-and-advanced-topics-in-wind-power/mppt-control-methods-in-wind-energy-conversion-systems>>. Acesso em 20 jul. 2016.

WANG, Q.; CHANG, L. **An intelligent maximum power extraction algorithm for inverter-based variable speed wind turbine systems**. IEEE Trans. on Power Electronics, v. 19, n. 5, p. 1242-1249, set. 2004.

APÊNDICE A – PLANILHAS DE CÁLCULOS

A.1. RETIFICADOR MONOFÁSICO

CONVERSOR SEPIC MCD COM DOIS INTERRUPTORES MONOFÁSICO

Especificações de projeto:

Tensão de entrada (V_p)	$V_p := 180\text{V}$
Tensão de saída (V_o)	$V_o := 250\text{V}$
Potência de saída (P_o)	$P_o := 500\text{W}$
Frequência de comutação (f_s)	$f_s := 50\text{kHz}$
Razão cíclica máxima (D)	$D := 0.3$
Hold_up_time (th)	$th := 16\text{ms}$
Ondulação da tensão no capacitor $C_{i1}(\Delta V_c)$	$\Delta V_c := 0.1$
Ondulação da corrente no indutor $L_i(\Delta i_L)$	$\Delta i_L := 0.1$

Resistência (R)	$R := \frac{V_o^2}{P_o} = 80\Omega$
Indutância Equivalente (L_e)	$L_e := \frac{(D^2 \cdot V_p^2 \cdot R)}{4 \cdot V_o^2 \cdot f_s} = 118.483\mu\text{H}$
Resistência mínima (R_{min})	$R_{min} := \frac{(4 \cdot L_e \cdot f_s)}{(1 - D)^2} = 56.08\Omega$
Razão cíclica máxima (D_{max})	$D_{max} := 1 - 2 \cdot \sqrt{\frac{L_e \cdot f_s}{R}} = 0.456$
Ondulação de corrente (Δi)	$\Delta i := 2 \cdot \Delta i_L \cdot \frac{P_o}{V_p} = 0.322\text{A}$
Indutor (L_i)	$L_i := \frac{V_p \cdot D}{\Delta i \cdot f_s} = 6.77\text{mH}$
Indutor (L_o)	$L_o := \frac{(L_i \cdot R \cdot V_p^2 \cdot D^2)}{4 \cdot L_i \cdot V_o^2 \cdot f_s - R \cdot V_p^2 \cdot D^2} = 0.121\text{mH}$
Ondulação de tensão (ΔV)	$\Delta V := V_p \cdot \Delta V_c = 31.1\text{V}$
Capacitor 1 (C_1)	$C_i := \frac{D^2 \cdot V_p \cdot [D \cdot (V_p \cdot L_o - V_o \cdot L_i) + 2 \cdot V_o \cdot L_i]^2}{8 \cdot V_o^2 \cdot L_i^2 \cdot L_o \cdot \Delta V \cdot f_s^2} = 1.399\mu\text{F}$
Capacitor de saída (C_o)	$C_o := \frac{2 \cdot P_o \cdot th}{V_o^2 - (0.9 V_o)^2} = 2.105 \times 10^{-3}\text{F}$

Corrente mínima nos indutores ($i_{L\min}, i_{L\min}$)
$$i_{L\min} = \frac{D^2 \cdot V_p \cdot (V_o \cdot L_i - V_p \cdot L_o)}{2 \cdot V_o \cdot L_i \cdot L_o \cdot f_s} = 3.072A$$

$$i_{L\min} := i_{L\min} = 3.072A$$

Corrente máxima no indutor L_i ($i_{L\max}$)
$$i_{L\max} = \frac{D \cdot V_p \cdot [D \cdot (V_o \cdot L_i - V_p \cdot L_o) + 2 \cdot V_o \cdot L_o]}{2 \cdot V_o \cdot L_i \cdot L_o \cdot f_s} = 3.393A$$

Corrente máxima no indutor L_o ($i_{L\max}$)
$$i_{L\max} = \frac{D \cdot V_p \cdot [2 \cdot V_o \cdot L_i - D \cdot (V_o \cdot L_i - V_p \cdot L_o)]}{2 \cdot V_o \cdot L_i \cdot L_o \cdot f_s} = 14.981A$$

Corrente média no indutor L_i ($i_{L\text{med}}$)
$$i_{L\text{med}} := \frac{D^2 \cdot V_p}{\pi \cdot L_e \cdot f_s} = 2.047A$$

Corrente média no indutor L_o ($i_{L\text{med}}$)
$$i_{L\text{med}} := \frac{D^2 \cdot V_p^2}{4 \cdot V_o \cdot L_e \cdot f_s} = 2.5A$$

Corrente eficaz no indutor L_i ($i_{L\text{ief}}$)

$$i_{L\text{ief}} := \frac{\sqrt{6}}{24} \cdot \sqrt{\frac{D^3 \cdot V_p^2 \cdot [12 \cdot V_o^2 \cdot L_i \cdot D \cdot (L_i + 2 \cdot L_o) + L_o^2 \cdot (16 \cdot V_o^2 - 9 \cdot V_p^2 \cdot D^2)]}{V_o^2 \cdot L_i^2 \cdot L_o^2 \cdot f_s^2}} = 2.274A$$

Corrente eficaz no indutor L_o ($i_{L\text{ief}}$)

$$i_{L\text{ief}} := \frac{1}{24} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot D^3 \cdot V_p^2}{V_o^2 \cdot L_i^2 \cdot L_o^2 \cdot f_s^2} \cdot (128 \cdot V_p \cdot V_o \cdot L_i^2 - 192 \cdot V_p \cdot V_o \cdot L_i^2 \cdot D + 54 \cdot V_p^2 \cdot L_i \cdot L_o \cdot D \cdot \pi + 48 \cdot V_o^2 \cdot L_i^2 \cdot \pi - 36 \cdot V_o^2 \cdot L_i^2 \cdot D \cdot \pi - 27 \cdot V_p^2 \cdot L_o^2 \cdot D \cdot \pi)} = 5.124A$$

Corrente máxima no diodo D_o ($i_{D\max}$)
$$i_{D\max} := \frac{D \cdot V_p}{L_e \cdot f_s} = 18.374A$$

Corrente média no diodo D_o ($i_{D\text{med}}$)
$$i_{D\text{med}} := \frac{D^2 \cdot V_p^2}{4 \cdot V_o \cdot L_e \cdot f_s} = 2.5A$$

Corrente eficaz no diodo D_o ($i_{D\text{ief}}$)
$$i_{D\text{ief}} := \frac{2 \cdot D \cdot V_p}{3 \cdot L_e \cdot f_s} \cdot \sqrt{\frac{D \cdot V_p}{\pi \cdot V_o}} = 5.098A$$

Tensão máxima no diodo D_o ($V_{D\max}$)
$$V_{D\max} := V_p + V_o = 511V$$

Corrente média nos diodos retificadores ($i_{D\text{med}}$)
$$i_{D\text{med}} := \frac{D^2 \cdot V_p}{2 \cdot \pi \cdot L_e \cdot f_s} = 1.024A$$

Corrente eficaz nos diodos retificadores ($i_{D\text{ief}}$)

$$i_{D\text{ief}} := \frac{1}{24} \cdot \sqrt{\frac{D^3 \cdot V_p^2}{\pi \cdot V_o^2 \cdot L_i^2 \cdot L_o^2 \cdot f_s^2} \cdot [16 \cdot V_p \cdot V_o \cdot L_o^2 \cdot (8 - 12D) - 27 \cdot \pi^2 \cdot V_p^2 \cdot L_o^2 \cdot D + 12 \cdot \pi \cdot V_o^2 \cdot (3 \cdot L_i^2 \cdot D + 4 \cdot L_o^2 + 6 \cdot L_i \cdot L_o \cdot D)]} = 1.608A$$

Tensão máxima nos diodos retificadores ($V_{D\text{rmax}}$)
$$V_{D\text{rmax}} := V_p + V_o = 511V$$

Tensão máxima nos interruptores (V_s)

$$V_s := V_p + V_o = 511V$$

Corrente máxima nos interruptores (i_S)

$$i_S := \frac{D \cdot V_p \cdot (L_i + L_o)}{L_i \cdot L_o \cdot f_s} = 18.374A$$

Corrente média nos interruptores (i_{Smed})

$$i_{Smed} := \frac{D^2 \cdot V_p \cdot (L_i + L_o)}{2 \cdot \pi \cdot L_i \cdot L_o \cdot f_s} = 1.024A$$

Corrente eficaz nos interruptores (i_{Sef})

$$i_{Sef} := \frac{V_p \cdot \sqrt{\frac{D^3}{\pi} \left[3\pi \cdot L_o^2 \cdot V_o^2 \cdot (16 - 9D) + 6\pi L_i^2 \cdot V_o^2 \cdot (16 - 6D) + 96\pi L_i \cdot L_o \cdot V_o^2 + V_p \cdot V_o \cdot (128L_o^2 + 192L_i \cdot L_o) \right]}}{24 V_o \cdot L_i \cdot L_o \cdot f_s} = 4.147A$$

Corrente eficaz nos interruptores nas etapas 2 e 3 (i_{Sef23})

$$i_{Sef23} := \frac{V_p \cdot D}{24 L_i \cdot L_o \cdot V_o \cdot f_s \cdot \sqrt{\pi}} \cdot \sqrt{-D \left[27D^2 \cdot \left(L_o^2 \cdot V_p^2 \cdot \pi + \frac{4}{3} \cdot L_i^2 \cdot V_o^2 \cdot \pi - \frac{64}{9} \cdot L_i \cdot L_o \cdot V_p \cdot V_o \right) + 27D \cdot \pi \cdot \left(L_o^2 \cdot V_p^2 - \frac{4}{3} \cdot L_i^2 \cdot V_o^2 \right) + 128L_o^2 \cdot V_p \cdot V_o \right]} = 1.287A$$

A.2. RETIFICADOR TRIFÁSICO

CONVERSOR SEPIC MCD COM DOIS INTERRUPTORES TRIFÁSICO

Especificações de projeto:

Tensão de entrada (V_p)	$V_p := 90 \cdot \sqrt{2} \text{V}$
Tensão de saída (V_o)	$V_o := 250 \text{V}$
Potência de saída (P_o)	$P_o := 1500 \text{W}$
Frequência de comutação (f_s)	$f_s := 25 \text{kHz}$
Razão cíclica máxima (D)	$D := 0.4$
Hold_up_time (th)	$th := 16 \text{ms}$
Ondulação da tensão no capacitor C_1 (ΔV_c)	$\Delta V_c := 0.1$
Ondulação da corrente no indutor L_i (Δi_L)	$\Delta i_L := 0.1$

Resistência (R)	$R := \frac{V_o^2}{P_o} = 41.667 \Omega$
Resistência de cada fase (R_a)	$R_a := 3 \cdot R = 125 \Omega$
Indutância Equivalente (L_e)	$L_e := \frac{(D^2 \cdot V_p^2 \cdot R_a)}{4 \cdot V_o^2 \cdot f_s} = 65.61 \mu\text{H}$
Resistência mínima (R_{\min})	$R_{\min} := \frac{(4 \cdot L_e \cdot f_s)}{(1 - D)^2} = 21.689 \Omega$
Razão cíclica máxima (D_{\max})	$D_{\max} := 1 - 2 \cdot \sqrt{\frac{L_e \cdot f_s}{R_a}} = 0.771$
Ondulação de corrente (Δi)	$\Delta i := 2 \cdot \Delta i_L \cdot \frac{P_o}{3 V_p} = 0.786 \text{A}$
Indutor (L_i)	$L_i := \frac{V_p \cdot D}{\Delta i \cdot f_s} = 2.916 \text{mH}$
Indutor (L_o)	$L_o := \frac{(L_i \cdot R_a \cdot V_p^2 \cdot D^2)}{4 \cdot L_i \cdot V_o^2 \cdot f_s - R_a \cdot V_p^2 \cdot D^2} = 67.12 \mu\text{H}$
Ondulação de tensão (ΔV)	$\Delta V := V_p \cdot \Delta V_c = 38.184 \text{V}$
Capacitor 1 (C_1)	$C_1 := \frac{D^2 \cdot V_p \cdot [D \cdot (V_p \cdot L_o - V_o \cdot L_i) + 2 \cdot V_o \cdot L_i]^2}{8 \cdot V_o^2 \cdot L_i^2 \cdot L_o \cdot \Delta V \cdot f_s^2} = 4.865 \mu\text{F}$

Capacitor de saída (Co)	$C_o := \frac{2 \cdot P_o \cdot t_h}{V_o^2 - (0.9 V_o)^2} = 4.042 \times 10^{-3} \text{ F}$
Corrente mínima nos indutores (iLimín,iLomin)	$i_{Limín} := \frac{D^2 \cdot V_p \cdot (V_o \cdot L_i - V_p \cdot L_o)}{2 \cdot V_o \cdot L_i \cdot L_o \cdot f_s} = 7.59 \text{ A}$ $i_{Lomin} := i_{Limi}$
Corrente máxima no indutor Li (iLimax)	$i_{Limax} := \frac{D \cdot V_p \cdot [D \cdot (V_o \cdot L_i - V_p \cdot L_o) + 2 \cdot V_o \cdot L_o]}{2 \cdot V_o \cdot L_i \cdot L_o \cdot f_s} = 8.376 \text{ A}$
Corrente máxima no indutor Lo (iLomax)	$i_{Lomax} := \frac{D \cdot V_p \cdot [2 \cdot V_o \cdot L_i - D \cdot (V_o \cdot L_i - V_p \cdot L_o)]}{2 \cdot V_o \cdot L_i \cdot L_o \cdot f_s} = 26.543 \text{ A}$
Corrente média no indutor Lo (iLomed)	$i_{Lomed} := \frac{D^2 \cdot V_p^2}{4 \cdot V_o \cdot L_e \cdot f_s} = 2 \text{ A}$
Corrente eficaz no indutor Li (iLief)	$i_{Lief} := \frac{\sqrt{6}}{24} \cdot \sqrt{\frac{D^3 \cdot V_p^2 \cdot [12 \cdot V_o^2 \cdot L_i \cdot D \cdot (L_i + 2 \cdot L_o) + L_o^2 \cdot (16 \cdot V_o^2 - 9 \cdot V_p^2 \cdot D^2)]}{V_o^2 \cdot L_i^2 \cdot L_o^2 \cdot f_s^2}} = 5.558 \text{ A}$
Corrente eficaz no indutor Lo (iLoef)	$i_{Loef} := \frac{1}{24} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot D^3 \cdot V_p^2}{V_o^2 \cdot L_i^2 \cdot L_o^2 \cdot f_s^2 \cdot \pi} \cdot (128 \cdot V_p \cdot V_o \cdot L_i^2 - 192 \cdot V_p \cdot V_o \cdot L_i^2 \cdot D + 54 \cdot V_p^2 \cdot L_i \cdot L_o \cdot D \cdot \pi + 48 \cdot V_o^2 \cdot L_i^2 \cdot \pi - 36 \cdot V_o^2 \cdot L_i^2 \cdot D \cdot \pi - 27 \cdot V_p^2 \cdot L_o^2 \cdot D \cdot \pi)} = 8.392 \text{ A}$
Corrente máxima no diodo Do (iDomax)	$i_{Domax} := \frac{D \cdot V_p}{L_e \cdot f_s} = 34.919 \text{ A}$
Corrente média no diodo Do (iDomed)	$i_{Domed} := \frac{D^2 \cdot V_p^2}{4 \cdot V_o \cdot L_e \cdot f_s} = 2 \text{ A}$
Corrente eficaz no diodo Do (iDoef)	$i_{Doef} := \frac{2 \cdot D \cdot V_p}{3 \cdot L_e \cdot f_s} \cdot \sqrt{\frac{D \cdot V_p}{\pi \cdot V_o}} = 6.286 \text{ A}$
Tensão máxima no diodo Do (VDomax)	$V_{Domax} := V_p + V_o = 377.279 \text{ V}$
Corrente média nos diodos retificadores (iDrmed)	$i_{Drmed} := \frac{D^2 \cdot V_p}{2 \cdot \pi \cdot L_e \cdot f_s} = 2.501 \text{ A}$
Corrente eficaz nos diodos retificadores (iDref)	$i_{Dref} := \frac{1}{24} \cdot \sqrt{\frac{D^3 \cdot V_p^2}{\pi \cdot V_o^2 \cdot L_i^2 \cdot L_o^2 \cdot f_s^2} \cdot [16 \cdot V_p \cdot V_o \cdot L_o^2 \cdot (8 - 12D) - 27 \cdot \pi^2 \cdot V_p^2 \cdot L_o^2 \cdot D + 12 \cdot \pi \cdot V_o^2 \cdot (3 \cdot L_i^2 \cdot D + 4 \cdot L_o^2 + 6 \cdot L_i \cdot L_o \cdot D)]} = 3.93 \text{ A}$

Tensão máxima nos diodos retificadores (V_{Drmax}) $V_{Drmax} := V_p + V_o = 377.279V$

Tensão máxima nos interruptores (V_s) $V_s := V_p + V_o = 377.279V$

Corrente máxima nos interruptores (i_S) $i_S := \frac{D \cdot V_p \cdot (L_i + L_o)}{L_i \cdot L_o \cdot f_s} = 34.919A$

Corrente média nos interruptores (i_{Smed}) $i_{Smed} := \frac{D^2 \cdot V_p \cdot (L_i + L_o)}{2 \cdot \pi \cdot L_i \cdot L_o \cdot f_s} = 2.501A$

Corrente eficaz nos interruptores (i_{Sef})

$$i_{Sef} := \frac{1}{24} \sqrt{\frac{V_p^2 \cdot D^3}{\pi \cdot V_o^2 \cdot L_i^2 \cdot L_o^2 \cdot f_s^2} \cdot (-36D \cdot L_i^2 \cdot \pi \cdot V_o^2 - 27D \cdot L_o^2 \cdot \pi \cdot V_o^2 + 192L_i L_o V_p V_o + 96L_i^2 \cdot \pi \cdot V_o^2 + 96L_i L_o \cdot \pi \cdot V_o^2 + 48L_o^2 \cdot \pi \cdot V_o^2 + 128L_o^2 \cdot V_o \cdot V_p)} = 8.679A$$

A.3. INVERSOR PONTE COMPLETA

Projeto do Inversor PWM Ponte Completa

1) Especificações:

Tensão de Entrada:	$E := 250\text{V}$
Tensão de Saída:	$V_{o_{ef}} := 127\text{V}$
Potência de Saída:	$P_o := 1500\text{W}$
Frequência de Comutação:	$f_s := 40\text{kHz}$
Frequencia de Saída:	$f_r := 60\text{Hz}$
Ondulação da Corrente de Saída:	$\Delta I_o \% := 20\%$

2) Cálculos Preliminares:

Valor de Pico da Tensão de Saída:	$V_{o_{pk}} := \sqrt{2} \cdot V_{o_{ef}} = 179.605\text{V}$
Valor Eficaz da Corrente de Saída:	$I_{o_{ef}} := \frac{P_o}{V_{o_{ef}}} = 11.811\text{A}$
Valor de Pico da Corrente de Entrada:	$I_{o_{pk}} := \sqrt{2} \cdot I_{o_{ef}} = 16.703\text{A}$
Índice de Modulação:	$M := \frac{V_{o_{pk}}}{E} = 0.718$
Ondulação de Corrente no Indutor de Saída:	$\Delta I_o := \Delta I_o \% \cdot I_{o_{pk}} = 3.341\text{A}$

3) Dimensionamento do Indutor:

Indutância:	$L := \frac{V_{cc}}{8\Delta I_o \cdot f_s} = 233.837\mu\text{H}$
Valor de Pico da Corrente:	$I_{L_{pk}} := I_{o_{pk}} + \frac{\Delta I_o}{2} = 18.374\text{A}$
Valor Eficaz da Corrente:	$I_{L_{ef}} := I_{o_{ef}} = 11.811\text{A}$

APÊNDICE B – ESQUEMÁTICOS E LAYOUTS

B.1 ESQUEMÁTICO DO RETIFICADOR MONOFÁSICO

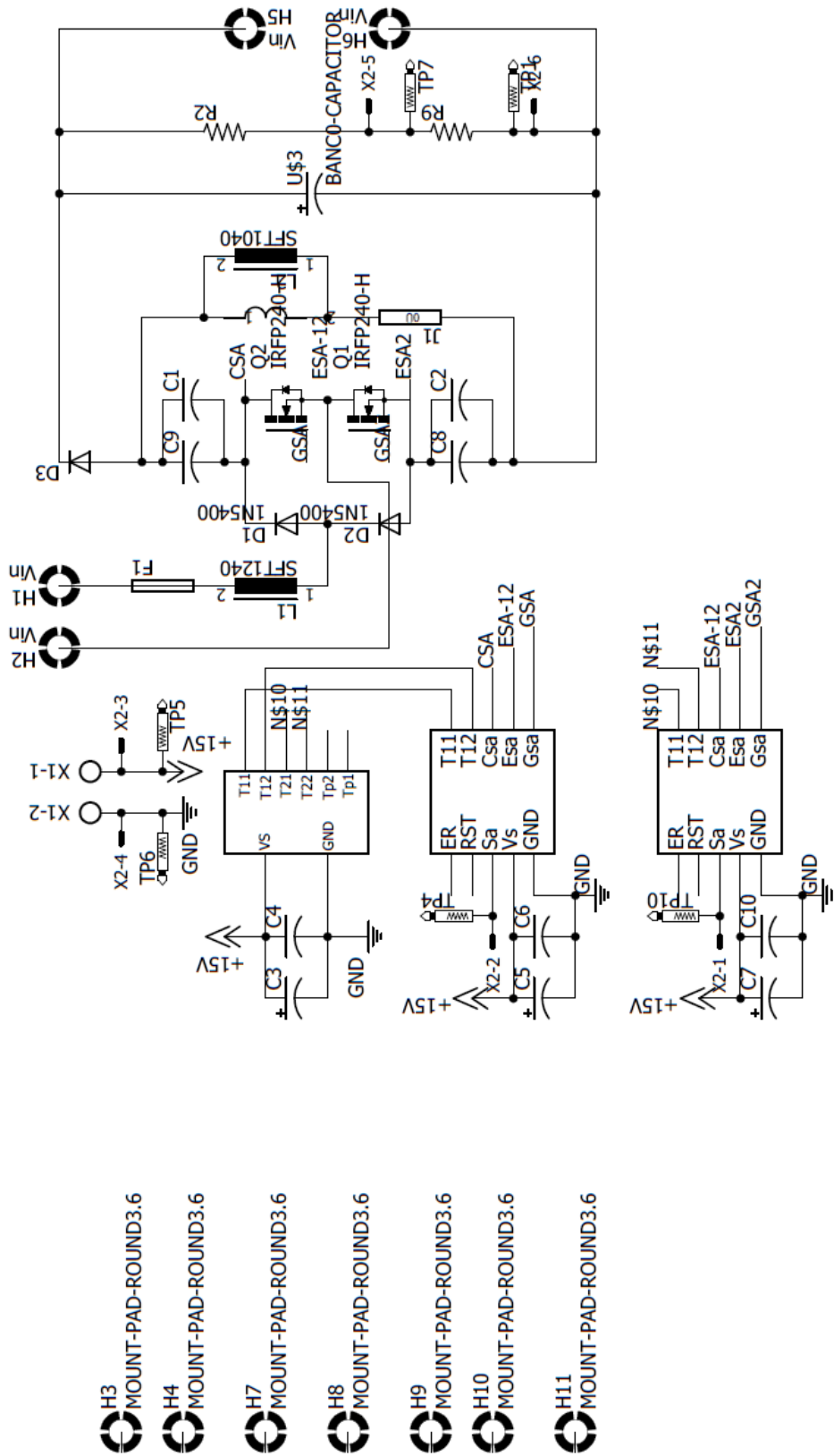
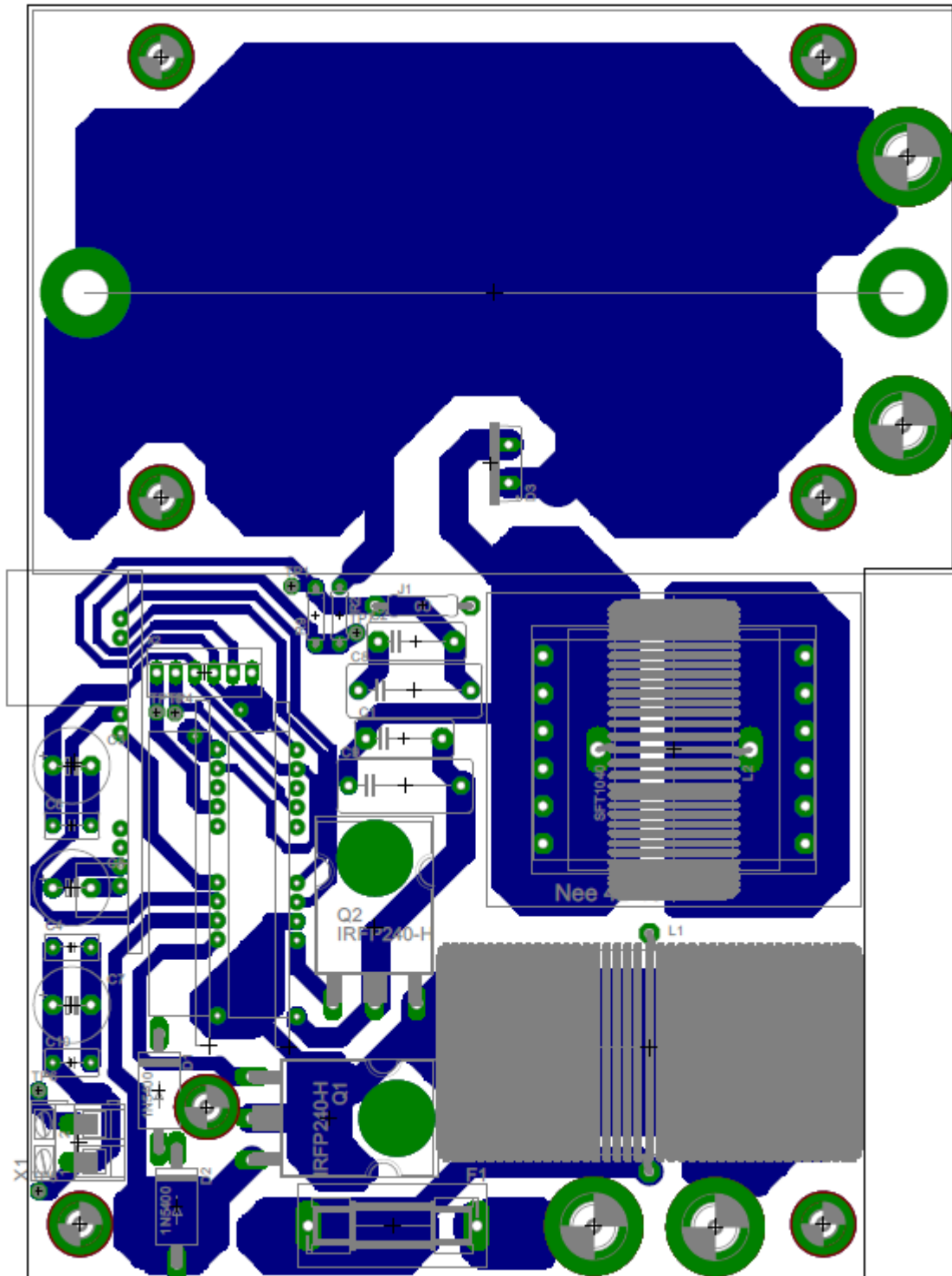


Figura B.1 – Esquemático do retificador monofásico

Fonte: autoria própria

B.2 LAYOUT DO RETIFICADOR MONOFÁSICO - *BOTTOM*Figura B.2 – Layout do retificador monofásico – *bottom*

Fonte: autoria própria

B.3 LAYOUT DO RETIFICADOR MONOFÁSICO – TOP

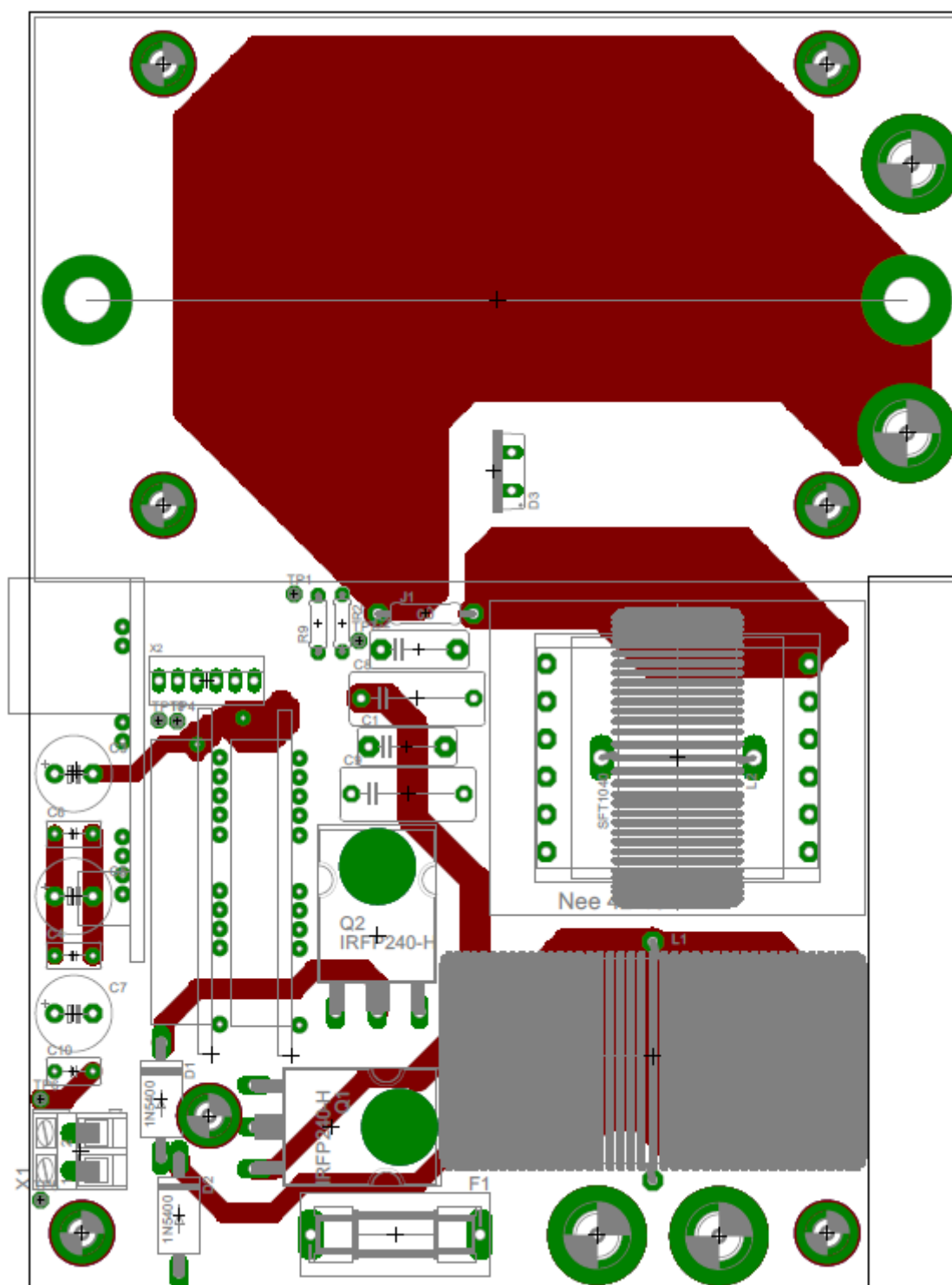


Figura B.3 – Layout do retificador monofásico – top

Fonte: autoria própria

B.4 ESQUEMÁTICO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO

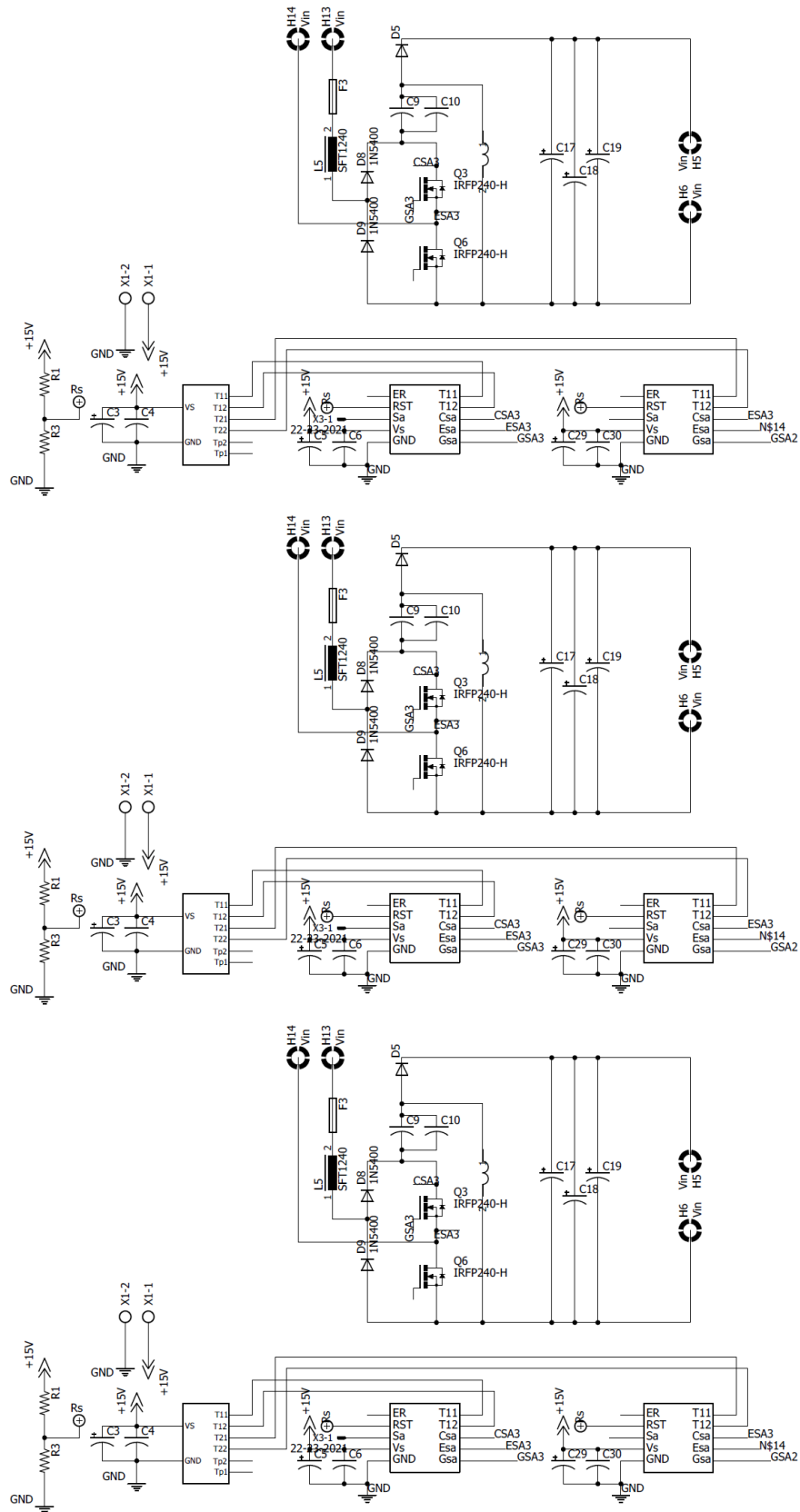
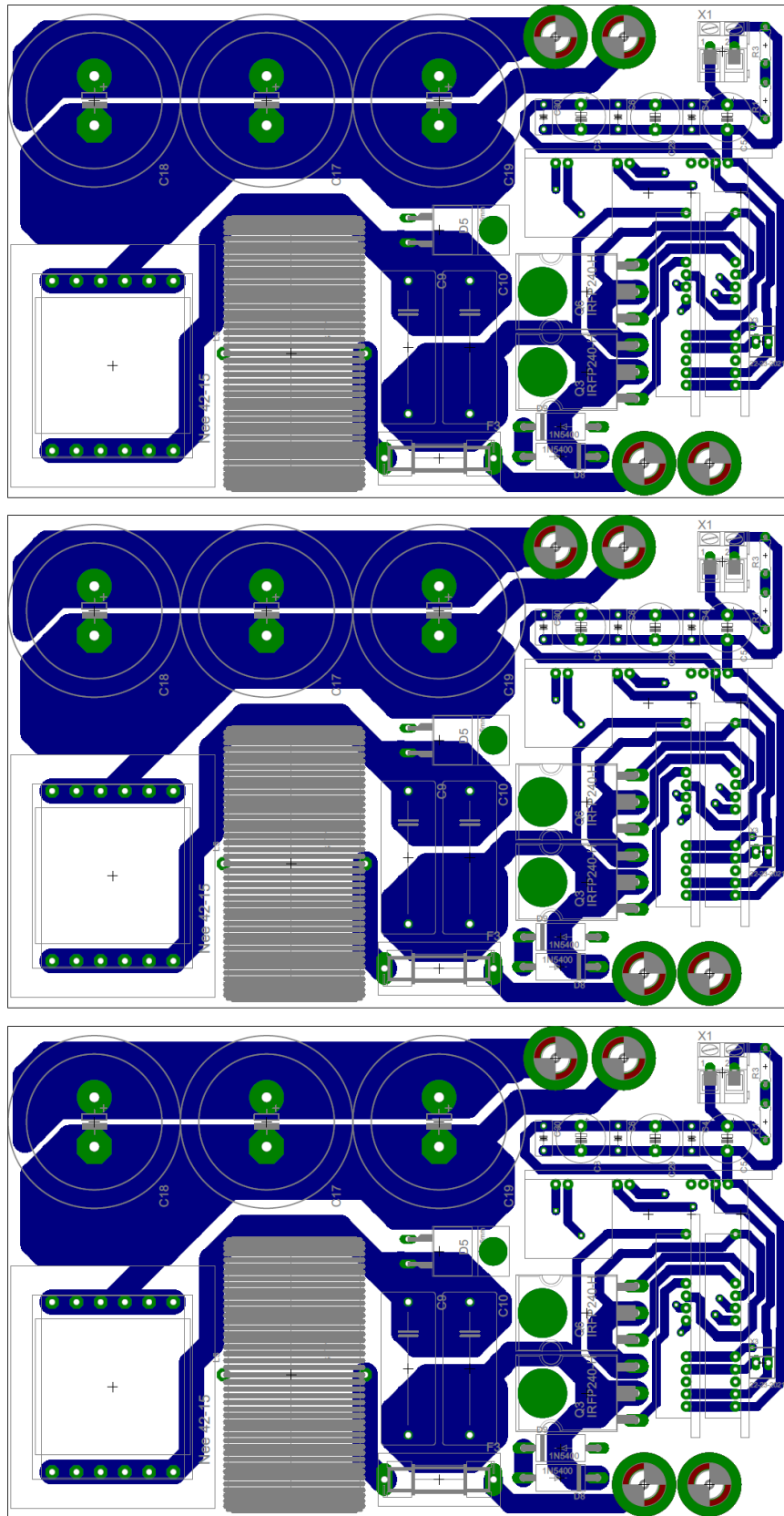


Figura B.4 – Esquemático do retificador trifásico

Fonte: autoria própria

B.5 LAYOUT DO RETIFICADOR TRIFÁSICO – *BOTTOM*Figura B.5 – Layout do retificador trifásico – *bottom*

Fonte: autoria própria

B.6 LAYOUT DO RETIFICADOR TRIFÁSICO – TOP

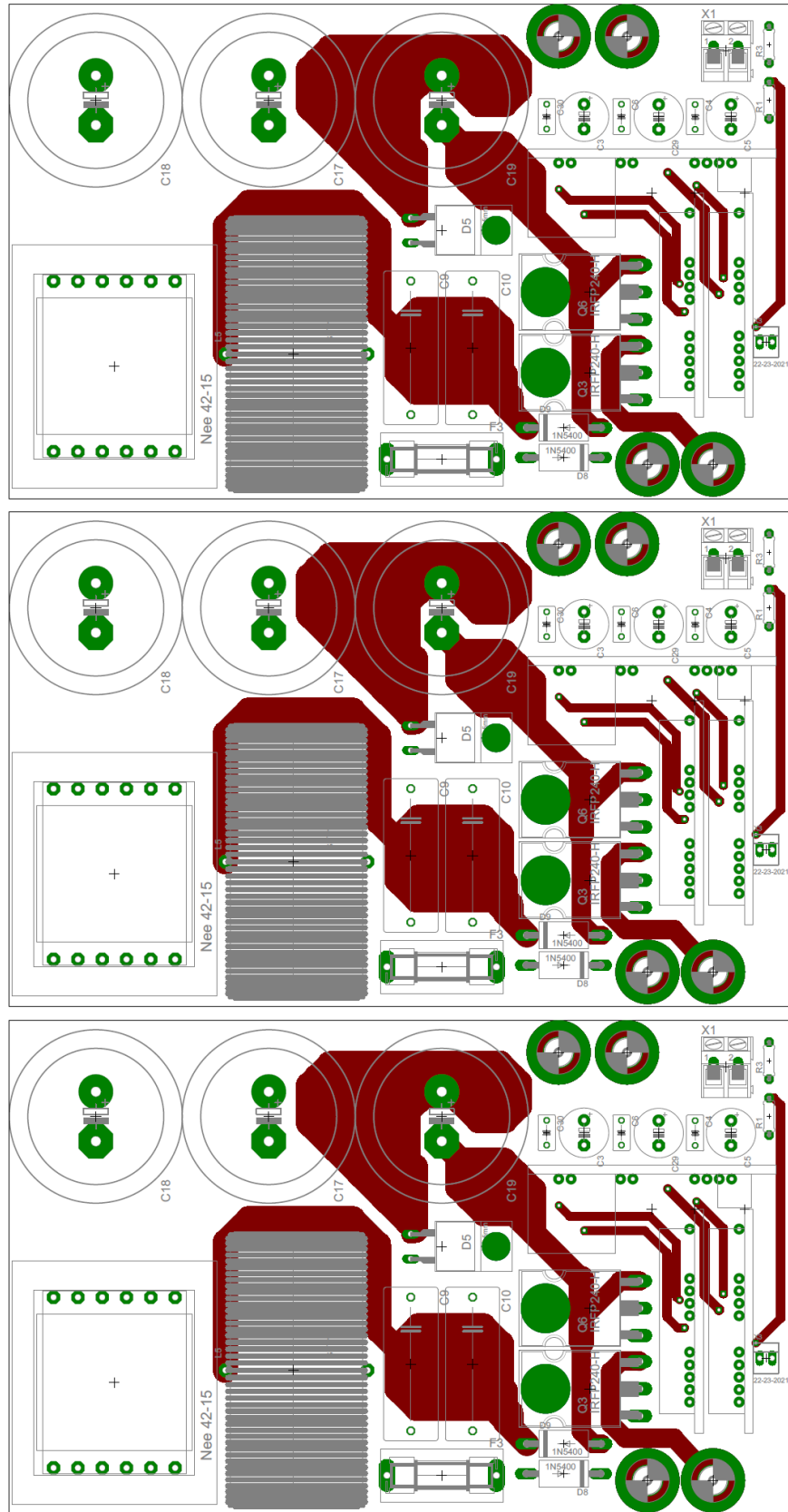


Figura B.6 – Layout do retificador trifásico – top

Fonte: autoria própria

B.7 ESQUEMÁTICO DO INVERSOR

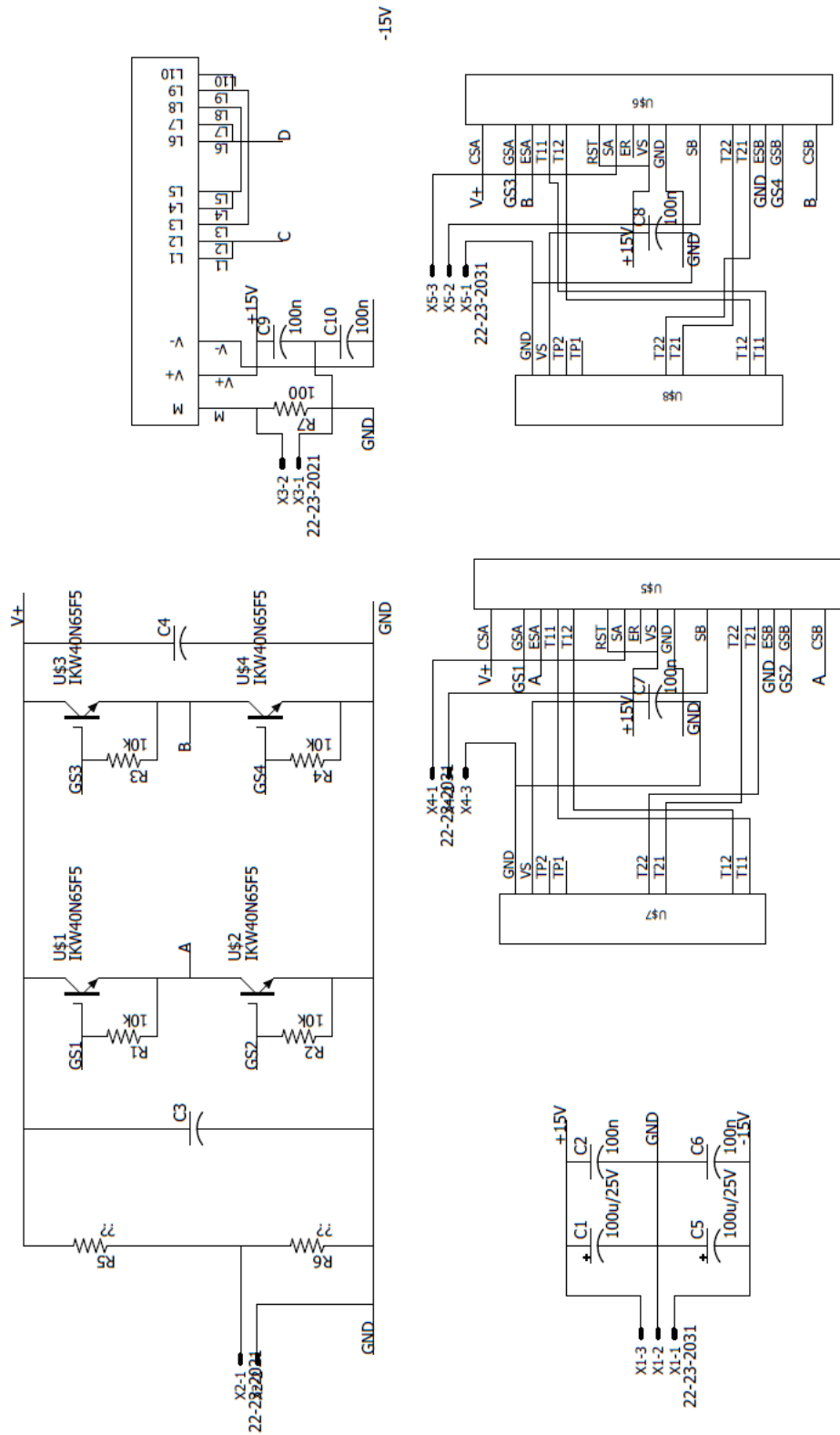
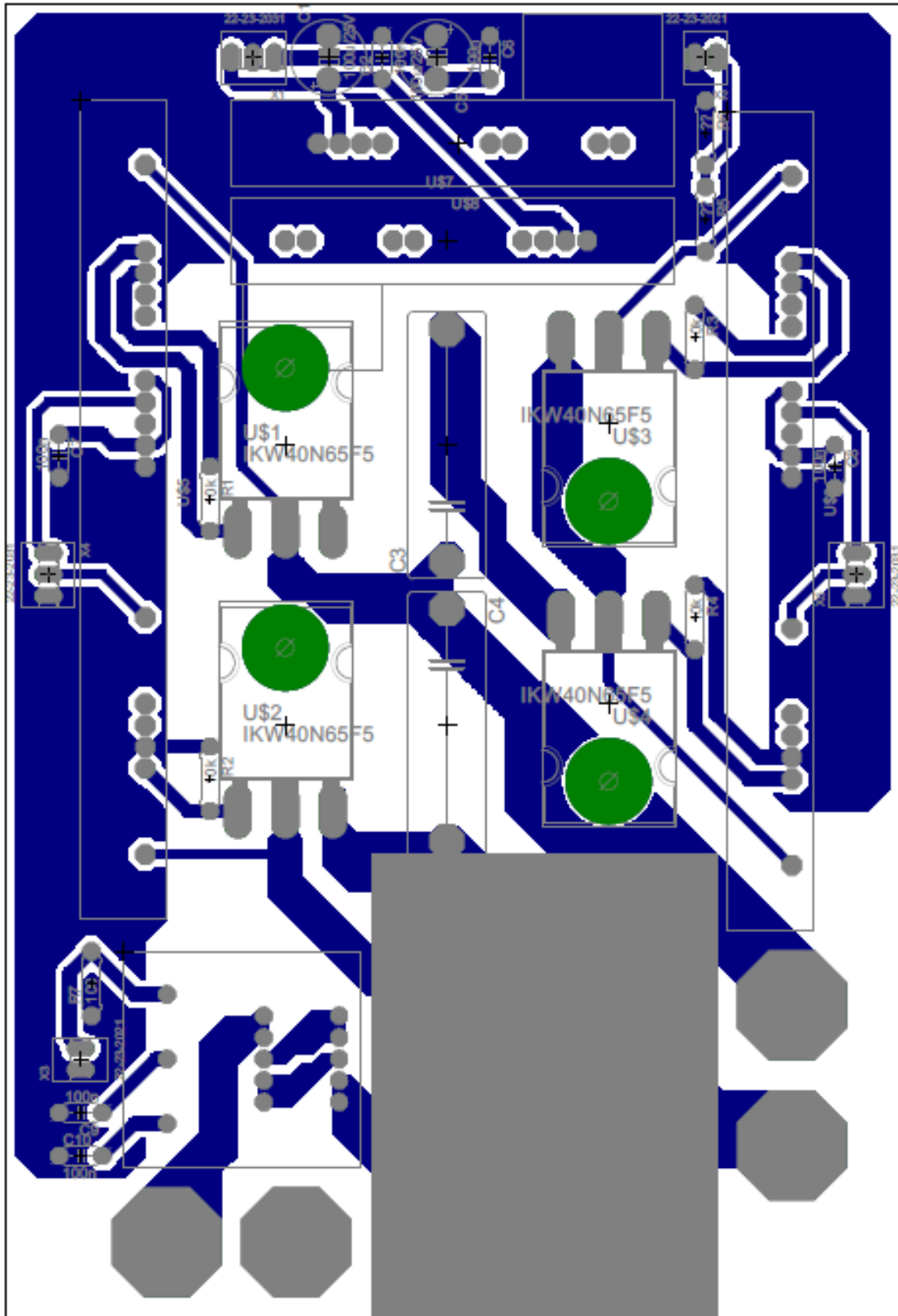


Figura B.7 – Esquemático do inversor

Fonte: autoria própria

B.8 LAYOUT DO INVERSOR – *BOTTOM*Figura B.8 – Layout do inversor – *bottom*

Fonte: autoria própria

B.9 LAYOUT DO INVERSOR – TOP

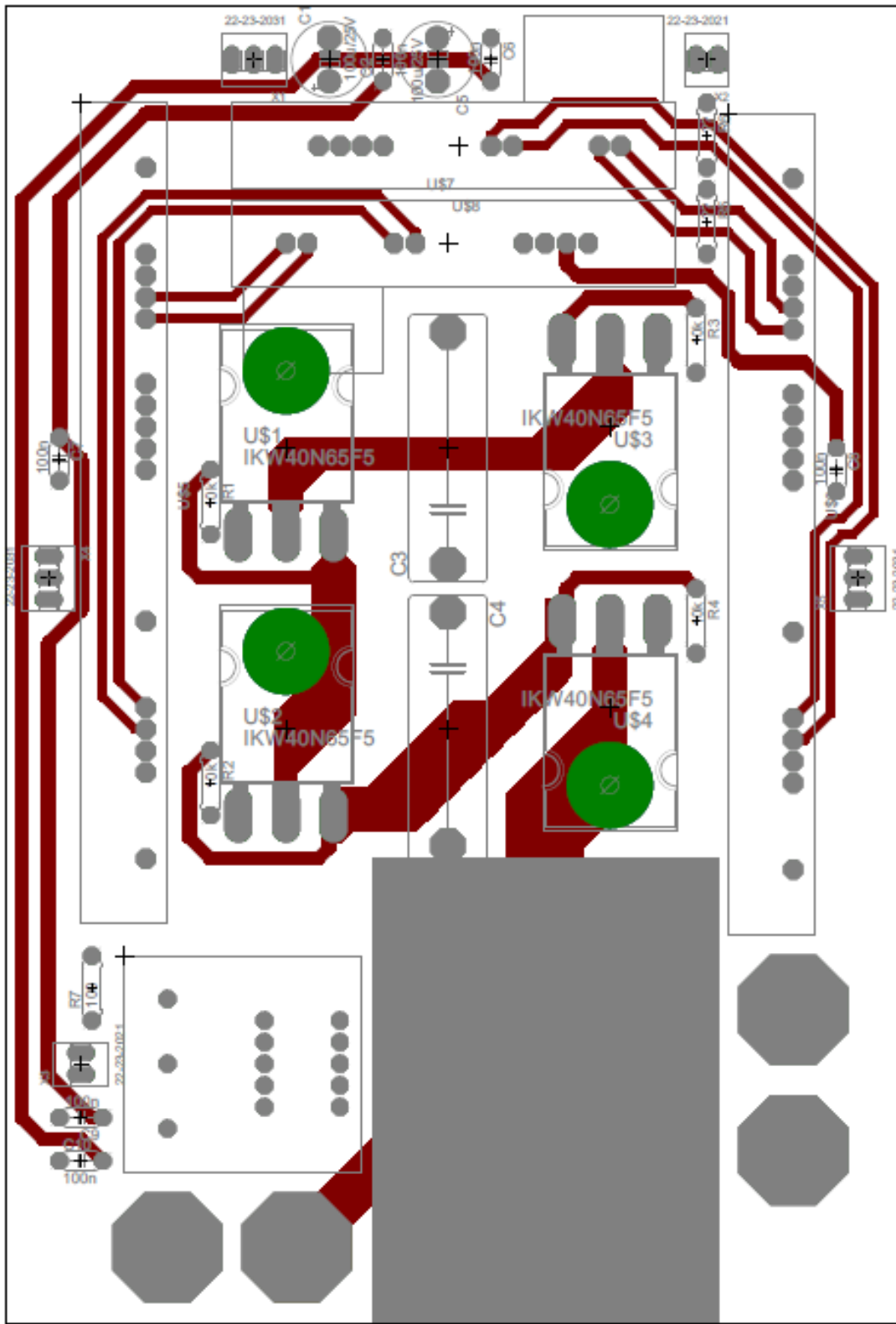


Figura B.9 – Layout do inversor – top

Fonte: autoria própria