UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ

CENTRO DE TECNOLOGIA

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JÉSSICA SANTOS GUIMARÃES

SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA INTERLIGADO À REDE

FORTALEZA

2016

JÉSSICA SANTOS GUIMARÃES

SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA INTERLIGADO À REDE

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Fontes de Energias Renováveis.

Orientador: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior.

FORTALEZA

2016

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia - BPGE

G978s Guimarães, Jéssica Santos.
Sistema de conversão de energia eólica interligado à rede / Jéssica Santos Guimarães. – 2016.
167 f. : il. color., enc. ; 30 cm.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2016.
Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Fontes de Energias Renováveis.
Orientação: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior.

1. Engenharia elétrica. 2. Conversores rotativos. 3. Energia eólica. Título.

CDD 621.3

JÉSSICA SANTOS GUIMARÃES

SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA INTERLIGADO À REDE

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Fontes de Energias Renováveis.

Aprovada em: 26/02/2016.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Dr. Domenico Sgro
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Paulo Alexandre C. Rocha
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. -Ing Tobias Rafael Fernandes Neto
Universidade Federal do Ceará (UFC)

A Deus.
Aos meus pais, professores, participantes da minha formação técnica e amigos.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais que nunca sequer reclamaram o fato de ter na minha casa a minha oficina. Me apoiaram em todos os momentos.

À Universidade Federal do Ceará (UFC), que me acolheu por todos estes anos nos quais andei ocupando seus laboratórios e salas de aula.

Ao Prof. Dr. Demercil de Oliveira, pela excelente orientação na qual foi transmitida boa parte do conhecimento o qual estarei a carregar pelos dias que se seguem.

Aos colegas de profissão que por inúmeras vezes me cederam preciosos intervalos de tempo compartilhando conhecimentos.

Aos participantes da banca examinadora e a todos os professores que me receberam em suas salas, emprestaram livros, compartilharam conhecimento, forneceram materiais diversos e sempre demonstraram que desejam que eu tenha uma carreira profissional brilhante.

Aos técnicos da UFC a partir dos quais pude ter a oportunidade de adquirir conhecimentos práticos, muitos deles apresentados ao longo deste trabalho.

Ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC), ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), à fundação CAPES e às empresas (ENERSUD e Gram-Eollic) que fomentaram esta pesquisa.

A todos os meus amigos pelas valiosas colaborações, sugestões e, acima de tudo, incentivo.

“A coragem para desafiar dificuldades é uma prática diária, assim como a opção pela evolução é uma escolha histórica.” (Capitão-de-Mar-e-Guerra Luiz Augusto Oliveira de Freitas)

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um sistema de conversão de energia eólica (WECS - *Wind Energy Conversion System*) com gerador síncrono de imã permanente (PMSG - *Permanent Magnet Synchronous Generator*) operando com velocidade variável.

O circuito de processamento de energia é dividido em dois estágios. No estágio AC-DC, uma topologia boost bridgeless trifásica unidirecional absorve a energia fornecida pelo gerador e injeta no link DC. Neste conversor, a técnica de autocontrole permite a extração de corrente com baixa taxa de distorção harmônica (THD – *Total Harmonic Distortion*) e alto fator de potência. Além disso, um algoritmo de rastreamento do máximo ponto de potência (MPPT - *Maximum Power Point Tracking*) determina a velocidade de rotação do gerador que irá garantir o ponto adequado de operação. Este modo de operação é mantido enquanto a potência disponível for menor que a potência nominal do conversor. Caso contrário, o algoritmo de MPPT é desabilitado e uma malha de controle de potência mecânica garante a condição nominal de potência. No estágio de conversão DC-AC, um inversor trifásico ponte completa, cujo controle é baseado na teoria das potências instantâneas, provê energia à rede elétrica cumprindo com as exigências normativas.

Uma análise teórica completa é apresentada assim como os resultados de simulação considerando o protótipo com a potência nominal de 6 kW equivalente a turbina eólica utilizada. Resultados experimentais satisfatórios são apresentados para uma potência de 3 kW: o rendimento do sistema completo é superior a 90%; a corrente que circula no gerador apresenta THD de aproximadamente 2,6% e fator de potência de 0,942; e a corrente injetada na rede elétrica possui THD de 1,639% e fator de potência de 0,994.

Palavras-chave: WECS. PMSG. MPPT. Autocontrole. PLL.

ABSTRACT

This master thesis presents the development of a Wind Energy Conversion System (WECS) with Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG) operating at variable speed. The energy processing circuit is divided into two stages. In the AC-DC stage, an unidirectional three-phase bridgeless boost topology absorbs the energy supplied by the generator and injects it into the DC link. In this converter, the self-control technique allows the current extraction with low THD and high power factor. Furthermore, a - Maximum Power Point Tracking (MPPT) determines the rotational speed of the generator that will ensure the proper operating point. This mode of operation is maintained while the available power remains lower than the converter rated power. Otherwise, the MPPT algorithm is disabled and a mechanical power control loop ensures the rated power condition. On the DC-AC conversion stage, a three-phase full-bridge inverter, whose control is based on the theory of instantaneous power, provides energy to the grid complying with regulatory requirements. A complete theoretical analysis is presented as well as the simulation results considering the prototype with a rated power of 6 kW equivalent of wind turbine used. Satisfactory experimental results are shown to an output of 3 kW: the efficiency of the total system is above 90%; the current through the generator has a THD of about 2.6% with a power factor of 0.942; moreover, the current injected into the grid has a THD of about 1.639% and a power factor of 0.994.

Keywords: WECS. PMSG. MPPT. Self-control. PLL.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1- Evolução da capacidade instalada de fonte eólica no Brasil. 25
Figura 1.2- Estatísticas globais apresentando o crescimento da indústria de energia eólica.... 26
Figura 1.3- Evolução da capacidade instalada por fonte de geração no Brasil. 27
Figura 2.1 - Componentes de um WECS. 30
Figura 2.2 - Estrutura do comportamento aerodinâmico na pá. 31
Figura 2.3 - *Performance* do coeficiente de potência para vários tipos de turbina comparado com o valor ideal. 33
Figura 2.4 - Controle de potência ativo por meio da variação do ângulo de passo. 34
Figura 2.5 - Comportamento aerodinâmico das forças atuantes na pá em operação normal e no estol com ângulo de passo e velocidade de rotação fixos..... 35
Figura 2.6 - Comportamento do ângulo de passo em turbina com controle por estol ativo. 35
Figura 2.7 - Topologias de WECS operando em velocidade constante 38
Figura 2.8 - Topologia *back-to-back* com VSCs utilizada em WECSs..... 40
Figura 2.9 - Topologia *back-to-back* com CSCs. 40
Figura 2.10 - Topologia *back-to-back* com VSCs em paralelo e link DC único..... 40
Figura 2.11 - Topologia *back-to-back* com VSCs em paralelo e links DC individuais. 40
Figura 2.12 - Topologia de WECS com retificador passivo, *boost* e VSI..... 41
Figura 2.13 - Topologia de WECS com retificador passivo, *buck* e CSI. 41
Figura 2.14 - Topologia de WECS com retificador semi-controlado e VSI. 42
Figura 2.15 - Topologia do WECS proposto. 43
Figura 2.16 - Detalhe do mecanismo responsável pelo estol ativo. 44
Figura 2.17 - Imagem de satélite do local da instalação do aerogerador..... 45
Figura 2.18 - Imagem do aerogerador VERNE555 no local de instalação. 45
Figura 2.19 - Curva do coeficiente de potência para vários ângulos de passo. 46
Figura 2.20 - Curva de potência mecânica gerada pela turbina eólica no WECS proposto em função da velocidade do vento. 48
Figura 2.21 - Curvas de potência para várias velocidades do vento e curva almejada pelo MPPT. 50
Figura 2.22 - Curvas de torque para várias velocidades do vento e curva almejada pelo MPPT. 51
Figura 2.23 - Sistema mecânico acoplado. 51

Figura 2.24 - Curvas de potência para diferentes técnicas de limitação de potência. 52
Figura 2.25 - Esquema da malha de controle de limitação de potência. 53
Figura 3.1 - Esquema do retificador *boost bridgeless* trifásico. 54
Figura 3.2 - Etapas de operação do retificador *boost bridgeless* monofásico. 56
Figura 3.3 - Principais formas de onda do retificador *boost bridgeless*. 56
Figura 3.4 - Circuito equivalente de uma fase do retificador operando com autocontrole. 57
Figura 3.5 - Comportamento da moduladora do retificador *boost bridgeless* com correção do fator de potência. 59
Figura 3.6 - Diagrama detalhado da malha de controle de limitação de potência. 62
Figura 3.7 – Representação da técnica de autocontrole. 65
Figura 4.1 - Topologia do inversor. 66
Figura 4.2 - Circuito equivalente do inversor. 67
Figura 4.3 - Representação gráfica da transformada de Park e Clarke. 68
Figura 4.4 - Circuito equivalente do conversor completo. 71
Figura 4.5 – Diagrama de blocos das malhas de controle presentes no inversor. 72
Figura 4.6 - Arquitetura do sistema de controle proposto. 73
Figura 4.7 - Formas de onda decorrentes da modulação PWM senoidal. 74
Figura 4.8 - Diagrama de blocos do q-PLL. 75
Figura 5.1 – Esquema do bloco de geração da curva $C_p(\lambda,\beta)$. 76
Figura 5.2 - Curva do coeficiente de potência em função da velocidade específica para β=0. 77
Figura 5.3 - Esquema de simulação que emula turbina eólica. 78
Figura 5.4 - Representação do sistema elétrico que emula o sistema mecânico exposto. 78
Figura 5.5 - Curvas previstas de potência da turbina VERNE 555 em função da velocidade angular. 79
Figura 5.6 - Curvas previstas de torque da turbina VERNE 555 em função da velocidade angular. 79
Figura 5.7 - Esquema de geração das tensões induzidas no gerador. 80
Figura 5.8 - Esquema dos circuitos equivalentes de cada fase do gerador. 81
Figura 5.9 - Esquema dos circuitos de geração do torque resistente imposto pelo gerador. 81
Figura 5.10 - Estrutura do conversor *boost bridgeless* definido no *software* PSIM. 82
Figura 5.11 - Estrutura utilizada no *software* PSIM para realizar o controle do retificador. 83
Figura 5.12 - Esquema de simulação dos sensores e filtros de correntes aplicados nos terminais do gerador. 83

Figura 5.13 - Esquema de simulação dos sensores e filtros de tensão alternada aplicados nos terminais do gerador. 84
Figura 5.14 - Esquema de simulação do sensor e do filtro de tensão contínua aplicado no link DC. 84
Figura 5.15 – Estrutura do inversor definido no *software* PSIM. 85
Figura 5.16 - Esquema de simulação dos sensores e filtros de correntes aplicados nos terminais do inversor. 86
Figura 5.17 - Esquema de simulação do sensor e filtro de tensão contínua aplicado no link DC. 86
Figura 5.18 - Esquema de simulação dos sensores e filtros de tensão alternada aplicados nos terminais da rede elétrica. 87
Figura 5.19 - Estrutura utilizada no *software* PSIM para realizar o controle do inversor. 87
Figura 5.20 - Encapsulamento, esquema de ligação e princípio de operação do sensor ACS 712 utilizado. 89
Figura 5.21 - Diagrama de bode do filtro utilizado na leitura das correntes que circulam no gerador. 90
Figura 5.22 - Diagrama de bode do filtro utilizado na leitura das tensões do gerador. 91
Figura 5.23 - Diagrama de bode do filtro utilizado na leitura da tensão do link DC e enviada ao controle do retificador. 92
Figura 5.24 - Esquema de ligação do sensor de corrente do inversor com seu filtro. 93
Figura 5.25 - Diagrama de bode do filtro de segunda ordem utilizado na leitura das correntes que circulam no inversor. 95
Figura 5.26 - Diagrama de bode do filtro de segunda ordem utilizado na leitura das tensões da rede. 97
Figura 5.27 - Diagrama de bode do filtro de segunda ordem utilizado na leitura da tensão do link DC e enviada ao controle do inversor. 99
Figura 5.28 - Esquema de ligação interna do driver MC33152. 100
Figura 5.29 - Driver SEMIKRON SKHI 22BR. 101
Figura 5.30 - Microcontrolador dsPIC 30F4011. 102
Figura 5.31 - Comportamento das variáveis do dsPIC utilizadas para detecção de frequência. 103
Figura 5.32 - Kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28377S. 105
Figura 5.33 - Esquema de ligação do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28377S. 105

Figura 5.34 - Diagrama de blocos do sistema realimentado com malha de corrente no tempo contínuo. 106
Figura 5.35 – Lugar das raízes de $FTLA_{sci}(s)$. 108
Figura 5.36 – Lugar das raízes de $FTLA_{cci}(s)$. 109
Figura 5.37 - Diagrama de bode das funções de transferência de laço aberto sem e com compensador de corrente. 109
Figura 5.38 - Diagrama de blocos do sistema realimentado com malha de corrente no tempo contínuo. 111
Figura 5.39 - Diagrama de blocos simplificado do sistema realimentado com malha de tensão no tempo contínuo. 112
Figura 5.40 – Lugar das raízes de $FTLA_{scv}(s)$. 112
Figura 5.41 – Lugar das raízes de $FTLA_{ccv}(s)$. 113
Figura 5.42 - Diagrama de bode das funções de transferência de laço aberto sem e com compensador de tensão. 114
Figura 5.43 - Resposta do algoritmo de MPPT. 116
Figura 5.44 - Corrente e tensão no gerador para um degrau na velocidade do vento de 8 m/s para 10 m/s. 116
Figura 5.45 - Resposta dinâmica da malha de velocidade angular. 117
Figura 5.46 - Limitação da potência mecânica para um degrau na velocidade do vento de 20 m/s para 25 m/s. 118
Figura 5.47 - Controle da potência mecânica para um perfil de vento entre 8 m/s e 25 m/s. 118
Figura 5.48 - Comportamento dinâmico da malha de corrente do inversor. 119
Figura 5.49 - Detalhe das correntes no inversor para uma potência de saída de 6 kW. 120
Figura 5.50 - Comportamento dinâmico da malha de tensão do inversor. 120
Figura 5.51 - Comportamento do q-PLL em regime permanente para f = 60 Hz. 121
Figura 5.52 - Comportamento do q-PLL para um degrau de frequência de 40 Hz para 80 Hz em $t = 1s$. 121
Figura 6.1 - Protótipo experimental. 122
Figura 6.2 - Vista superior do layout do protótipo experimental. 123
Figura 6.3 – Estrutura do filtro utilizado na leitura de valores médios. 123
Figura 6.4 - Formas de onda do ângulo θ_{pll} (1 - 1 *V/div* - 5 *ms*) e da tensão de fase da rede (2 - 100 *V/div* - 5 *ms*) para situação de regime permanente. 124

Figura 6.5 - Formas de onda do ângulo θ_{pll} (1 - 1 *V/div* - 20 *ms*) e da tensão de fase da rede (2 - 100 *V/div* - 20 *ms*) para situação de religamento da rede no pico positivo de tensão. 125
Figura 6.6 - Formas de onda do ângulo θ_{pll} (1 - 1 *V/div* - 5 *ms*) e da tensão de fase da rede (2 - 100 *V/div* - 5 *ms*) para situação de religamento da rede no pico negativo de tensão. 125
Figura 6.7 - Formas de onda do ângulo θ_{pll} (1 - 1 *V/div* - 10 *ms*) e da tensão de fase da rede (2 - 100 *V/div* – 10 *ms*) para situação de degrau na frequência de 45 Hz para 85 Hz.....125
Figura 6.8 - Formas de onda das correntes no inversor (5 *A/div* - 5 *ms*) que validam a atuação da malha de controle da corrente no inversor com $i_{d_ref} = 0$ e $i_{q_ref} = 9{,}09\ A_{rms}$.....126
Figura 6.9 - Formas de onda das correntes injetadas na rede (5 *A/div* - 5 *ms*) que validam a atuação da malha de controle da corrente no inversor com $i_{d_ref} = 0$ e $i_{q_ref} = 9{,}09\ A_{rms}$.....126
Figura 6.10 - Formas de onda da corrente no inversor (1 - 5 *A/div* - 5 *ms*) em fase com a tensão da rede (2 - *100 V/div - 5 ms*). 127
Figura 6.11 - Formas de onda da corrente no inversor (1 - 10 *A/div* - 100 *ms*) e da tensão no link DC (2 - *100 V/div - 100 ms*). 127
Figura 6.12 - Formas de onda das correntes no gerador (5 *A/div* - 5 *ms*) que validam a estratégia de autocontrole. 128
Figura 6.13 - Formas de onda da tensão induzida (*1 - 200 V/div - 5 ms*) e da corrente no gerador (*1 - 10 A/div - 100 ms*). 128
Figura 6.14 - Curvas de rendimento dos estágios retificador, inversor e do sistema completo com $V_{dc} = 400\ V$. 129

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1– Características WECS proposto.....43
Tabela 2.2– Características da Turbina VERNE555. 44
Tabela 2.3 – Coeficientes que determinam a curva do coeficiente de potência. 46

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABEEólica	Associação Brasileira de Energia Eólica
AC	*Alternating Current*
ACL	Ambiente de Contratação Livre
ACR	Ambiente de Contratação Regulada
A/D	Analógico-Digital
AET	Autorização Especial de Transporte
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ANPC	*Active Neutral Point Clamped*
BNDES	Banco Nacional de Desenvolvimento
CEPEL	Centro de Pesquisas de Energia Elétrica
CNPq	Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico
COELCE	Companhia Energética do Ceará
CONFAZ	Conselho Nacional de Política Fazendária
CPU	*Central Processing Unit*
CSC	*Current Source Converter*
CSI	*Current Source Inverter*
CSR	*Current Source Rectifier*
DC	*Direct Current*
DFIG	*Doubly-fed Induction Generator*
DSC	*Digital Signal Controller*
DSP	*Digital Signal Processor*
EIA	Estudos de Impacto Ambiental
EMI	*Electromagnetic interference*
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
FC	*Flying Capacitor*
FPU	*Floating Point Unit*
GPEC	Grupo de Processamento de Energia e Controle
GWEC	*Global Wind Energy Council*
IEC	*International Electrotechnical Commission*
IEEE	*Institute of Electrical and Electronic Engineers*
IGBT	*Insulated Gate Bipolar Transistor*

I/O	*Input/Output*
LER	Leilão de Energia Reserva
LFA	Leilão de Fontes Alternativas
MIPS	*Millions of Instructions Per Second*
MMA	Ministério do Meio Ambiente
MME	Ministério de Minas e Energia
MPPT	*Maximum Power Point Tracking*
MSPS	*Million Sample Per Second*
NPC	*Neutral Point Clamped*
OSIG	*OptiSlip Induction Generator*
PBT	Peso Bruto Total
PCH	Pequenas Centrais Hidrelétricas
PI	Proporcional Integral
PLL	*Phase Locked Loop*
PMSG	*Permanent Magnet Synchronous Generator*
PRODIST	Procedimentos de Distribuição
Proinfa	Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica
PWM	*Pulse Width Modulation*
P&D	Pesquisa e Desenvolvimento
REIDI	Regime Especial de Incentivos para o Desenvolvimento da Infraestrutura
RIMA	Relatório de Impacto Ambiental
SCIG	*Squirrel Cage Induction Generator*
SiC	*Silicon Carbide*
THD	*Total Harmonic Distortion*
TMU	*Trigonometric Math Unit*
TSR	*Tip Speed Ratio*
UFC	Universidade Federal do Ceará
VSC	*Voltage Source Converter*
VSI	*Voltage Source Inverter*
VSR	*Voltage Source Rectifier*
WECS	*Wind Energy Conversion System*
WRIG	*Wound Rotor Induction Generator*
WRSG	*Wound Rotor Synchronous Generator*

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Área do plano de rotação das pás [m²]
aux	Variável auxiliar que conta ocorrências de interrupções do *timer* do dsPIC
C_1	Coeficiente da curva $C_p(\lambda,\beta)$
C_2	Coeficiente da curva $C_p(\lambda,\beta)$
C_3	Coeficiente da curva $C_p(\lambda,\beta)$
C_4	Coeficiente da curva $C_p(\lambda,\beta)$
C_5	Coeficiente da curva $C_p(\lambda,\beta)$
C_{bus}	Capacitor do link DC [F]
$C_i(s)$	Função de transferência do controlador de corrente
$C_{pll}(s)$	Função de transferência do controlador do PLL
$C_{Pmec}(s)$	Função de transferência do controlador da malha de potência mecânica
$C_v(s)$	Função de transferência do controlador de tensão
$C_\omega(s)$	Função de transferência do controlador da malha de velocidade angular
$C_p(\lambda,\beta)$	Coeficiente de potência
$C_{p,Betz}$	Limite de Betz (Coeficiente de potência máximo teórico)
$C_{p,máx}$	Coeficiente de potência máximo desejado
$d(t)$	Função de modulação (razão cíclica)
$d'(t)$	Função de modulação (razão cíclica complementar)
$D_{1,i}$	Diodos da *i*-ésima fase do retificador *boost bridgeless*
$D_{2,i}$	Diodos da *i*-ésima fase do retificador *boost bridgeless*
D_a,D_b,D_c	Funções de modulação do inversor
D_d,D_q	Componentes de Park das funções de modulação do inversor
dga,dgb,dgc	Moduladoras do retificador *bridgeless*
d'_{max}	Valor máximo da razão cíclica complementar
d_{min}	Valor mínimo da razão cíclica
$E_a^{`},E_b^{`},E_c^{`}$	Sinais dos sensores de tensão do gerador [V]
E_c	Energia cinética de uma massa de ar [J]
$E_i(t)$	Tensão induzida na *i*-ésima fase do gerador [V]
$E_{i,pico}$	Valor de pico da tensão $E_i(t)$ [V]
$\vec{F}$	Resultante das forças de arrasto e sustentação [N]

f	Frequência da rede elétrica [Hz]
$f_{amostragem}$	Frequência de amostragem [Hz]
$\vec{F}_a$	Força axial [N]
f_c	Frequência de corte dos filtros de tensão e corrente [Hz]
f_{ci}	Frequência de cruzamento da malha de corrente do inversor [Hz]
f_{cv}	Frequência de cruzamento da malha de tensão do inversor [Hz]
f_{cy}	Frequência de operação do microcontrolador [Hz]
f_g	Frequência da tensão gerada no aerogerador [Hz]
$\vec{F}_m$	Força motriz [N]
$F_m(s)$	Função de transferência do modulador PWM
f_{mod}	Frequência das moduladoras [Hz]
$\vec{F}_p$	Força de sustentação [N]
f_{PWM}	Frequência do PWM [Hz]
f_{port}	Frequência da portadora [Hz]
$\vec{F}_r$	Força de arrasto [N]
f_s	Frequência de chaveamento [Hz]
$FTLA_{cci}(s)$	Função de transferência de laço aberto com compensador de corrente
$FTLA_{sci}(s)$	Função de transferência de laço aberto sem compensador de corrente
$FTLA_{ccv}(s)$	Função de transferência de laço aberto com compensador de tensão
$FTLA_{scv}(s)$	Função de transferência de laço aberto sem compensador de tensão
G_{LEM}	Ganho do sensor LEM utilizado na leitura de corrente do inversor
$G_{sensor,Ei}$	Ganho do sensor de tensão alternada do gerador
$G_{sensor,ia}$	Ganho do sensor de corrente do inversor
$G_{sensor,\ Vdc,i}$	Ganho do sensor de tensão contínua do lado do inversor
$G_{sensor,\ Vdc,r}$	Ganho do sensor de tensão contínua do lado do retificador
$G_{sensor,vi}$	Ganho do sensor de tensão alternada da rede
$H_{A/D}$	Ganho do conversor A/D
$H_e(s)$	Função transferência que modela o efeito da comutação
H_i	Ganho de realimentação da malha de corrente
H_{Pmec}	Ganho de realimentação da malha de controle de potência mecânica
$H_{sensor,ia}(s)$	Função de transferência do filtro das correntes do inversor

$H_{sensor,va}(s)$	Função de transferência do filtro das tensões da rede
$H_{sensor,Vdc,i}(s)$	Função de transferência do filtro de tensão do lado do inversor
H_v	Ganho de realimentação da malha de tensão
H_ω	Ganho de realimentação da malha de velocidade angular
i_a, i_b, i_c	Correntes no inversor [A]
$\grave{i}_a, \grave{i}_b, \grave{i}_c$	Sinais dos sensores de corrente do inversor [V]
i_{d_ref}	Referência da corrente de eixo direto [A]
i_{dc}	Corrente que circula no capacitor do link DC [A]
i_d, i_q, i_0	Componentes de Park das correntes no inversor [A]
I_{DxyMED}	Corrente média dos diodos do retificador (x = 1,2 e y = a,b,c) [A]
I_{DxyRMS}	Corrente eficaz dos diodos do retificador (x = 1,2 e y = a,b,c) [A]
i_i	Corrente que entra no link DC [A]
i_o	Corrente que sai do link DC [A]
i_{q_ref}	Referência da corrente de eixo em quadratura [A]
i_α, i_β, i_0	Componentes de Clarke das correntes no inversor [A]
$\grave{I}_{ga}, \grave{I}_{gb}, \grave{I}_{gc}$	Sinais dos sensores de corrente do retificador [V]
$I_{gi}(t)$	Correntes na i-ésima fase do gerador [A]
$I_{gi,pico}$	Valor de pico da corrente $I_{gi}(t)$ [A]
I_{SxMED}	Corrente média dos interruptores do inversor (i = 1,2,...,6) [A]
I_{SxRMS}	Corrente eficaz dos interruptores do inversor (i = 1,2,...,6) [A]
I_{Sx_DMED}	Corrente média dos diodos em anti-paralelo dos interruptores do inversor (i = 1,2,...,6)
I_{Sx_DRMS}	Corrente eficaz dos diodos em anti-paralelo dos interruptores do inversor (i = 1,2,...,6) [A]
I_{Sxy_DMED}	Corrente média dos diodos em anti-paralelo dos interruptores do retificador (x = 1,2 e y = a,b,c) [A]
I_{Sxy_DRMS}	Corrente eficaz dos diodos em anti-paralelo dos interruptores do retificador (x = 1,2 e y = a,b,c) [A]
I_{SxyMED}	Corrente média dos interruptores do retificador (x = 1,2 e y = a,b,c)
I_{SxyRMS}	Corrente eficaz dos interruptores do retificador (x = 1,2 e y = a,b,c)
J_r	Momento de inércia do rotor eólico [kg.m²]
J_g	Momento de inércia do gerador elétrico [kg.m²]

k_i	Ganho do autocontrole
$k_{i(mppt)}$	Ganho do autocontrole gerado pelo algoritmo de MPPT
$k_{i(Pnominal)}$	Ganho do autocontrole gerado pelo algoritmo de limitação de potência
$k_{ótimo}$	Constante que define ponto ótimo de extração de potência
k_p	Ganho proporcional do controlador do tipo PI
k_ω	Constante característica do gerador que relaciona $E_{i,pico}/\omega$ [V/rad.s^{-1}]
L_a,L_b,L_c	Indutâncias de filtro da rede [H]
L_{gi}	Índutância síncrona da *i*-ésima fase do gerador [H]
m	Massa de ar [kg]
$m_{a,i}$	Índice de modulação de amplitude do inversor
$m_{a,r}$	Índice de modulação de amplitude do retificador
MF	Margem de fase [º]
$m_{f,i}$	Índice de modulação de frequência do inversor
$m_{f,r}$	Índice de modulação de frequência do retificador
mod	Ganho do modulador PWM
p	Número de pólos do gerador
P	Potência ativa injetada na rede elétrica [W]
$P_{3\Phi}$	Potência elétrica fornecida pelo gerador [W]
P_{mec}	Potência mecânica convertida a partir da potência cinética [W]
$P_{mec,Betz}$	Máxima potência mecânica teórica que pode ser extraída do vento [W]
$P_{mec,máx}$	Máxima potência mecânica que pode ser extraída do vento [W]
$P_{nominal}$	Potência nominal do WECS [W]
P_v	Potência disponível no vento [W]
Q	Potência reativa injetada na rede elétrica [Var]
q'	Potencia imaginária fictícia
q_{ref}	Potência imaginária de referência
R	Raio das pás [m]
R_{gi}	Resistência do enrolamento da *i*-ésima fase do gerador [Ω]
$R_{g,r}$	Resistor de gatilho dos interruptores do retificador [Ω]
r_{La},r_{Lb},r_{Lc}	Resistências intrínsecas dos indutores L_a,L_b,L_c [Ω]
$R_{pd,r}$	Resistor de *pull-down* dos interruptores do retificador [Ω]
R_{sh}	Ganho do sensor de corrente alocado nos terminais do retificador
$S_{1,i}$	Interruptores da *i*-ésima fase do retificador *boost bridgeless* (*i* = a,b,c)

$S_{2,i}$	Interruptores da *i*-ésima fase do retificador *boost bridgeless* (*i* = a,b,c)
S_i	Interruptores do inversor trifásico (*i* = 1,2,...,6)
T	Período de chaveamento [s]
T_i	Constante de integração do controlador tipo PI
T_g	Torque mecânico resistente imposto pelo gerador [N.m]
T_{mec}	Torque mecânico gerado pela turbina [N.m]
$\boldsymbol{T}_{\alpha\beta 0}$	Matriz transformada de Clarke
$\boldsymbol{T}_{dq0}$	Matriz transformada de Park
$\vec{v}$	Componente do vento resultante [m/s]
v_a, v_b, v_c	Tensões de fase da rede elétrica [V]
$v_a^{`}, v_b^{`}, v_c^{`}$	Sinais dos sensores de tensão da rede [V]
v_d, v_q, v_0	Componentes de Park das tensões de fase da rede [V]
V_{dc}	Tensão no link DC [V]
$V_{dc,i}$`	Sinal do sensor de tensão do link DC do lado do inversor [V]
$V_{dc,r}$`	Sinal do sensor de tensão do link DC do lado do retificador [V]
V_{dc_ref}	Referência de tensão no link DC [V]
$vg_{S1,i}$	Sinais de comando dos interruptores $S_{1,i}$
$vg_{S2,i}$	Sinais de comando dos interruptores $S_{2,i}$
$V_{gi}(t)$	Tensão nos terminais do gerador [V]
v_{La}, v_{Lb}, v_{Lc}	Tensões sobre os indutores de filtros de conexão com a rede [V]
$\hat{V}_{\mathrm{mod}}$	Valor de pico das moduladoras do inversor [V]
$V_{o,acs}$	Tensão de saída do sensor de corrente do retificador [V]
V_p	Valor de pico da tensão de fase da rede elétrica [V]
$\hat{V}_{port}$	Valor de pico da portadora [V]
$V_{portadora}$	Sinal da portadora [V]
V_{pk}	Valor de pico-a-pico da portadora [V]
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	Tensões moduladas no inversor [V]
$\vec{v}_t$	Componente do vento na direção oposta ao movimento das pás [m/s]
$\vec{v}_{vento}$	Componente de do vento incidente [m/s]
v_α, v_β, v_0	Componentes de Clarke das tensões de fase da rede [V]
x	Coeficiente da curva $C_p(\lambda,\beta)$

α	Ângulo de ataque [º]
β	Ângulo de passo da pá [º]
Δ	Período da interrupção gerada pelo *timer* do microcontrolador dsPIC [s]
Δt_1	Intervalo de tempo de etapa de operação do retificador [s]
Δt_2	Intervalo de tempo de etapa de operação do retificador [s]
Δt_3	Intervalo de tempo de etapa de operação do retificador [s]
Δt_4	Intervalo de tempo de etapa de operação do retificador [s]
η_i	Rendimento do inversor [%]
η_r	Rendimento do retificador [%]
θ	Ângulo de fase da rede elétrica [rad]
θ_{pll}	Ângulo de fase fornecido pelo PLL [rad]
λ	Velocidade específica (*Tip-Speed-Ratio*)
$\lambda_{ótimo}$	Velocidade específica ótima
ξ	Fator de amortecimento de um sistema de segunda ordem
ω	Velocidade angular de rotação das pás [rad/s]
ω_n	Frequência natural de um sistema de segunda ordem [rad/s]
$\omega_{operação}$	Ponto quiescente de operação de velocidade angular [rad/s]
ω_{pll}	Frequência da rede elétrica [rad/s]
ω_{ref}	Valor de referência da velocidade angular [rad/s]
ω_{rpm}	Velocidade angular de rotação das pás [rpm]
ρ	Densidade do ar [kg/m³]
$\Phi_{1,i}$	Ângulo de defasagem entre a corrente e tensão no inversor [rad]
$\Phi_{2,i}$	Ângulo de defasagem entre a moduladora e a tensão no inversor [rad]
$\Phi_{1,r}$	Ângulo de defasagem entre a corrente e tensão no gerador [rad]
$\Phi_{2,r}$	Ângulo de defasagem entre a moduladora e a tensão no gerador [rad]

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 24

1.1 Estrutura do trabalho 28

2 PRINCÍPIOS DA CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA 30

2.1 Turbinas eólicas 30

2.1.1 Princípio de funcionamento aerodinâmico 31

2.1.2 Classificação das turbinas 32

2.2 Geradores 36

2.3 Conversores 39

2.4 WECS proposto 43

2.4.1 Aerogerador utilizado 43

2.4.2 Conversores e estratégias de controle 46

2.4.3 Controle da potência extraída do vento 48

2.4.3.1 Rastreamento do máximo ponto de potência 49

2.4.3.2 Limitação da potência mecânica 52

3 ESTÁGIO RETIFICADOR 54

3.1 Etapas de operação e formas de onda 54

3.2 Modelagem e controle 57

3.3 Controle da potência processada pelo retificador 59

3.3.1 Malha de MPPT 60

3.3.2 Malha de limitação de potência 62

3.3.3 Transição entre as regiões de operação 64

4 ESTÁGIO INVERSOR 66

4.1 Modelagem 67

4.2 Estratégia de controle 71

4.2.1 Esquema de modulação 72

4.2.2 Algoritmo de rastreamento do ângulo de fase 75

5 PROJETO, SIMULAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO DO WECS 76

5.1 Modelo de simulação 76

5.1.1 Modelo de simulação da turbina eólica 76

5.1.2 Modelo do gerador elétrico 80

5.1.3 Modelo de simulação do retificador boost bridgeless 82

5.1.4 Modelo de simulação do inversor trifásico *85*
5.2 Dimensionamento e escolha dos componentes do circuito de potência **88**
5.2.1 Sensores e filtros de tensão e corrente *88*
5.2.1.1 Sensor e filtro de corrente do gerador *88*
5.2.1.2 Sensor e filtro de tensão alternada do gerador *90*
5.2.1.3 Sensor e filtro de tensão contínua do link DC do lado do retificador *91*
5.2.1.4 Sensor e filtro de corrente da rede *92*
5.2.1.5 Sensor e filtro de tensão alternada da rede *95*
5.2.1.6 Sensor e filtro de tensão contínua do link DC do lado do inversor *97*
5.2.2 Semicondutores e drivers *99*
5.3 Projeto dos controladores e escolha dos microcontroladores de sinais **101**
5.3.1 Estágio retificador *101*
5.3.2 Estágio inversor *104*
5.3.2.1 Projeto do controlador de corrente *106*
5.3.2.2 Projeto do controlador de tensão *110*
5.4 Resultados de Simulação **115**
6 PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS **122**
CONCLUSÃO **130**
REFERÊNCIAS **132**
APÊNDICE A - ESTUDO DE PERDAS NO RETIFICADOR **138**
APÊNDICE B - ESTUDO DE PERDAS NO INVERSOR **147**
APÊNDICE C - DESENVOLVIMENTO DO PROTÓTIPO EXPERIMENTAL **154**

1 INTRODUÇÃO

Há milhares de anos atrás já se convertia a energia eólica (energia cinética contida nas massas de ar em movimento) em energia mecânica, a qual era utilizada para bombear água, mover engrenagens ou pás de moinhos, de veleiros, dentre outras aplicações.

Fatos históricos relatam que a geração de energia elétrica a partir de energia eólica se deu em 1887 quando James Blyth (professor escocês), no jardim da sua casa de férias, construiu uma usina para carregar as baterias que iriam iluminar sua casa. Apesar disto, interesses e investimentos só impulsionaram o desenvolvimento desta forma de geração em meados da década de setenta (consequência da crise internacional do petróleo) e oitenta (com o movimento anti-energia nuclear).

O primeiro aerogerador conectado à rede foi instalado em 1976 na Dinamarca, mas apenas em 1992 foi instalada a primeira usina eólica no Brasil (Fernando de Noronha).

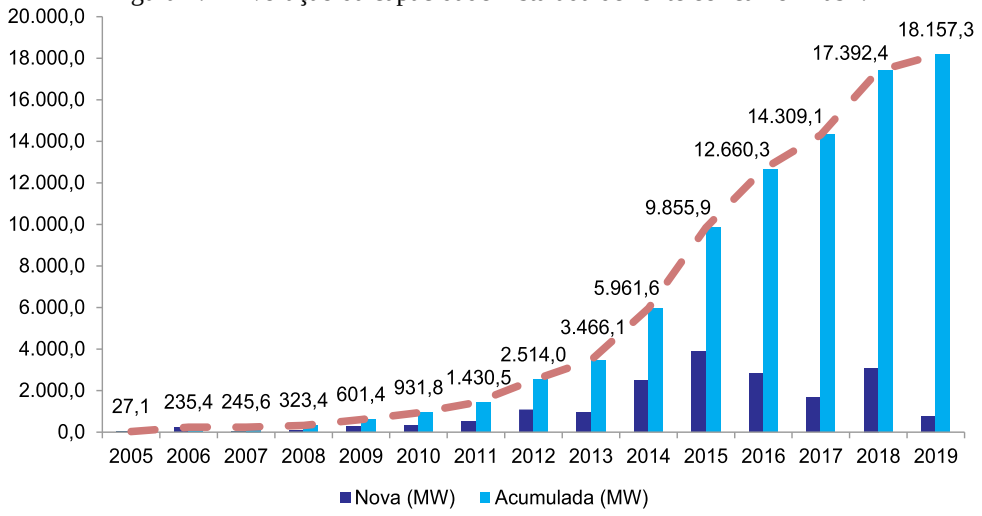
O Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica (Proinfa) lançado em 2002 pelo governo brasileiro foi responsável pela alavancada nos empreendimentos eólicos com meta de obter 3.299,40 MW de capacidade instalada. Destes, 1.422,92 MW eram destinados a 54 usinas eólicas e o restante para Pequenas Centrais Hidrelétricas (PCHs) e usinas a base de biomassa (MME, 2004). Embora na época, esta fosse a forma de extração mais cara (custo médio de R$ 356,56 por MWh) e menos desenvolvida, grandes benefícios eram evidentes: diversificação da matriz energética, o que garantia maior segurança no abastecimento (estudos apontaram que a fonte hídrica apresenta complementaridade sazonal com a fonte eólica ou biomassa); geração de empregos diretos e indiretos (estimados em cerca de 150mil); redução da emissão de gases do efeito estufa; e incentivos aos avanços tecnológicos e industriais (o programa exigia uma nacionalização mínima de 90% dos equipamentos e serviços). Em 2006, Osório, usina instalada no Rio Grande do Sul, foi a primeira do programa a entrar em operação com capacidade de 50 MW.

A Figura 1.1 retrata a evolução da capacidade instalada de 2005 até o ano atual de 2015 e inclui no gráfico a projeção até 2019, demarcando a quantidade de potência que foi e vai sendo adicionada a cada ano. Estão inclusos neste levantamento usinas concedidas a partir do Proinfa, dos Ambientes de Contratação Livre (ACL) e Regulado (ACR) e de programas de Pesquisa & Desenvolvimento (P&D).

Embora tenha sido o Proinfa o marco inicial, o grande catalisador foi o primeiro Leilão de Energia Reserva exclusivo para fonte eólica (2º LER, realizado em 2009) no qual foi

incentivada a competição por eficiência e preço. Foram vendidos 1.904,8 MW em 71 usinas e o preço chegou a R$ 148,39/MWh (EPE, 2009). Nos demais leilões (principal instrumento de expansão do sistema elétrico), não se exigiu mais a fonte exclusivamente eólica e sim incentivava a competição entre as diversas fontes de geração, mas a fonte eólica continuou garantindo seu sucesso de contratação. Dentre eles estão os Leilões de Fontes Alternativas (LFA) e os que contratam energia elétrica proveniente de empreendimentos de geração realizados com 5 anos (Leilões A-5), 3 anos (Leilões A-3) e 1 ano (Leilões A-1) de antecedência do início do suprimento. Os valores de capacidade de potência instalada referente apenas à fonte eólica para cada leilão pode ser verificado na Figura 1.1.

Figura 1.1- Evolução da capacidade instalada de fonte eólica no Brasil.



Leilão	PROINFA	LER 2009	LER 2010	LFA 2010	LER 2011	A-3 2011	A-5 2011	A-5 2012	LER 2013	A-3 2013	A-5 Dez/2013	A-3 2014	LER 2014	A-5 Nov/2014	LFA 2015	A-3 2015	ACL	P&D
Potência (MW)	1.303,7	1.904,8	545,2	1.522,1	861,5	1.056,3	998,0	249,6	1.494,1	851,0	2.337,8	551,0	763,1	926,0	90,0	538,8	2.162,3	2,1
Nº de Parques	53	71	20	50	34	44	40	9	66	39	97	21	31	36	3	19	103	1

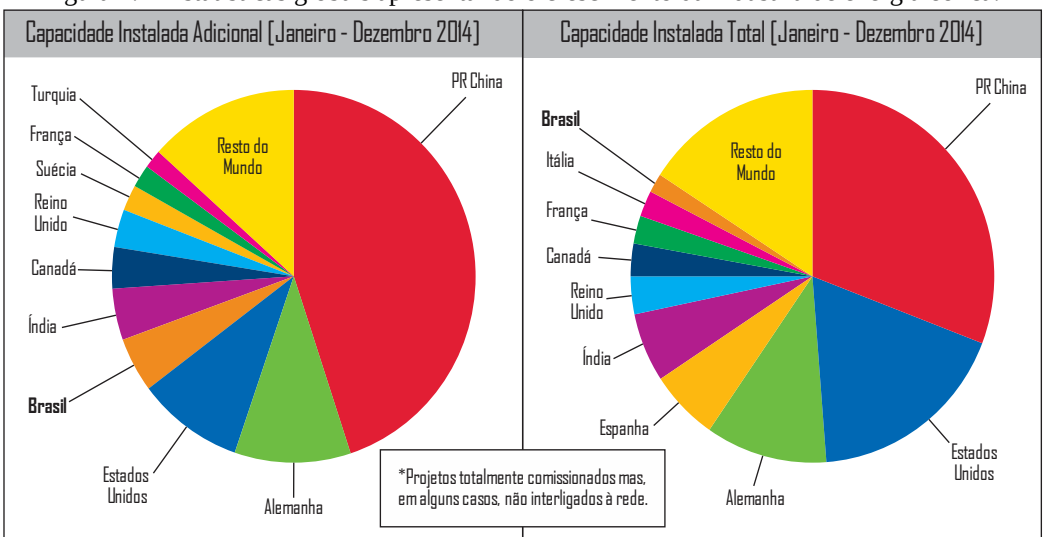
FONTE: Adaptada de ABEEólica (2015).

Em 2012, o Banco Nacional de Desenvolvimento (BNDES), maior financiador de projetos eólicos, estabeleceu seis marcos que deveriam ser atingidos entre janeiro de 2013 e janeiro de 2016 (BNDES, 2012) os quais têm como objetivo aumentar gradativamente o conteúdo local dos aerogeradores (no que diz respeito à torre, à pá, ao cubo e à "nacelle"). Com estas medidas, o custo de produção aumentou porém de forma aceitável tanto que, em 2013, em recorde, foram contratados 4.682,1 MW.

Fruto dos ótimos números de contratações em leilões, em 2014, o Brasil adiciona uma capacidade instalada de 2,472 GW e passa a estar entre os 10 maiores produtores de energia

elétrica a partir da energia dos ventos conforme pode ser visto no gráfico, Figura 1.2, apresentado pelo Conselho Mundial de Energia Eólica (GWEC - *Global Wind Energy Council*).

Figura 1.2- Estatísticas globais apresentando o crescimento da indústria de energia eólica.



País	GW	%	País	GW	%
PR China	23,196	45,1	PR China	114,609	31,0
Alemanha	5,279	10,2	Estados Unidos	65,879	17,8
Estados Unidos	4,854	9,4	Alemanha	39,165	10,6
Brasil*	**2,472**	**4,8**	Espanha	22,987	6,2
Índia	2,315	4,5	Índia	22,465	6,1
Canadá	1,1871	3,6	Reino Unido	12,440	3,4
Reino Unido	1,736	3,4	Canadá	9,694	2,6
Suécia	1,050	2,0	França	9,285	2,5
França	1,042	2,0	Itália	8,663	2,3
Turquia	0,804	1,6	**Brasil***	**5,939**	**1,6**
Resto do Mundo	6,852	13,3	Resto do Mundo	58,473	15,8
Total entre os 10	44,620	87	Total entre os 10	311,124	84,2
Total Mundial	**51,473**	**100**	**Total Mundial**	**369,597**	**100**

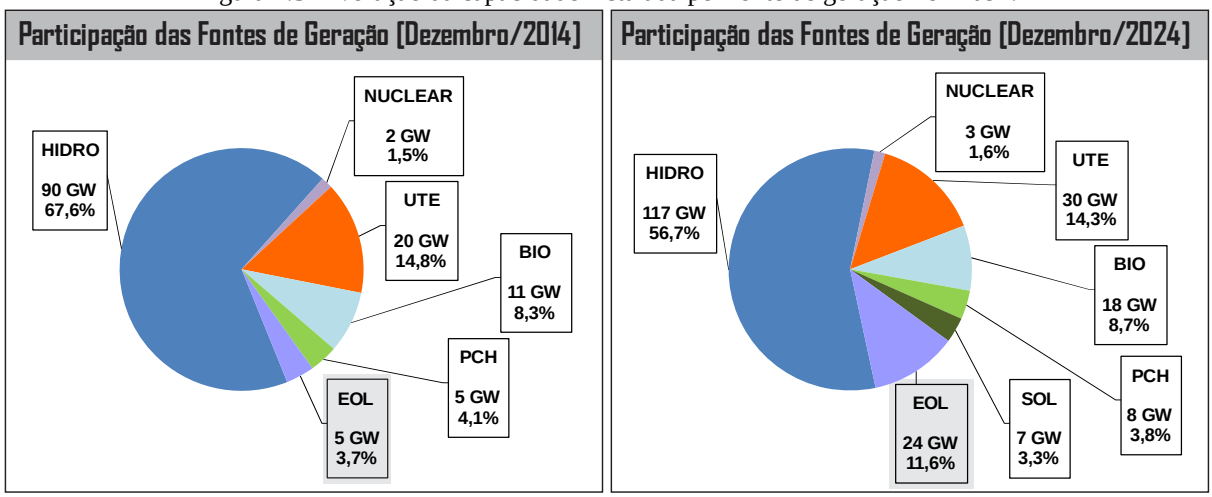
FONTE: Adaptada de GWEC (2014).

Durante o ano de 2015, o Brasil adicionou 2,754 GW de capacidade instalada e se manteve entre os 10 maiores produtores totalizando 8,715 GW, equivalente a 2% da produção mundial (GWEC, 2015).

O planejamento de expansão realizado pela Empresa de Pesquisa Energética (EPE) aponta para uma capacidade instalada, a partir da fonte eólica, de 24 GW, em 2024, o que representará 11,6% da matriz elétrica nacional, Figura 1.3. A viabilização desta projeção se depara com alguns desafios. A deficiência na infraestrutura logística tem encarecido e até inviabilizado projetos. A dificuldade de transporte de equipamentos de grande porte (no que diz respeito ao veículo, ao trabalhador especializado, às vias com suportabilidade do Peso Bruto Total -PBT- dos veículos, a burocracia dos órgãos públicos na emissão da Autorização Especial de Transporte -AET-, etc.), pela estrada ou pela navegação de cabotagem; a dificuldade de se

estabelecer uma cadeia produtiva eficiente local; e a dificuldade enfrentada com o licenciamento ambiental estão entre os maiores problemas a serem solucionados.

Figura 1.3- Evolução da capacidade instalada por fonte de geração no Brasil.



FONTE: Adaptada de EPE (2015).

Podem ser apresentados alguns exemplos de iniciativa governamental com objetivo de superar este obstáculos:

- O convênio 101/97 realizado pelo Conselho Nacional de Política Fazendária (CONFAZ), prorrogado até 2021, que "concede isenção do ICMS nas operações com equipamentos e componentes para o aproveitamento das energias solar e eólica [...]" (CONFAZ, 1997);
- O Regime Especial de Incentivos para o Desenvolvimento da Infraestrutura (REIDI), o qual isenta o pagamento do PIS/Cofins em projetos de infraestrutura;
- A Resolução 462/2014 aplicada pelo Conselho Nacional de Meio Ambiente (CONAMA) a qual estabelece que "o licenciamento ambiental de empreendimentos eólicos considerados de baixo impacto ambiental será realizado mediante procedimento simplificado, dispensada a exigência do Estudos de Impacto Ambiental/Relatório de Impacto Ambiental EIA/RIMA" (MMA, 2014).

Em 2001, quando foi divulgado o primeiro Atlas do Potencial Eólico Brasileiro pelo Centro de Pesquisas de Energia Elétrica (CEPEL), a estimativa era de 143 GW considerando torres de até 50 m de altura e excluindo desse montante o potencial *off shore*. Atualmente, os estados estão revisando seus mapas eólicos considerando a utilização de torres de mais de 120 m e estima-se um potencial de pelo menos 350 GW (MME, 2014). Além disto, o Brasil é um dos países com maiores fatores de capacidade conforme pode ser verificado nos Boletins Mensais de Geração Eólica emitidos pela Operador Nacional do Sistema (ONS).

Proporcionalmente à evolução de grandes complexos eólicos, apresenta-se um crescimento na geração distribuída (conexão de pequenas centrais geradoras à rede de distribuição) a qual possui vantagem adicional de prover redução no carregamento e perdas no sistema de distribuição e geração (ANEEL, 2014).

É neste contexto emergente e promissor que se fomenta este trabalho. Uma aplicação voltada para a microgeração (central geradora com potência menor ou igual a 100 kW) conectada à rede elétrica. Para tal, adquiriu-se um gerador eólico de 6 kW o qual foi instalado na Universidade Federal do Ceará e se desenvolveu um conversor que viabiliza a injeção da energia extraída do vento à rede priorizando a qualidade e eficiência energética; cumprindo com a exigências normativas internacionais (IEEE *Standard* 1547/2003 e IEC *Standard* 61000-3-2/2014) e locais (NT-010/2012 da Coelce e o PRODIST/Módulo-3/2012 da ANEEL); e buscando sempre a redução de custos.

1.1 Estrutura do trabalho

Este trabalho é composto de 6 capítulos. Neste primeiro capítulo foi apresentada a evolução histórica do tema em estudo a partir da qual pôde ficar clara a motivação do projeto proposto.

No segundo capítulo se desenvolve uma abordagem mais técnica acerca do estado da arte que contempla o aproveitamento de energia eólica (turbinas, geradores e conversores utilizados) para, por fim, apresentar o WECS proposto o qual foi subdividido em dois estágios de conversão.

O capítulo 3 apresenta uma abordagem teórica (princípio de operação, modelagem e estratégias de controle utilizada) do estágio de conversão AC-DC que é representado pelo retificador *boost bridgeless* e o capítulo 4, seguindo a mesma estrutura, apresenta o inversor trifásico ponte completa o qual representa o estágio de conversão DC-AC.

É no capítulo 5 que são apresentados a metodologia de projeto, ou seja, dimensionamento e escolha dos componentes (semicondutores, drivers, etc.), projeto dos controladores, e definição da lógica de programação. Por fim, através do modelo desenvolvido no *software* PSIM®, são apresentados os resultados de simulação.

O protótipo experimental desenvolvido assim como os resultados obtidos são apresentados no capítulo 6 os quais validam o estudo proposto.

Logo após, são expostas conclusões que resumem o desfecho do projeto como um todo, expondo assim tanto pontos positivos como possíveis desvantagens de algumas escolhas. Ao final, apresentam-se propostas de trabalhos futuros como forma de dar continuidade ao projeto que segue uma linha de pesquisa tão emergente.

O cálculo dos esforços de corrente nos semicondutores e o estudo de perdas é realizado e detalhadamente descrito conforme pode ser visto nos Apêndice A e Apêndice B.

O Apêndice C apresenta detalhes do desenvolvimento protótipo experimental para o qual foram desenvolvidas placas de circuito impresso com o auxílio do *software* ALTIUM DESIGNER®, o qual apresenta a ferramenta de pré-visualização 3D da montagem em desenvolvimento, facilitando assim uma melhor concepção do que está sendo realizado.

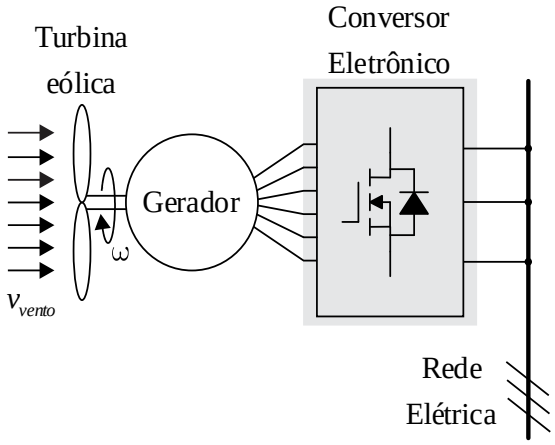
2 PRINCÍPIOS DA CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA

As diferenças de temperatura provocam diferenças de densidade entre os gases atmosféricos de forma que quanto maior a temperatura menor a densidade e pressão do ar. Os gases com menor densidade tendem a ascender e os com maior densidade tendem a fluir próximo a superfície. Este deslocamento de massas de ar define o vento, o qual possui maior velocidade quanto maior for a diferença de pressão entre os gases. A energia cinética E_c de uma massa de ar m se movendo em velocidade constante v_{vento} é dada por (PINTO, 2013):

$$E_c = (1/2) \cdot m \cdot v_{vento}^2 \tag{2.1}$$

A conversão da energia eólica em energia elétrica é feita através do acoplamento de uma turbina eólica a um gerador. A turbina eólica converte parte da energia cinética disponível no vento em energia mecânica de eixo; o gerador converte a energia mecânica de eixo em energia elétrica; e um conversor eletrônico processa esta energia e a disponibiliza para a rede elétrica, Figura 2.1.

Figura 2.1 - Componentes de um WECS.



Fonte: Próprio autor.

2.1 Turbinas eólicas

As turbinas podem ser subdividas quanto à disposição do eixo ao qual estão acopladas as pás, ao número de pás, ao tipo de controle de potência, ao sistema de orientação da turbina, ao tipo de material das pás e da torre, dentre outros fatores.

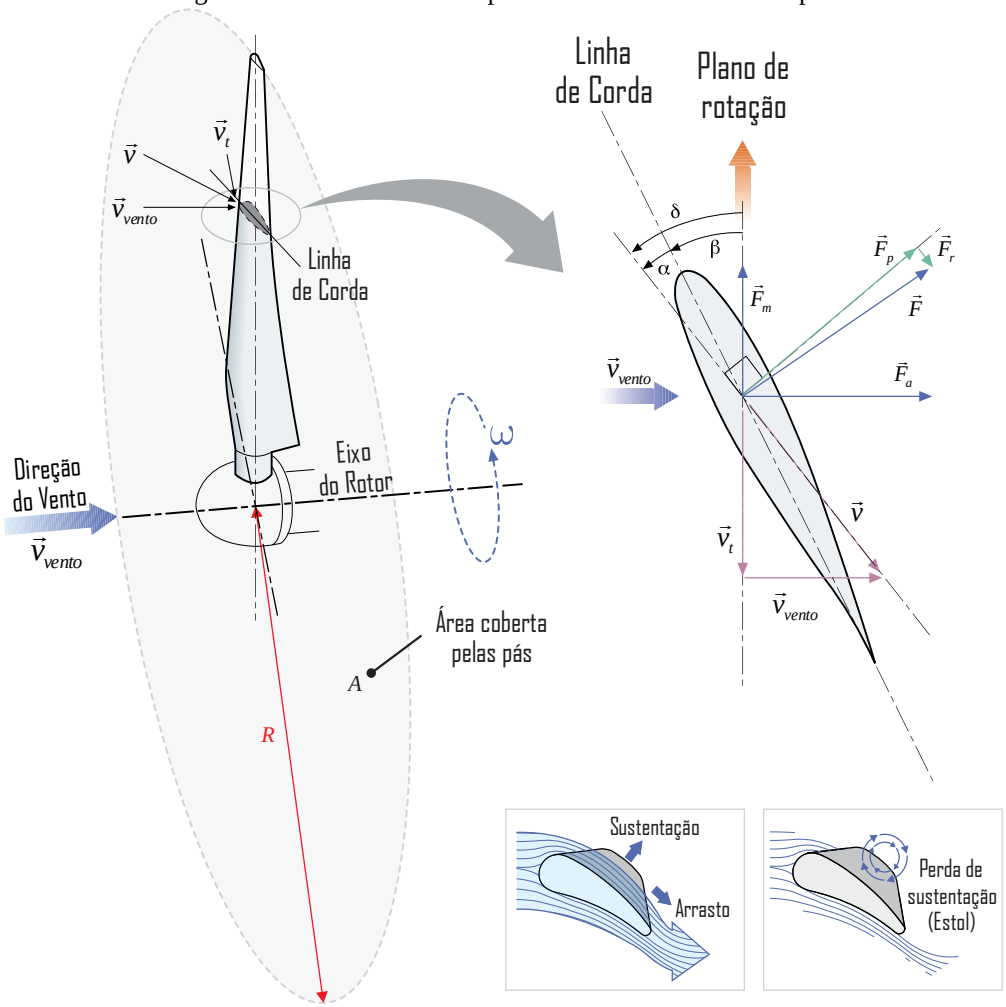
De modo a poder caracterizar estas classificações, explanar-se-á inicialmente acerca do funcionamento aerodinâmico.

2.1.1 Princípio de funcionamento aerodinâmico

O vento de direção v_{vento} incide sobre as pás fazendo com que estas girem em um plano de rotação demarcando uma área A que depende do raio R das pás. A rotação das pás faz com que surja v_t, uma componente do vento na direção oposta ao movimento e diretamente proporcional à velocidade angular ω, e desta forma tem-se uma componente resultante v.

Como pode ser visto na Figura 2.2, a seção transversal da pá é definida por um aerofólio, estrutura geométrica especial sobre a qual, sob ação do vento resultante v, surgem as forças mecânicas F_r de arrasto (na direção de v) e F_p de sustentação.

Figura 2.2 - Estrutura do comportamento aerodinâmico na pá.



Fonte: Adaptada de (ABB, 2011).

Decompõe-se a resultante destas duas forças, F, na direção do plano de rotação e obtêm-se F_m e F_a. F_m é a força motriz que gera torque útil fazendo as pás girarem com velocidade angular ω e F_a é a força axial a qual não produz trabalho útil, apenas *stress* ao rotor.

A intensidade destas forças são definidas a partir do ângulo de ataque α (ângulo estabelecido entre a linha de corda e a direção do vento resultante), do ângulo de passo β (ângulo entre a linha de corda e o plano de rotação) e da velocidade específica da turbina (*Tip-Speed-Ratio* TSR) λ que relaciona a velocidade tangencial da ponta da pá com a velocidade do vento:

$$\lambda = \frac{v_t}{v_{vento}} = \frac{\omega \cdot R}{v_{vento}} \tag{2.2}$$

A partir de tais parâmetros, determina-se o desempenho aerodinâmico da turbina através do coeficiente de potência $C_p(\lambda,\beta)$ que determina qual a parcela de energia mecânica pode ser obtida a partir da energia eólica, ou seja, sendo a potência disponível no vento P_v dada por:

$$P_v = (1/2) \cdot \rho \cdot A \cdot v_{vento}^3 \tag{2.3}$$

Calcula-se a potência mecânica:

$$P_{mec} = C_p(\lambda,\beta) \cdot P_v = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot (v_{vento})^3 \cdot C_p(\lambda,\beta) \tag{2.4}$$

Onde ρ é a densidade do ar dada por 1,225 kg/m³, no nível do mar e a 15 ºC.

O torque mecânico gerado pela turbina é função da potência mecânica e da velocidade angular:

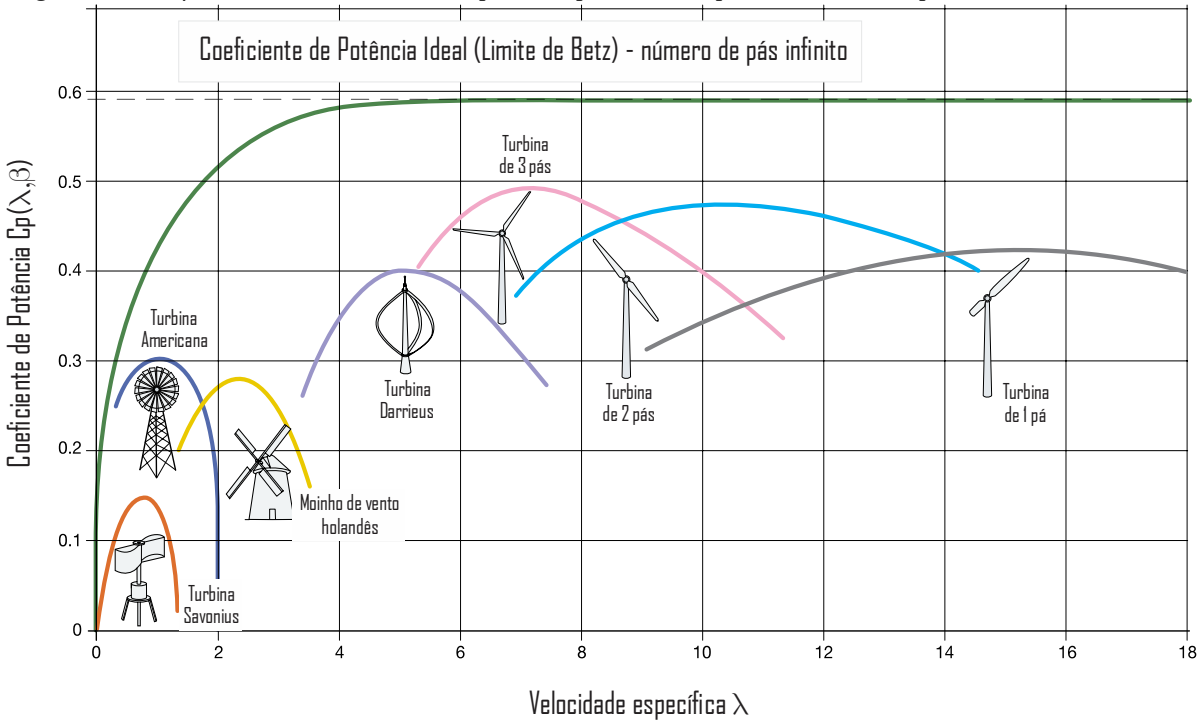
$$T_{mec} = \frac{P_{mec}}{\omega} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot (v_{vento})^3 \cdot \frac{C_p(\lambda,\beta)}{\omega} \tag{2.5}$$

2.1.2 Classificação das turbinas

Quanto à disposição do eixo de sustentação, existem as turbinas de eixo vertical e as de eixo horizontal. As turbinas Savonius e Darrieus são exemplos de turbina de eixo vertical as quais apresentam baixa eficiência fazendo com que estejam presentes em apenas 1% das instalações (ABB, 2011). As turbinas de eixo horizontal estão consolidadas no mercado principalmente devido ao desenvolvimento tecnológico aplicado às pás. Estas podem ser do tipo *downwind* ou *upwind* se o vendo incide por trás da turbina (na nacele) ou na parte frontal, respectivamente. Além disto, podem possuir número variado de pás.

A Figura 2.3 contempla um estudo comparativo entre tipos de turbina correlacionando o coeficiente de potência $C_p(\lambda,\beta)$ com a velocidade específica λ para um ângulo de passo β fixo. Como pode ser visto, a turbina de três pás alcança maior coeficiente de potência quando comparado com o coeficiente de potência máximo ideal, ou simplesmente limite de Betz (físico alemão pioneiro no estudo de turbinas eólicas), dado por $C_{p,Betz} = 0,593$. Além disso, estas turbinas de três pás operam com velocidade específica menor quando comparada às turbinas de uma ou duas pás. Em outras palavras, turbinas com número menor de pás operam com maior velocidade específica, ou seja, maior velocidade angular, o que pode ser atraente visto que reduz a relação da caixa de engrenagem, mas quanto maior a velocidade na ponta do eixo maiores são as perdas e ruído aerodinâmico (ANAYA-LARA et al., 2009). Estes são alguns dos fatos que justificam a maior utilização das turbinas de três pás.

Figura 2.3 - *Performance* do coeficiente de potência para vários tipos de turbina comparado com o valor ideal.



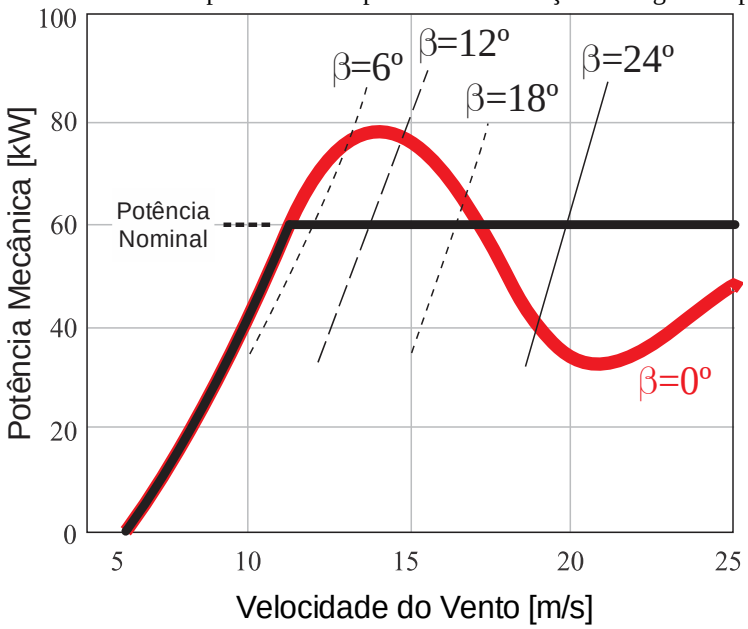
Fonte: Adaptada de (ABB, 2011).

Quando a velocidade do vento ultrapassa o valor nominal para o qual foi construída a turbina, é necessário limitar a potência produzida pela turbina. Existem dois tipos de controle de limitação de potência em uma turbina eólica: embandeiramento (*pitch*) e estol (*stall*).

No controle por *pitch*, por meio de mecanismos hidráulicos ou elétricos, é possível girar a pá em torno do seu eixo variando o ângulo de passo β de modo a controlar a extração de potência para todas as velocidades do vento. A Figura 2.4 evidencia a diferença entre as curvas

de potência quando mantido o ângulo de passo constante ($\beta=0$) ou variável. Assim, considerando que a velocidade de rotação da turbina é mantida constante, quando a velocidade do vento passa a ser maior do que a nominal (aproximadamente 12 m/s), é necessário aumentar o ângulo de passo, ou seja, reduzir as forças aerodinâmicas que atuam na pá, para limitar a potência no valor nominal. Esta é a aplicação mais importante do controle por *pitch* (BURTON et al., 2011) mas, apesar de ser a técnica de controle mais precisa e robusta, o custo e a necessidade de maior manutenção devido ao servomecanismo são desvantagens que inviabilizam sua utilização em sistemas de pequeno porte.

Figura 2.4 - Controle de potência ativo por meio da variação do ângulo de passo.

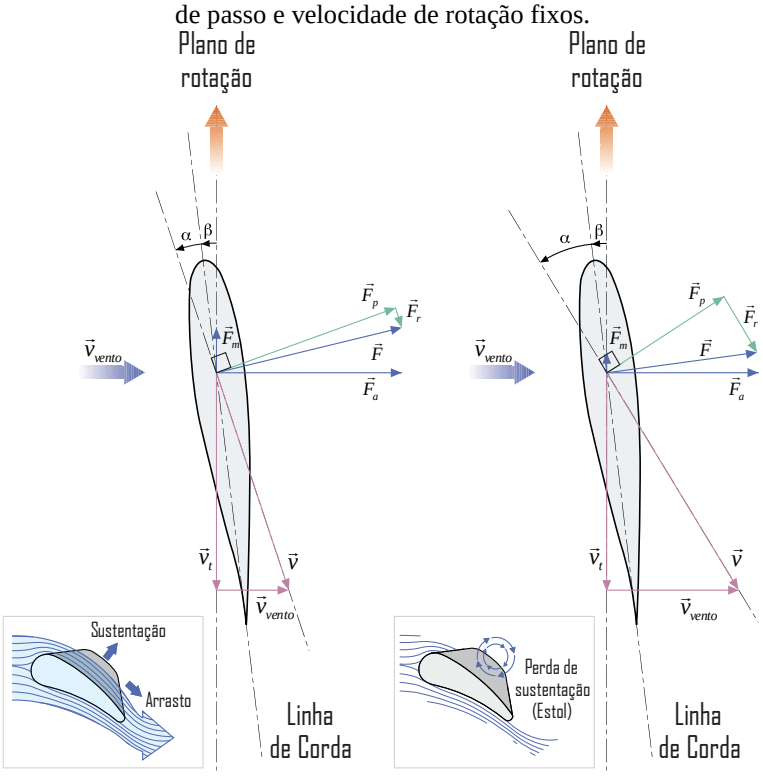


Fonte: Adaptada de BURTON et al. (2011).

Define-se o estol quando o ar descola da pá (detalhe na Figura 2.5) reduzindo a força de sustentação, componente responsável pela força motriz que gera torque útil. O controle por estol pode ser classificado como passivo ou ativo (quando ele é induzido variando o ângulo de passo ou a velocidade de rotação).

O controle por estol passivo é a forma de controle mais simples, visto que as pás são mantidas fixas com o ângulo de passo escolhido de forma que a turbina alcance a potência nominal em uma velocidade de vento desejada. Quando a velocidade do vento aumenta e a velocidade de rotação da turbina permanece constante, a componente do vento resultante aumenta causando acréscimo no ângulo de ataque, gerando a perda de sustentação e um decréscimo da potência mecânica extraída conforme pode ser visto na Figura 2.5.

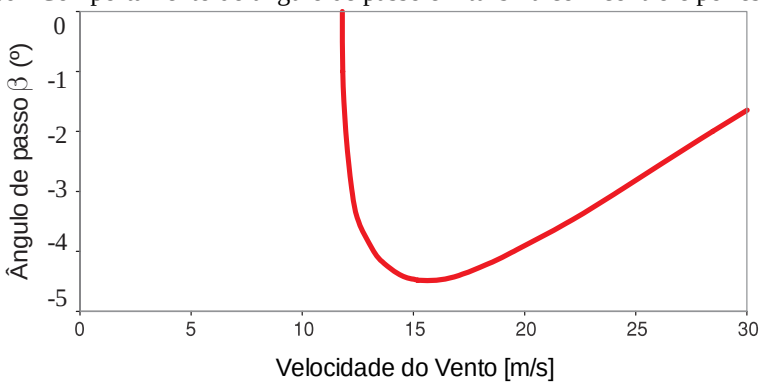
Figura 2.5 - Comportamento aerodinâmico das forças atuantes na pá em operação normal e no estol com ângulo de passo e velocidade de rotação fixos.



Fonte: Adaptada de HEIER (2006).

O controle por estol ativo também é resultado do aumento do ângulo de ataque, mas agora com a variação do ângulo de passo na direção oposta à provocada pelo controle de *pitch* ou pela variação da velocidade. A primeira opção é alcançada por meio de um mecanismo (geralmente são utilizadas molas) que varia automaticamente o ângulo de passo (negativamente como pode ser visto na Figura 2.6), levando a pá em direção ao plano de rotação, com o aumento da velocidade do vento. Já nas turbinas que operam com velocidade variável, em função da proporcionalidade que a componente v_t tem com a velocidade angular ω, estas forças podem ser controladas assim como a potência mecânica.

Figura 2.6 - Comportamento do ângulo de passo em turbina com controle por estol ativo.



Fonte: Adaptada de BURTON et al. (2011).

2.2 Geradores

WECS podem operar com turbinas de velocidade fixa ou variável. Se a turbina opera com velocidade fixa ω, a máxima eficiência (operação com máximo coeficiente de potência $C_{p,máx}$ e velocidade específica ótima $\lambda_{ótimo}$) só irá ser alcançada em uma determinada velocidade do vento, o que pode ocorrer esporadicamente.

Para se extrair a máxima potência em todas as velocidades do vento, deve-se sempre operar com a velocidade específica ótima, ou seja, deve-se manter a relação entre a velocidade angular e a velocidade do vento constante:

$$\frac{\omega \cdot R}{v_{vento}} = \lambda_{ótimo} \tag{2.6}$$

Este modo de operação geralmente exige a utilização de um conversor que, embora acarrete perdas (devido aos semicondutores) e aumente o custo da aplicação, viabiliza o maior aproveitamento de energia e garante a qualidade da energia entregue à rede. Apesar de apresentar maior complexidade, esta possibilidade de operação viabiliza a utilização de inúmeras soluções, incluindo variação na topologia do gerador e do conversor.

Embora as máquinas de corrente contínua também possam ser utilizadas como geradores em WECS, por apresentarem baixa densidade de potência (ALENCAR, 2012), são as máquinas de corrente alternada, síncronas e assíncronas que dominam as aplicações.

De modo geral, os geradores assíncronos ou de indução são os mais robustos e simples do ponto de vista mecânico e apresentam como principal desvantagem o fato de consumirem potência reativa devido à corrente de magnetização do estator. São tipos de geradores assíncronos o gerador de indução com gaiola de esquilo (*Squirrel Cage Induction Generator* - SCIG) e o com rotor bobinado (*Wound Rotor Induction Generator* - WRIG). Este último geralmente se apresenta nas aplicações em duas configurações: gerador de indução OptiSlip (*OptiSlip Induction Generator* - OSIG) e gerador de indução duplamente alimentado (*Doubly-fed Induction Generator* - DFIG).

Geralmente, é característica dos WECSs operando com velocidade fixa a utilização de SCIG com conexão direta a rede. Simplicidade e baixo custo são as maiores vantagens deste tipo de configuração, mas o grande problema é a limitação da qualidade de potência, visto que flutuações na velocidade do vento são transferidas, através das flutuações no torque mecânico, à rede e, vice-versa. Além disso, faltas na rede podem causar *stress* mecânico aos componentes da turbina (ACKERMANN, 2005). Neste tipo de sistema, são instalados bancos capacitivos

(processo de autoexcitação) e um *soft starter* para fornecer a potência reativa e limitar a corrente *inrush*, respectivamente. Além disso é necessária a instalação de uma caixa de engrenagem para adequar a diferença de velocidade entre a turbina e o gerador o qual é construído com baixo número de pólos (4 ou 6 pólos para frequências de 50 Hz ou 60 Hz conforme apresentado em YARAMASU et al. (2015)).

Utilizam-se os OSIGs conectando o estator diretamente à rede e controlando a resistência do rotor que modifica a curva característica de torque/velocidade viabilizando a operação com velocidade variável para uma faixa limitada de variação da velocidade do vento (LI; CHEN, 2008). Apesar desta topologia, quando comparada a aplicação com SGIC comentada anteriormente, capturar mais energia do vento, as perdas devido à resistência são maiores.

O DFIG é a topologia mais utilizada em sistemas que operam com velocidade variável (MANAULLAH et al., 2014). Dispensa-se o uso do *soft starter* e do banco capacitivo e, por meio de um conversor bidirecional, pode-se controlar a potência fornecida pelo rotor de modo que este passe a fornecer a energia reativa ao estator e garanta o fator de potência unitário no ponto de conexão com a rede. O uso da caixa de engrenagem continua sendo obrigatório e, atrelado a isto, estão os problemas de custo, peso e manutenção. Manutenção é um ponto crítico principalmente quando se diz respeito a parques eólicos *offshore*.

A maior vantagem desta configuração se deve ao fato do conversor processar apenas 25-30% da energia total mas, com a redução do custo crescente dos dispositivos eletrônicos, a utilização de conversores que processem a energia total passam a ser uma opção atrativa os quais poderão ser utilizados, por exemplo, com os SCIGs, WRSGs e PMSGs (AHUJA; BHUVANESWARI; BALASUBRAMANIAN, 2011).

Os geradores síncronos são máquinas cuja frequência da tensão gerada f_g é sincronizada com a velocidade de rotação:

$$f_g = \frac{p \cdot \omega_{rpm}}{120} \tag{2.7}$$

Sendo p o número de pólos, ω_{rpm} a velocidade angular de rotação em *rpm* a qual, em *rad/s*, é dada por:

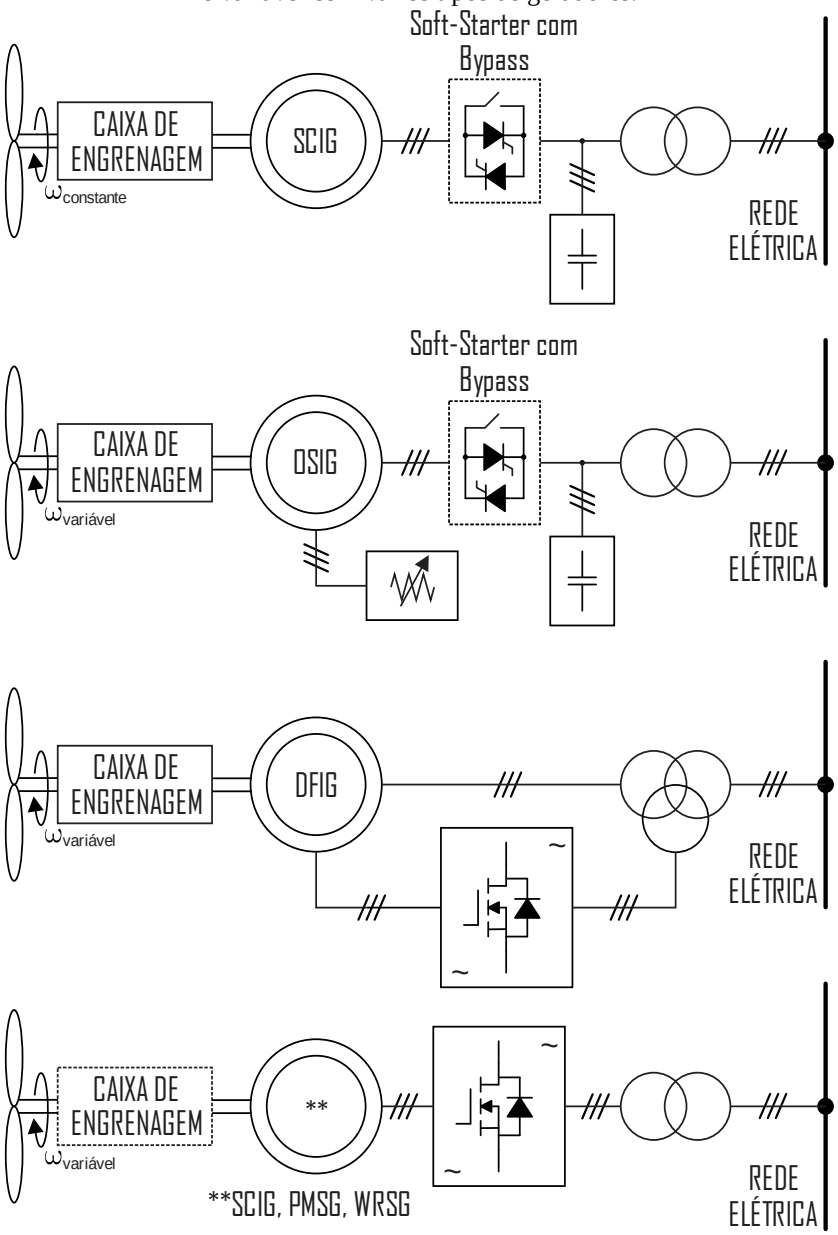
$$\omega = \frac{\pi \cdot \omega_{rpm}}{30} \tag{2.8}$$

O campo magnético nos geradores síncronos pode ser criado por um enrolamento de campo ou por imã permanente definindo assim os dois tipos de gerador: *Wound Rotor*

Synchronous Generator (WRSG) e *Permanent Magnet Synchronous Generator* (PMSG). Os PMSGs têm se tornado uma tendência, principalmente em aplicações de pequeno porte. Dentre os motivos podem-se citar a redução de custo dos imãs permanentes e a redução de manutenção pois a caixa de engrenagem pode ser dispensada visto que o PMSG pode ser construído com elevado número de pólos. Além disso, possuem peso e tamanho reduzidos, apresentam alta eficiência e confiabilidade (TZE-FUN; LOI LEI, 2007).

Na Figura 2.7 podem ser vistas as estruturas das topologias de WECS comentadas anteriormente.

Figura 2.7 - Topologias de WECS operando em velocidade constante e variável com vários tipos de geradores.



Fonte: Adaptada de YARAMASU et al. (2015).

2.3 Conversores

O objetivo dos conversores de potência é conceder a operação do WECS com velocidade variável (alcançar níveis de extração de potência máxima) e tornar possível a conexão com a rede. Custo do equipamento e da manutenção, confiabilidade, modularidade, fatores de qualidade (fator de potência, taxas de distorção harmônica, compatibilidade eletromagnética, etc.), eficiência (alcançada com as novas tecnologias de semicondutores, com variações na topologia ou na modulação, etc.) e densidade de potência são apenas alguns fatores que devem ser levados em conta na hora de se propor uma configuração do conversor do WECS.

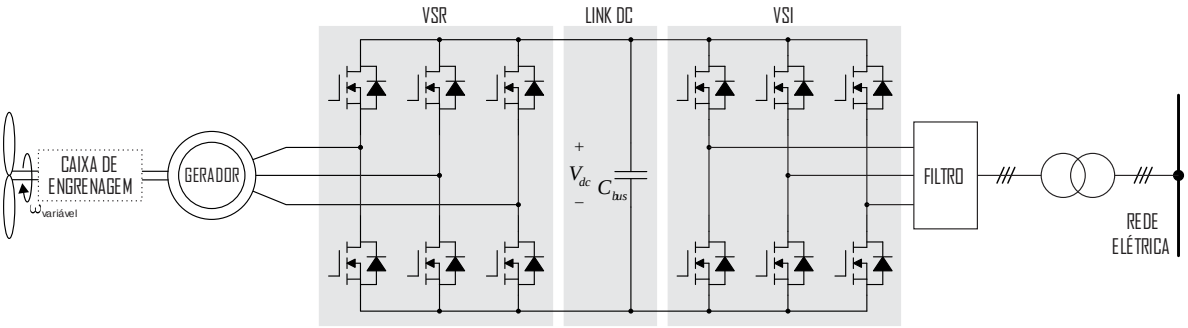
A conversão de potência pode ser direta (quando existe um conversor de estágio único AC-AC) ou indireta (na qual existe um link DC que conecta o conversor presente no lado do gerador ao conversor no lado da rede elétrica). Apesar do link DC agregar volume, custo, possuir baixa vida útil e exigir maior manutenção, é através dele que se realiza o desacoplamento entre o gerador e a rede.

Denominam-se topologias *back-to-back* aquelas nas quais ambos os conversores do lado do gerador e da rede apresentam a mesma topologia. A topologia *back-to-back* que utiliza o conversor fonte de tensão (*Voltage Source Converters* - VSCs) de dois níveis, Figura 2.8, domina 90% do mercado de baixa tensão (< 1kV) (YARAMASU et al., 2015). Nesta topologia, o retificador fonte de tensão (*Voltage Source Rectifier* - VSR) controla o torque e a velocidade do gerador enquanto que o inversor fonte de tensão (*Voltage Source Inverter* - VSI) controla a tensão no link DC e a potência entregue à rede. Estudos apresentam a utilização desta topologia com WRSGs (MALEKIAN et al., 2009), PMSGs (CHINCHILLA; ARNALTES; BURGOS, 2006), SCIGs (MILLER; MULJADI; ZINGER, 1997) e DFIGs (MULLER; DEICKE; DE DONCKER, 2002) (PENA; CLARE; ASHER, 1996).

Os conversores fonte de corrente (*Current Source Converter* - CSC) (Figura 2.9) também podem configurar em topologias *back-to-back*. Segundo QIANG; BIN (2015), esta topologia é considerada a mais promissora para WECS com PMSG de média tensão devido ao seu alto desempenho dinâmico e à tecnologia de drivers com aplicações comprovadas.

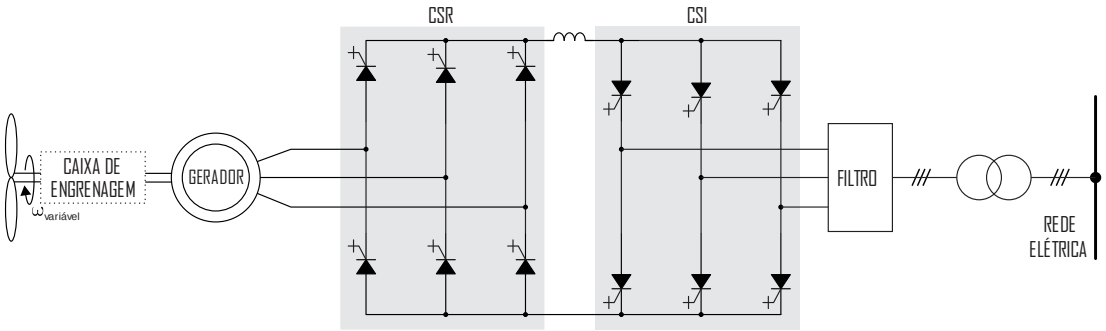
Para potências maiores, pode ser utilizada a topologia *back-to-back* com VSCs em paralelo utilizando o mesmo link DC (Figura 2.10) ou diferentes links DC (Figura 2.11), mas quando a potência aumenta suficientemente, o número de módulos ou conversores em paralelo começa a comprometer o custo e a complexidade do sistema e aponta-se para uma melhor eficiência com conversores de média tensão (entre 1 kV e 35 kV) (YARAMASU; BIN, 2014).

Figura 2.8 - Topologia *back-to-back* com VSCs utilizada em WECSs.



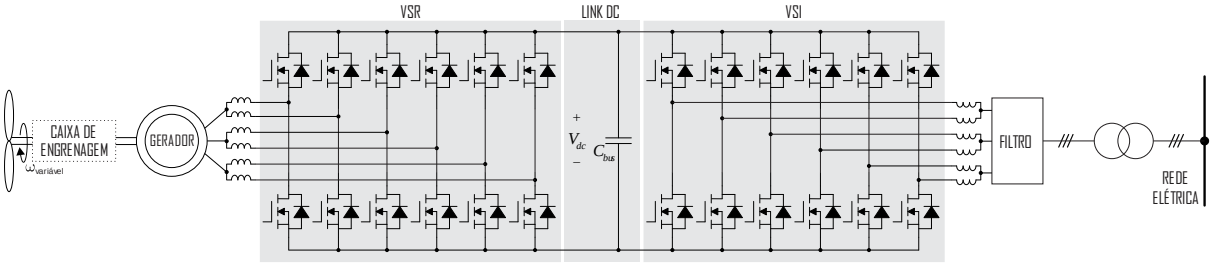
Fonte: Próprio autor.

Figura 2.9 - Topologia *back-to-back* com CSCs.



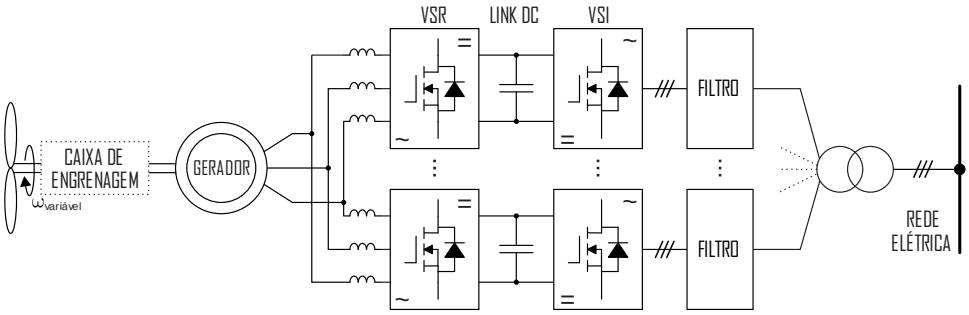
Fonte: Próprio autor.

Figura 2.10 - Topologia *back-to-back* com VSCs em paralelo e link DC único.



Fonte: Próprio autor.

Figura 2.11 - Topologia *back-to-back* com VSCs em paralelo e links DC individuais.



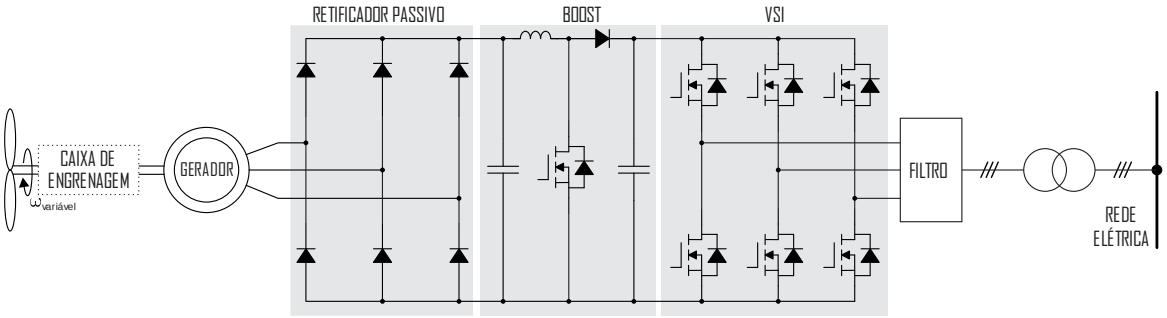
Fonte: Próprio autor.

Visto que a potência flui no WECS em sentido único (do gerador para rede) e que o fluxo do rotor dos geradores síncronos é produzido por imãs permanentes nos PMSGs ou por

uma excitação independente nos WRSGs, conversores passivos podem ser utilizados do lado do gerador.

Na Figura 2.12 pode ser visto um exemplo de um WECS utilizando um conversor passivo. Nesta topologia, é o estágio intermediário, implementado com o conversor *boost* e inserido entre o retificador e o inversor, que realiza o rastreamento do máximo ponto de potência, ou seja, controla a velocidade da turbina. SHARMA; RASMUSSEN; JENSEN (2012) apresentam um WECS com PMSG, retificador passivo, *boost*, e VSI. VATTUONE et al. (2013) apresentam um WECS com dois retificadores, dois *boost* e um conversor *Neutral Point Clamped* (NPC). YARAMASU; BIN (2011) apresentam um WECS com o retificador passivo, conversor *boost* de 3 níveis e NPC.

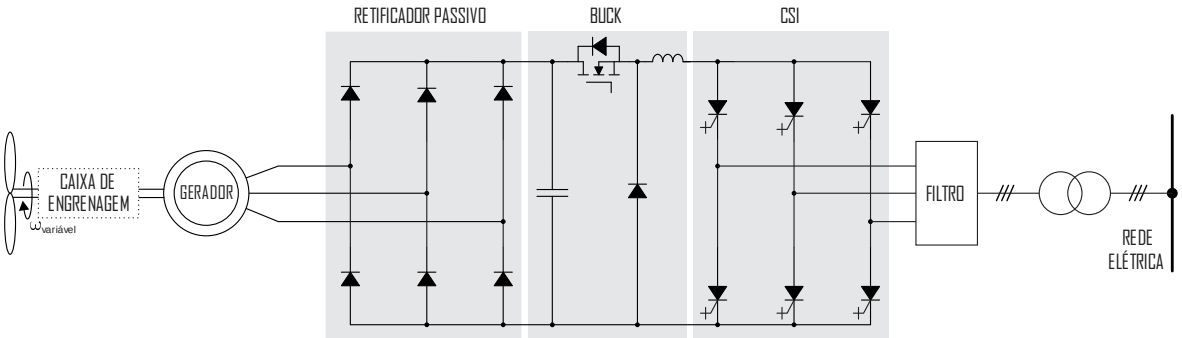
Figura 2.12 - Topologia de WECS com retificador passivo, *boost* e VSI.



Fonte: Próprio autor.

O inversor fonte de corrente operando em conjunto com um *buck* (estágio intermediário que eleva a corrente no link DC) também pode compor um WECS com um retificador passivo do lado do gerador (Figura 2.13).

Figura 2.13 - Topologia de WECS com retificador passivo, *buck* e CSI.



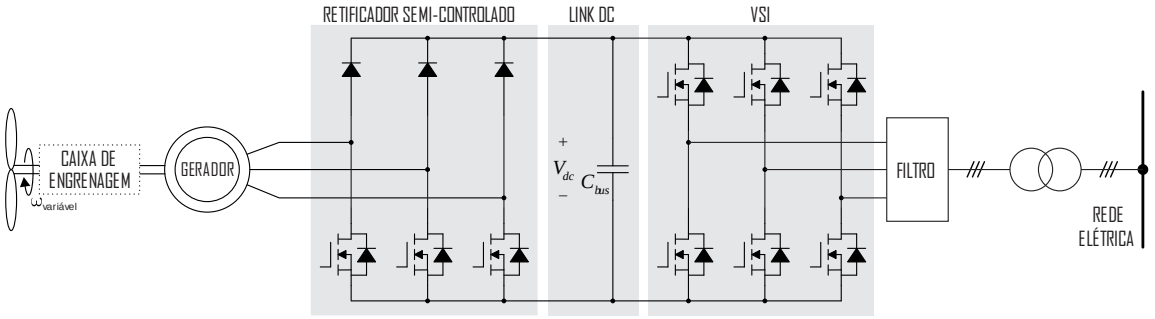
Fonte: Adaptada de XIAOTIAN; JINGYA; BIN (2011).

A principal desvantagem destas topologias com conversores passivos do lado do gerador é o fato de que as correntes e tensões no gerador irão conter harmônicas as quais irão

afetar a eficiência da máquina, aumentar o aquecimento devido a perdas no ferro e no cobre nas frequências das harmônicas, causar ondulações de torque e emitir ruídos audíveis (IEEE *Standard* 519/1992).

Visando a melhoria do conteúdo harmônico e o incremento da eficiência do sistema, pode-se eliminar o conversor intermediário DC-DC e utilizar o retificador semi-controlado (OLIVEIRA et al., 2010) apresentado na Figura 2.14. Esta topologia utiliza o mesmo número de semicondutores do VSR, mas é bem mais robusta (não há a possibilidade de curto de braço) e de simples acionamento e controle (todos os interruptores estão conectados ao mesmo terminal emissor). Como desvantagem, apresenta-se o fato de que a correção do fator de potência só se dá no semiciclo positivo de tensão.

Figura 2.14 - Topologia de WECS com retificador semi-controlado e VSI.



Fonte: Adaptada de OLIVEIRA et al. (2010).

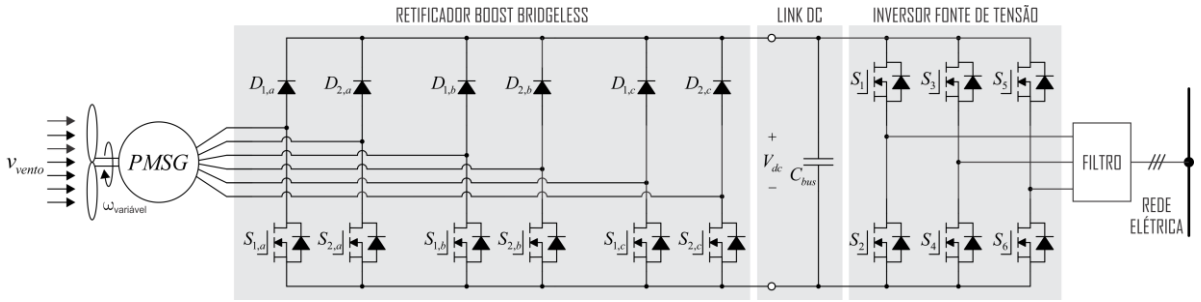
Conforme comentado anteriormente, com o aumento da potência dos WECS, aponta-se para uma redução de custo com a produção em média tensão. Na média tensão, podem ser utilizadas as topologias com conversores fonte de corrente e tensão de dois níveis citados anteriormente com semicondutores associados em série ou podem ser utilizadas as topologias com conversores multiníveis dentre os quais estão os conversores grampeados a diodo (*Neutral Point Clamped* - NPC e *Active Neutral Point Clamped* - ANPC), o conversores com capacitor flutuante (*Flying Capacitor* - FC), os conversores cascateados, dentre outros. YARAMASU; BIN (2014) e YAZDANI; IRAVANI (2006) apresentam configurações de WECS de alta potência operando em média tensão com geradores síncronos e conversores com topologia NPC.

2.4 WECS proposto

O WECS proposto é composto pela turbina eólica com PMSG; pelo conversor unidirecional totalmente controlado e denominado retificador *boost bridgeless* (estágio de conversão AC-DC); pelo link DC; pelo inversor trifásico ponte completa (estágio de conversão DC-AC); e pelo filtro de conexão com rede elétrica.

Na Figura 2.15, na Tabela 2.1 e nas seções seguintes encontram-se, respectivamente, a topologia, as características elétricas e o detalhamento de cada parte do WECS proposto.

Figura 2.15 - Topologia do WECS proposto.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 2.1– Características WECS proposto.

Potência nominal	6 kW
Tensão no link DC	700V
Tensão de linha da rede	380 V_{rms}
Frequência da rede	60 Hz
Topologia do aerogerador	PMSG
Topologia do conversor do lado do gerador	Retificador *boost bridgeless*
Topologia do conversor do lado da rede	Inversor ponte completa fonte de tensão

FONTE: Próprio autor.

2.4.1 Aerogerador utilizado

A turbina eólica utilizada, modelo VERNE555, foi fabricada pela ENERSUD e possui as características presentes na Tabela 2.2.

Esta turbina apresenta o controle por estol ativo desenvolvido por meio de molas conforme pode ser visto na Figura 2.16 cujo princípio de funcionamento foi detalhado anteriormente, Figura 2.6.

Tabela 2.2– Características da Turbina VERNE555.

Diâmetro da Hélice	5,55 m
Número/tipo de pás	3 pás torcidas (5 aerofólios)
Proteção contra altas velocidades	Estol ativo
Potência a 10 m/s	6 kW
Número de pólos	$p = 30$
Topologia do Gerador	PMSG com fluxo axial
Material do imã permanente	Neodímio-Ferro-Boro
Configuração elétrica	*Open-end winding*
Indutância Síncrona	25 mH
Resistência do enrolamento	10 Ω
Constante	$k_\omega = 20{,}488713$
Peso total	160 kg
Momento de Inércia	13,8 kg.m²
Mecanismo de direcionamento	Leme

FONTE: ENERSUD (2011).

Figura 2.16 - Detalhe do mecanismo responsável pelo estol ativo.

Fonte: ENERSUD (2011).

O aerogerador foi instalado na Universidade Federal do Ceará próximo ao Açude da Agronomia conforme pode ser visto na imagem de satélite presente na Figura 2.17. A torre, a qual foi fabricada pela empresa Zanatta Engenharia Ltda e instalada pela empresa Gram-Eollic, possui altura total de 12 m (Figura 2.18), tem estrutura de aço e possui peso aproximado de 1869 kg.

Figura 2.17 - Imagem de satélite do local da instalação do aerogerador.

Fonte: GOOGLE1 (2015).

Figura 2.18 - Imagem do aerogerador VERNE555 no local de instalação.

Fonte: Fonte: Próprio autor.

Realiza-se a modelagem desta turbina a partir do coeficiente de potência o qual pode ser definido, como apresentado em HEIER (2006), por:

$$C_p(\lambda,\beta) = C_1 \cdot \left(\frac{C_2}{\lambda_1(\lambda,\beta)} - C_3 \cdot \beta - C_4 \cdot \beta^x - C_5 \right) \cdot e^{-\frac{C_6}{\lambda_1(\lambda,\beta)}} \tag{2.9}$$

$$\frac{1}{\lambda_1(\lambda,\beta)} = \frac{1}{\lambda + 0,08 \cdot \beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1} \tag{2.10}$$

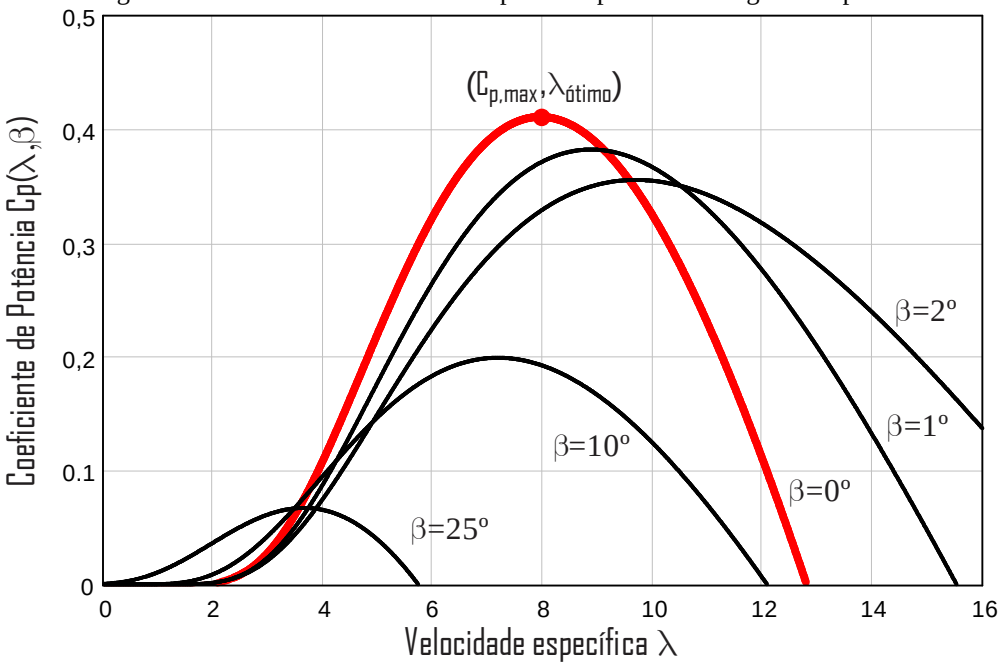
Sendo os valores de C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6 e x obtidos empiricamente ou através de ensaios para cada tipo de turbina. Para o tipo de turbina utilizada, têm-se os valores apresentados na Tabela 2.3 e na Figura 2.19 podem ser vistas as curvas $C_p(\lambda,\beta)$ para vários ângulos de passo, ressaltando o ângulo no qual é possível haver a maior extração de energia (β=0º).

Tabela 2.3 – Coeficientes que determinam a curva do coeficiente de potência.

C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6	x
0,5	116	0,4	0	5	21	1,5

FONTE: HEIER (2006).

Figura 2.19 - Curva do coeficiente de potência para vários ângulos de passo.



Fonte: Próprio autor.

2.4.2 Conversores e estratégias de controle

O circuito de processamento de energia é dividido em dois estágios, conversão indireta como classificado anteriormente.

Visando se ter um conversor robusto e de fácil acionamento e controle (características do retificador semi-controlado apresentado anteriormente), mas com baixa taxa de distorção harmônica (*Total Harmonic Distortion* - THD), fato que pode ser alcançado ao se controlar a corrente nos semiciclos positivo e negativo, opta-se pela utilização do conversor unidirecional totalmente controlado e denominado retificador *boost bridgeless* para representar o estágio AC-DC do WECS proposto.

A versão monofásica deste retificador foi patenteada por Daniel M. Mitchell (Google Patents, 1993) e apresentada em diversos estudos anos depois (ENJETI; MARTINEZ, 1993) (DE SOUZA; BARBI, 1995) (MARTINEZ; ENJETI, 1996). Posteriormente, ALENCAR (2012) propôs um WECS trifásico e utilizou três unidades do retificador citado para montar a topologia trifásica conforme proposto também neste trabalho.

Como pode ser visto na Figura 2.15, por este retificador ser composto por seis braços, utiliza-se o PMSG na configuração *open-end winding*, ou seja, todos os seis terminais do estator são conectados ao conversor.

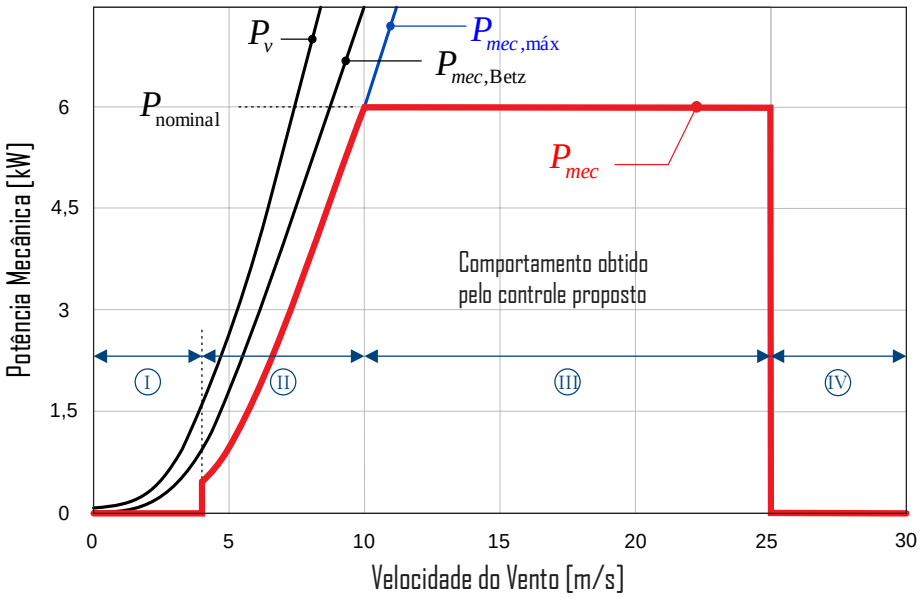
Para controlar a corrente de entrada deste conversor e alcançar elevado fator de potência, optou-se pela utilização da técnica de autocontrole (*self-control*). Ao contrário das estratégias de controle tradicionais, nas quais uma referência de corrente é gerada a partir da amostragem da tensão e um controlador minimiza o erro entre a corrente lida e a referência, nesta técnica, apresentada por BORGONOVO, D. et al. (2005), é possível obter um fator de potência praticamente unitário com baixa distorção de corrente utilizando apenas um controlador proporcional e sem o uso de sensores de tensão. O valor da amplitude de corrente é determinado pelo algoritmo que controla a potência mecânica extraída do vento conforme será detalhado a seguir. Estas características agregam robustez, simplicidade e redução de custos ao projeto.

O estágio DC-AC é representado por um inversor trifásico ponte completa (*full-bridge*) o qual é responsável pela transferência de potência do link DC para a rede. Modela-se este conversor a partir da transformada de Park (BORGONOVO, DEIVIS, 2001) e controlam-se as correntes de eixo direto e quadratura de modo a garantir a tensão no link DC no valor nominal de 700 V e se transferir para a rede apenas potência ativa com o auxílio de um algoritmo de rastreamento de ângulo de fase.

2.4.3 Controle da potência extraída do vento

A estratégia de controle de potência segue o comportamento exposto na Figura 2.20 pela curva em vermelho na qual, em função da velocidade do vento, podem ser demarcadas quatro regiões de operação.

Figura 2.20 - Curva de potência mecânica gerada pela turbina eólica no WECS proposto em função da velocidade do vento.



Fonte: Próprio autor.

Devido a limitações da estratégia de controle aplicada no retificador *boost bridgeless* (*self-control*) a qual apresenta instabilidade para baixas cargas (LANGE, 2012), estabelece-se a região de operação I (restrita a velocidades do vendo inferiores a 4 m/s) na qual não há extração de potência do vento, não circula corrente no gerador, não há torque resistente e assim a turbina pode acelerar livremente até atingir a velocidade mínima de operação. Esta perda de energia é baixa devido a região ser caracterizada por baixas velocidades do vento e devido a eficiência de conversão eletromecânica do gerador a imãs permanentes ser menor quanto menor for a velocidade de rotação.

As pás de uma turbina são projetadas para suportar uma determinada velocidade do vento máxima. Logo, com o objetivo de evitar danos mecânicos, para velocidades do vento superiores a um valor máximo, deve-se frenar a turbina. Este comportamento está determinado pela região IV na qual pode ser observado que também não há extração de potência.

Pode ser visto na Figura 2.20 a curva de potência disponível no vento P_v assim como a máxima potência teórica que pode ser extraída do vento a qual é determinada pelo coeficiente de Betz:

$$P_{mec,\text{Betz}} = C_{p,Betz} \cdot P_v \tag{2.11}$$

Mas, conforme pode ser verificado na Figura 2.19, o coeficiente de potência máximo apresentado nestas turbinas não alcança o coeficiente de Betz (para $\beta = 0$, que é a melhor condição, tem-se aproximadamente $C_{p,máx} = 0,41$), logo a potência máxima que pode ser extraída, $P_{mec,máx}$, é inferior a $P_{mec,Betz}$ conforme pode ser visto na Figura 2.20.

Na região II (velocidades do vento entre 4 m/s e 10 m/s), $P_{mec,máx}$ é inferior a potência nominal do WECS, logo a potência extraída pelo conversor deve ser a máxima possível:

$$P_{mec} = P_{mec,máx} \tag{2.12}$$

Para tal implementa-se um algoritmo que realiza o rastreamento do máximo ponto de potência (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT) conforme apresentado na subseção a seguir.

Na região III (delimitada por velocidades do vento superior a 10 m/s e inferior a 25 m/s), a potência mecânica que pode ser convertida a partir da potência cinética do vento é superior ao valor nominal do WECS. Deste modo, é necessária a atuação de um controle que, ao invés de buscar o máximo ponto de potência, limita esta potência no valor nominal.

Em resumo, o WECS proposto busca a extração de potência seguindo a função:

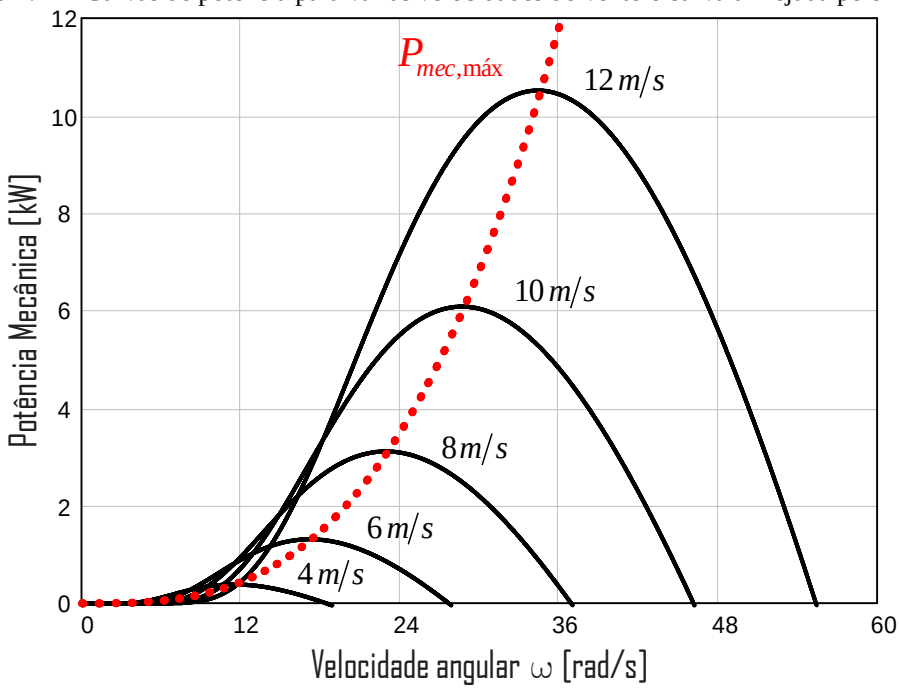
$$P_{mec} = \begin{cases} 0, & \text{se} \quad 0 \le \text{v}_{vento} < 4\,m/s \\ P_{mec,máx}, & \text{se} \quad 4 \le \text{v}_{vento} < 10\,m/s \\ \text{P}_{\text{nominal}}, & \text{se} \quad 10 \le \text{v}_{vento} < 25\,m/s \\ 0, & \text{se} \quad \text{v}_{vento} \ge 25\,m/s \end{cases} \tag{2.13}$$

2.4.3.1 Rastreamento do máximo ponto de potência

De modo a alcançar o comportamento apresentado na região II da Figura 2.20, algoritmos de MPPT variam a velocidade angular da turbina ω de modo a manter o coeficiente

de potência no seu valor máximo, $C_{p,máx}$, e a velocidade específica no valor ótimo, $\lambda_{ótimo}$, para todas as velocidade do vento conforme pode ser visto na curva destacada na Figura 2.21.

Figura 2.21 - Curvas de potência para várias velocidades do vento e curva almejada pelo MPPT.



Fonte: Próprio autor.

A literatura apresenta diversas formas de se implementar o algoritmo de MPPT (SASSO et al., 2002). Optou-se pela utilização da técnica de controle do torque ótimo.

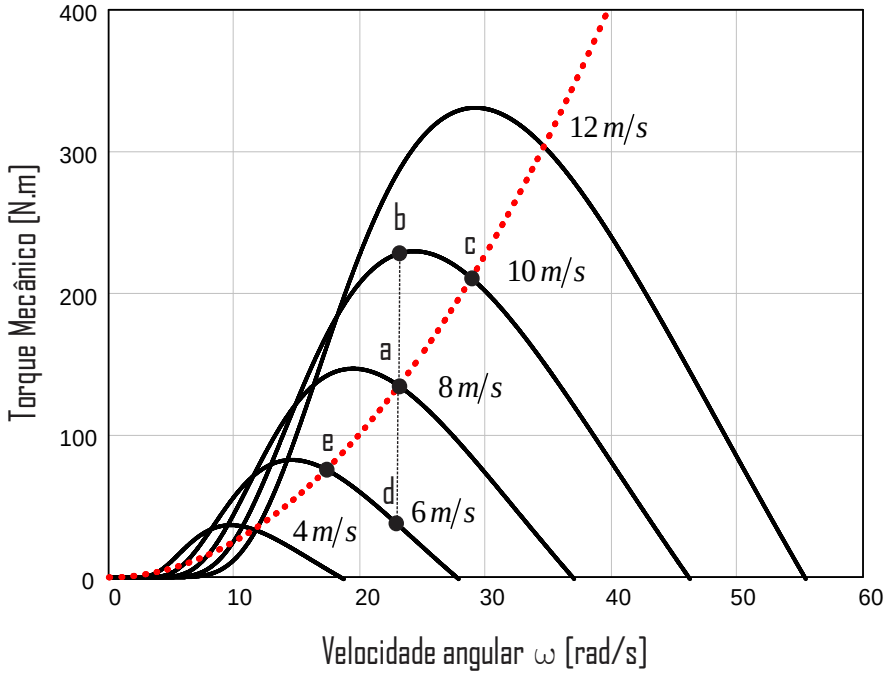
As curvas de torque mecânico imposto pela turbina, T_{mec}, em função da velocidade angular, estão apresentadas na Figura 2.22 para diversas velocidades do vento. Nesta mesma figura pode ser vista a curva de torque mecânico ótimo imposto pela turbina, a qual deve ser seguida para que o ponto de máxima potência sempre seja alcançado.

O sistema mecânico acoplado (turbina e gerador) pode ser representado pelo sistema da Figura 2.23 e pela equação:

$$T_{mec} - T_g = (J_r + J_g) \cdot \frac{d\omega}{dt} \tag{2.14}$$

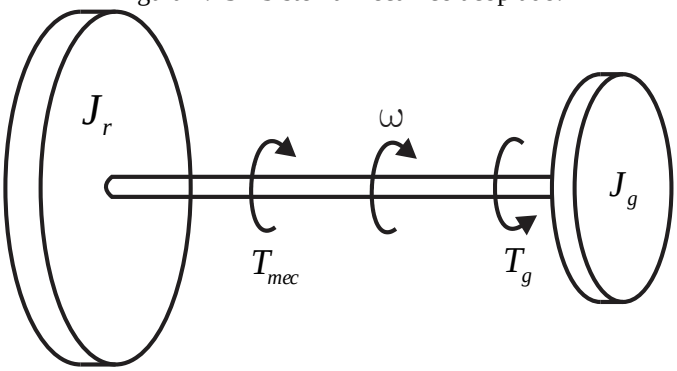
Sendo T_{mec} o torque mecânico gerado pelo rotor eólico e T_g o torque resistente imposto pelo gerador, respectivamente e J_r e J_g o momento de inércia da turbina e do gerador, respectivamente.

Figura 2.22 - Curvas de torque para várias velocidades do vento e curva almejada pelo MPPT.



Fonte: Próprio autor.

Figura 2.23 - Sistema mecânico acoplado.



Fonte: Próprio autor.

Como pode ser visto, a variação de velocidade é determinada pela diferença entre os torques. Supondo-se que o vento esteja com velocidade de 8 m/s e o sistema se encontre em regime permanente operando no ponto "a", Figura 2.22, se não há variação da velocidade do vento, os dois torques são mantidos iguais para que não haja mudança da velocidade angular ω e o sistema permaneça operando neste ponto "a".

Se a velocidade do vento aumenta, o torque mecânico imposto pela turbina aumenta, Equação (2.5), e o conjunto passa a operar no ponto "b". Nesta situação, o torque mecânico fica superior ao torque resistente imposto pelo gerador e a velocidade angular começa a incrementar. O torque resistente começa então a aumentar, resultado da atuação do controlador, de modo que, quando o sistema atingir o ponto "c" (ponto de máxima extração de

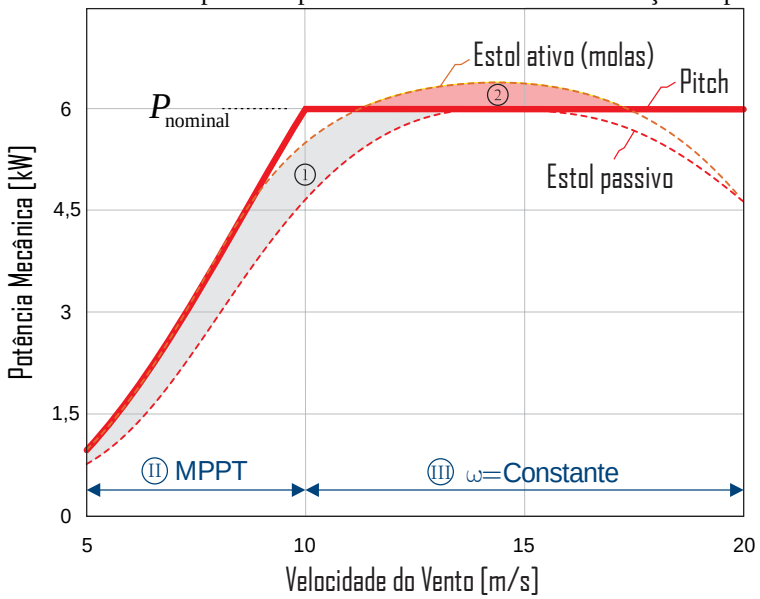
potência), os dois torques tenham a mesma magnitude e não ocorram mais incrementos de velocidade.

De forma análoga, se a velocidade do vento diminui de 8 m/s para 6 m/s, o torque mecânico diminui instantaneamente fazendo com que o sistema passe a operar no ponto "d". A diferença de torques causa agora um decremento da velocidade e o ponto de operação do sistema começa a se deslocar em direção ao ponto "e". O controle então faz com que o torque resistente vá diminuindo e se iguale ao torque mecânico justamente no ponto "e", novo ponto de regime permanente.

2.4.3.2 Limitação da potência mecânica

Conforme comentado anteriormente, existem algumas formas de se limitar a potência produzida pela turbina dentre as quais foram citados o controle por *pitch*, estol passivo e ativo. Na Figura 2.24 são evidenciadas as diferenças de comportamento entre tais sistemas. Em todos os casos, na região II está operando um algoritmo de MPPT e na região III o sistema se encontra com velocidade angular ω constante.

Figura 2.24 - Curvas de potência para diferentes técnicas de limitação de potência.



Fonte: Próprio autor.

Uma turbina que opera com estol passivo é projetada com um ângulo de passo o qual garanta que a máxima potência fornecida pela turbina seja inferior ao valor nominal desejado de potência. Para a potência nominal desejada, isto só é possível para β constante e

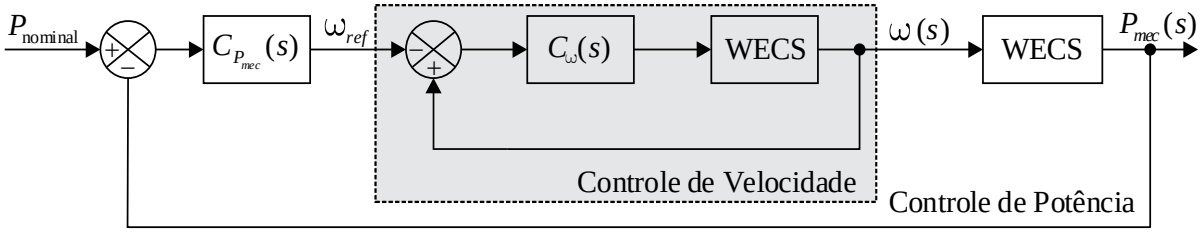
inferior a zero. Desta forma, uma perda de potência (representada pela região 1 na Figura 2.24) é inevitável, uma vez que o melhor aproveitamento de energia é dado para $\beta = 0$.

Agregando-se um sistema de estol ativo por molas, por exemplo, pode-se evitar esta perda de potência visto que a turbina pode operar com β nulo na região II e o ângulo β ser alterado negativamente na região III (conforme apresentado na Figura 2.6). Nesta circunstância, no entanto, uma sobrecarga de potência se configura conforme demarcado pela região 2 o que pode comprometer o dispositivo eletrônico que processa a energia o qual é projetado para uma potência máxima igual a $P_{nominal}$.

De modo a evitar a perda de potência da região 1 inerente ao controle por estol passivo e o *overshoot* de potência demarcado pela região 2 intrínseco ao controle por estol ativo com molas, poder-se-ia utilizar o controle por *pitch*. Embora esta seja a técnica que apresenta melhor aproveitamento de energia, a maior complexidade de controle e custo (devido à robustez dos atuadores responsáveis pelo posicionamento das pás e à maior necessidade de manutenção) inviabilizam a sua utilização em projetos de pequeno porte.

Então se propõe a utilização de um controlador de potência eletrônico que irá atuar na região III em conjunto com o sistema de estol ativo composto por molas presente na turbina VERNE555 utilizada neste projeto. Este controlador, cujo esquema pode ser visto na Figura 2.25, atua modificando a velocidade angular ω de modo que a potência extraída seja grampeada no valor nominal garantindo que o sistema proposto opere conforme exposto na Figura 2.20.

Figura 2.25 - Esquema da malha de controle de limitação de potência.



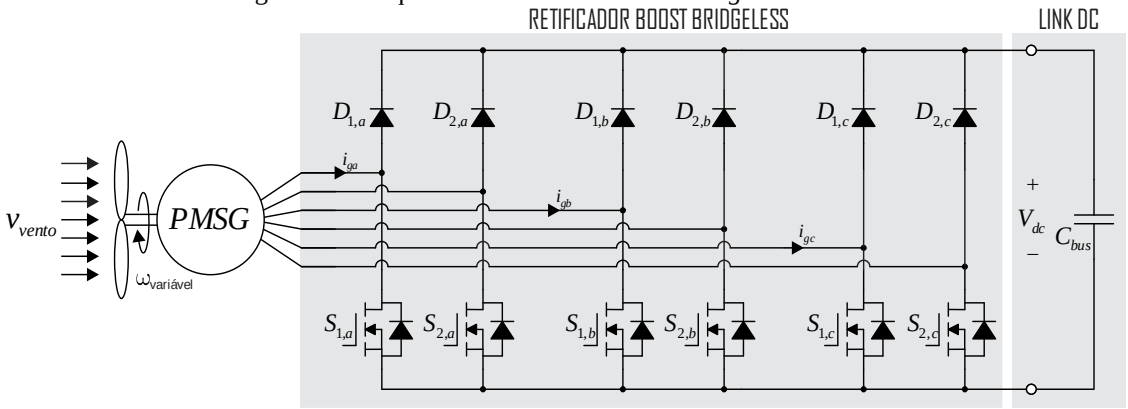
Fonte: Próprio autor.

Estão presentes no esquema duas malhas de controle. A malha de velocidade angular interna é comandada pelo controlador $C_{\omega}(s)$ e sua referência ω_{ref} é definida pela malha externa de potência mecânica. Esta malha de potência externa, cuja *performance* é ditada pelo controlador $C_{Pmec}(s)$, possui referência fixa e igual a $P_{nominal}$, fato que garantirá o comportamento desejado para a região III (grampeamento da potência mecânica).

3 ESTÁGIO RETIFICADOR

O estágio AC-DC proposto e composto pelo retificador *bridgeless* trifásico (Figura 3.1), apesar de possuir número elevado de semicondutores, apresenta como principais vantagens: redução de perdas por condução visto que existem apenas dois semicondutores no caminho do fluxo de potência a cada instante; redução de interferências eletromagnéticas (do inglês *Electromagnetic interference* - EMI) em razão de o indutor estar presente no lado da tensão alternada; simplicidade dos circuitos de *drivers* (dispensam proteções de curto de braço, fontes isoladas de alimentação, etc.) uma vez que todos os semicondutores ativos estão conectados no mesmo potencial (terminal *emitter* em comum); simplicidade de controle posto que os semicondutores de cada fase podem operar com o mesmo sinal de comando (comando simétrico).

Figura 3.1 - Esquema do retificador *boost bridgeless* trifásico.



Fonte: Próprio autor.

3.1 Etapas de operação e formas de onda

Em virtude da configuração proposta ser do tipo *open-end winding* e o retificador trifásico ser uma composição de três unidades monofásicas, apresenta-se, sem perda de generalidade, o princípio de funcionamento de uma versão monofásica conforme pode ser visto na Figura 3.2.

O circuito equivalente da *i*-ésima fase gerador é representado por uma fonte de tensão induzida $E_i(t)$ dependente apenas da velocidade de rotação, uma indutância síncrona L_{gi} e uma resistência do enrolamento R_{gi}. Denomina-se $V_{gi}(t)$ a tensão dada nos terminais do gerador.

O conversor em estudo é unidirecional e a transferência de potência é realizada entre o gerador e o link DC mediante o indutor do gerador. Consideram-se quatro etapas de operação, as quais foram representadas pelos intervalos de tempo Δt_1, Δt_2, Δt_3 e Δt_4, conforme destacado na Figura 3.3 com as formas de onda e na Figura 3.2 com os circuitos equivalentes correspondentes a cada intervalo.

No intervalo de tempo Δt_1, os sinais de comando $vg_{S1,i}$ e $vg_{S2,i}$ são ativos fazendo com que a tensão $V_{gi}(t)$ seja nula. Como a tensão induzida no gerador $E_i(t)$ é positiva neste intervalo, a tensão sobre o indutor também o será, fazendo com que este armazene energia, ou seja, uma corrente $I_{gi}(t)$ positiva e crescente surgem em seus terminais.

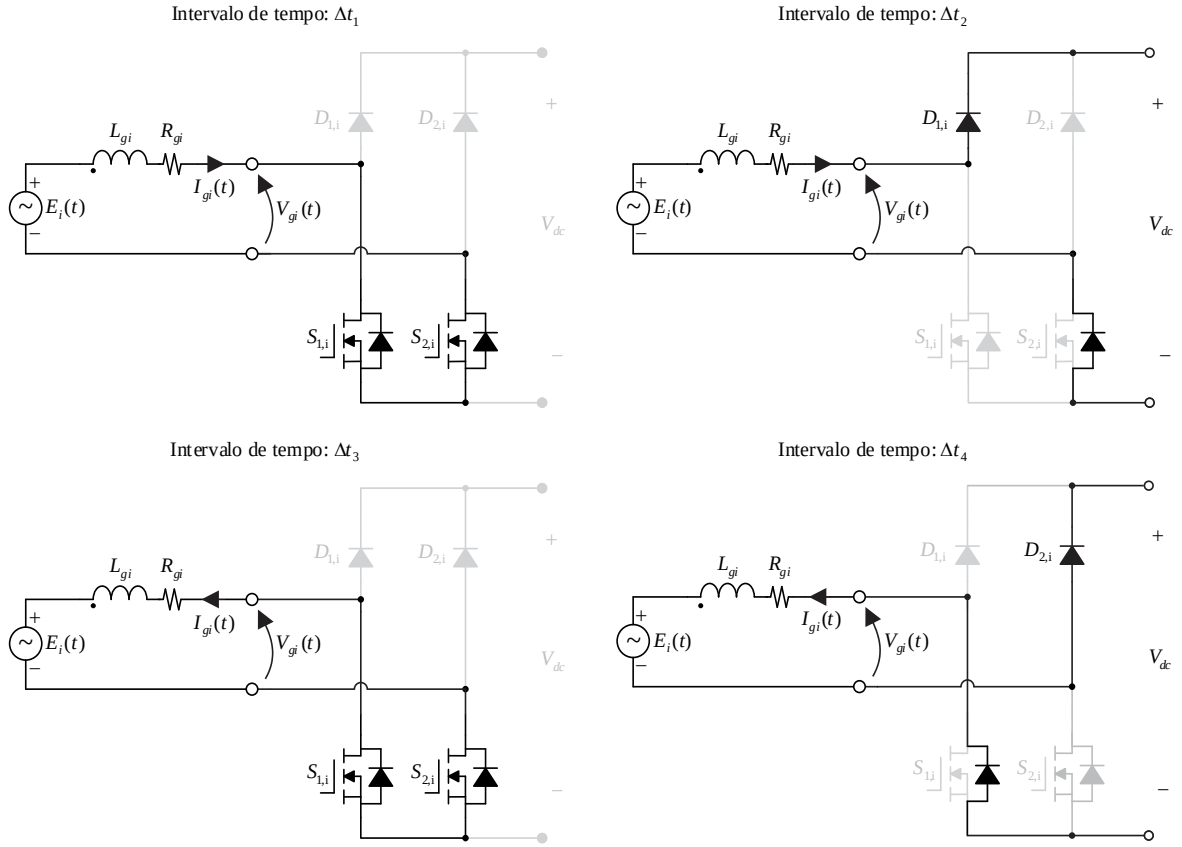
No intervalo de tempo Δt_2, os interruptores $S_{1,i}$ e $S_{2,i}$ são desabilitados mas, como a corrente não pode sofrer mudanças bruscas devido a presença da indutância, surge um caminho de circulação através do diodo $D_{1,i}$ e pelo diodo em antiparalelo presente no interruptor $S_{2,i}$. Neste instante, a energia armazenada no indutor é transferida para o link DC. Assim a corrente $I_{gi}(t)$ se mantém positiva mas com derivada negativa, visto que agora a tensão sobre o indutor é dada por $E_i(t)-V_{dc} < 0$.

No intervalo de tempo Δt_3 novamente ocorrerá o armazenamento de energia no indutor visto que os interruptores $S_{1,i}$ e $S_{2,i}$ foram habilitados. No entanto, a tensão induzida no gerador agora é negativa, fazendo com que a corrente $I_{gi}(t)$ mude de sentido e continue com derivada negativa.

Quando o sinal de comando é novamente desabilitado, intervalo Δt_4, imediatamente entram em condução o diodo $D_{2,i}$ e o diodo em antiparalelo do interruptor $S_{1,i}$, fazendo com que haja transferência da energia ao link DC. A corrente $I_{gi}(t)$ mantém o sentido do intervalo anterior, mas com derivada positiva visto que a tensão sobre o indutor em conjunto com o resistor passa a ser positiva e igual a $E_i(t)+V_{dc}$ (embora $E_i(t)<0$, a tensão no link DC é sempre maior que o pico da tensão induzida no gerador, visto que o conversor é elevador de tensão).

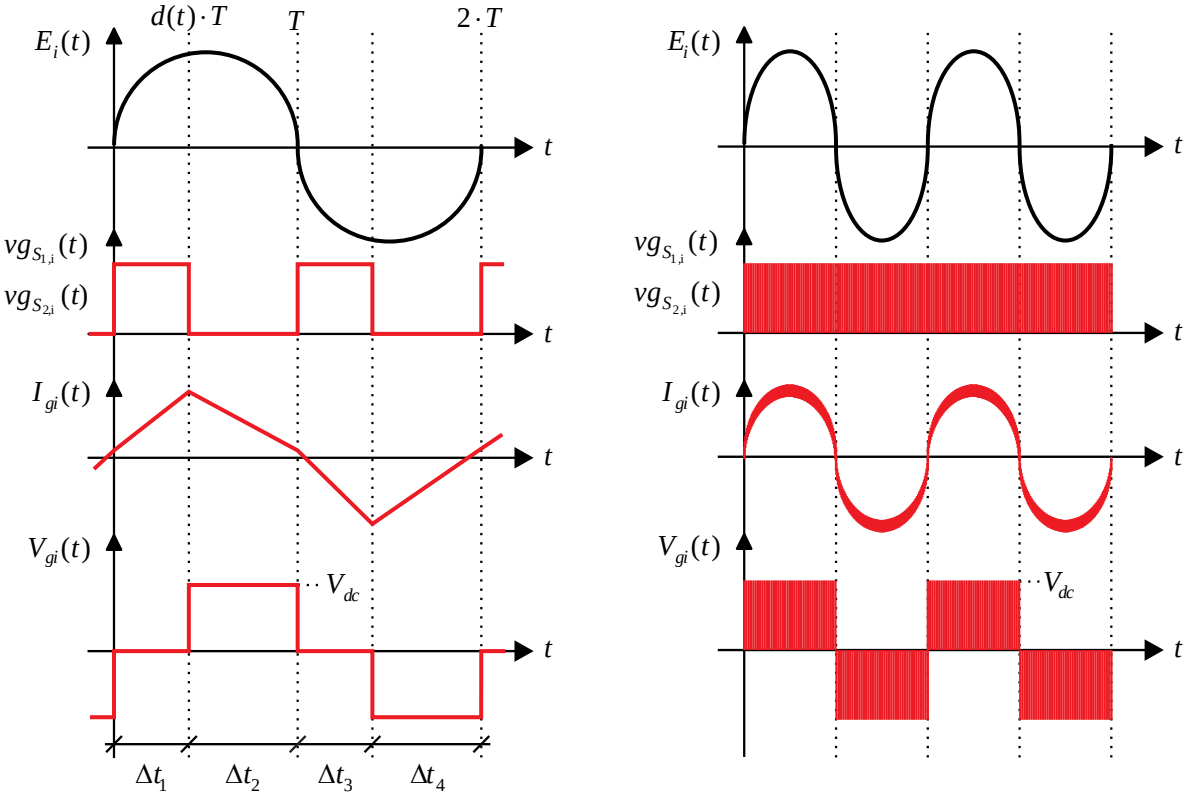
Na Figura 3.3 estão apresentadas as formas de onda da tensão induzida $E_i(t)$, dos sinais de gatilho $vg_{S1,i}$ e $vg_{S2,i}$, da corrente $I_{gi}(t)$ e da tensão $V_{gi}(t)$ considerando inicialmente uma frequência de chaveamento muito baixa, para que possam ser visualizados os efeitos dos comandos em função da tensão induzida. Na mesma Figura, podem ser vistas as formas de onda considerando a frequência de chaveamento bem elevada (21 kHz), de modo a se obter uma corrente praticamente idêntica à tensão induzida, ou seja, fator de potência próximo ao unitário e taxa de distorção dentro dos limites pré-estabelecidos por norma.

Figura 3.2 - Etapas de operação do retificador *boost bridgeless* monofásico.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.3 - Principais formas de onda do retificador *boost bridgeless*.



Fonte: Próprio autor.

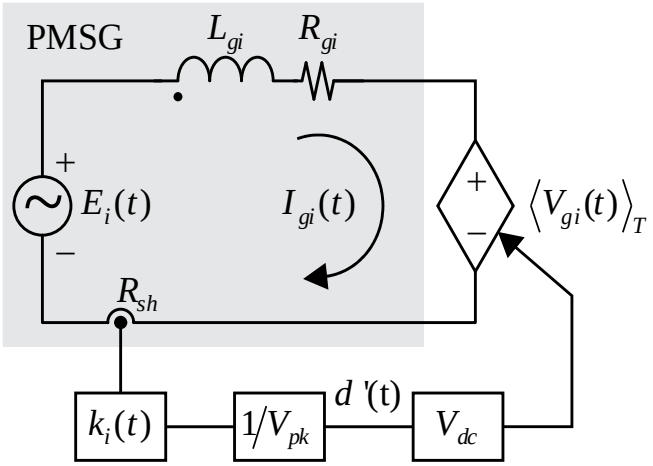
3.2 Modelagem e controle

A estrutura exposta na Figura 3.2 pode ser representada pelo circuito equivalente da Figura 3.4 sendo $V_{gi}(t)$ uma fonte de tensão controlada cujo valor médio, em um período de chaveamento dado por T, pode ser expresso por:

$$\begin{aligned} \langle V_{gi}(t)\rangle_T &= \frac{1}{T}\left[\int_0^{d(t)\cdot T} 0\cdot dt + \int_{d(t)\cdot T}^{T} V_{dc}\cdot dt\right] = (1-d(t))\cdot V_{dc} = d'(t)\cdot V_{dc}, \qquad \text{se } \mathrm{E}_i(t)\geq 0 \\ \langle V_{gi}(t)\rangle_T &= \frac{1}{T}\left[\int_0^{d(t)\cdot T} 0\cdot dt + \int_{d(t)\cdot T}^{T} -V_{dc}\cdot dt\right] = (1-d(t))\cdot V_{dc} = -d'(t)\cdot V_{dc}, \qquad \text{se } \mathrm{E}_i(t)< 0 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Sendo $d(t).T$ o tempo em que os interruptores permanecem fechados e $d'(t).T$ o complementar ao período de chaveamento.

Figura 3.4 - Circuito equivalente de uma fase do retificador operando com autocontrole.



Fonte: Próprio autor.

Controla-se o valor médio $\langle V_{gi}(t)\rangle_T$ de forma que este esteja em fase com a corrente $I_{gi}(t)$ para que seja possível obter fator de potência unitário e taxa de distorção de corrente praticamente nula. Desta forma, o conversor está emulando uma carga resistiva para o gerador.

Devido à complexidade e custo de se sensoriar as tensões de entrada para gerar a referência de corrente necessária nas topologias de controle tradicionais, conforme pode ser verificado em ON Semiconductor (2014), optou-se pela técnica de autocontrole da corrente (*current self-control*).

Faz-se então o valor médio $\langle V_{gi}(t)\rangle_T$ ser uma imagem da corrente $I_{gi}(t)$ e sendo V_{dc} um valor constante, deve-se alterar o sinal modulante $d'(t)$:

$$d'(t) = \left(k_i \cdot R_{sh} \cdot \mathrm{mod}\right) \cdot \left|I_{gi}(t)\right| \tag{3.2}$$

Sendo R_{sh} o ganho do sensor de corrente, k_i o ganho do controlador proposto pela técnica de autocontrole e *mod* o ganho do modulador PWM (*Pulse Width Modulation*) definido como $1/V_{pk}$ onde V_{pk} é o valor de pico da portadora.

Modela-se então o circuito completo da Figura 3.4 (desprezando-se a resistência R_{gi} do enrolamento) no domínio do tempo e da frequência por meio da transformada de Laplace:

$$E_i(t) - \left\langle V_{gi}(t)\right\rangle_T = L_{gi} \cdot \frac{d}{di} I_{gi}(t) \tag{3.3}$$

$$E_i(\mathrm{s}) - \left\langle V_{gi}(\mathrm{s})\right\rangle_T = s \cdot L_{gi} \cdot I_{gi}(\mathrm{s}) \tag{3.4}$$

Substitui-se a Equação (3.1) e (3.2) na Equação (3.4) e obtém-se:

$$I_{gi}(\mathrm{s}) = \frac{E_i(\mathrm{s})}{s \cdot L_{gi} + k_i \cdot R_{sh} \cdot \mathrm{mod} \cdot V_{dc}} \tag{3.5}$$

Ou, em regime permanente, em um ponto de máximo:

$$I_{gi,pico} = \frac{E_{i,pico}}{k_i \cdot R_{sh} \cdot \mathrm{mod} \cdot V_{dc}} \tag{3.6}$$

Desta forma, o valor de pico de corrente é definido pelo valor de tensão induzida E_i e pelo ganho da malha de corrente k_i visto que as demais variáveis (*mod*, V_{dc}, R_{sh}) são constantes.

A partir da Equação (3.2), definem-se os limites do sinal modulante complementar. O valor mínimo é zero o qual se dá quando a corrente é nula, e o valor máximo deve ser alcançado quando o valor de corrente é máximo, ou seja:

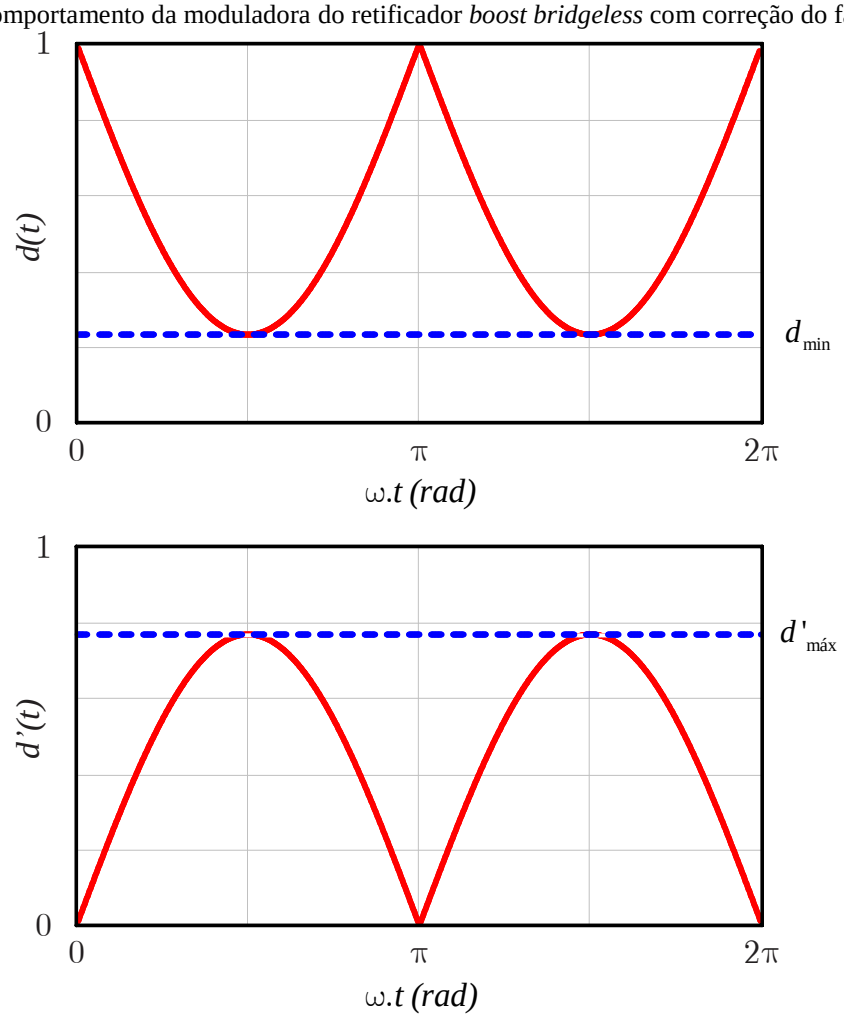
$$d'_{máx} = \left(k_i \cdot R_{sh} \cdot \mathrm{mod}\right) \cdot I_{gi,pico} = \frac{E_{i,pico}}{V_{dc}} \tag{3.7}$$

Determinam-se os limites para a função *d(t)* da mesma forma e encontra-se:

$$d_{\min} = 1 - \frac{E_{i,pico}}{V_{dc}} \tag{3.8}$$

Na Figura 3.5 podem ser vistos os gráficos de ambas as funções para um período da forma de onda da corrente $I_{gi}(t)$.

Figura 3.5 - Comportamento da moduladora do retificador *boost bridgeless* com correção do fator de potência.



Fonte: Próprio autor.

3.3 Controle da potência processada pelo retificador

Conforme estabelecido pela Equação (3.6), o valor de pico da corrente drenada, e consequentemente a potência processada, dependem do valor de k_i. Em outras palavras, como o valor da amplitude de corrente é determinado pelo algoritmo que controla a potência mecânica

extraída do vento (conforme apresentado na Figura 2.20), o algoritmo de MPPT irá determinar o valor de $k_{i(mppt)}$ que fará com que o sistema se comporte conforme apresentado na região II da Figura 2.20 e o algoritmo de limitação de potência irá determinar o valor de $k_{i(Pnominal)}$ que garantirá que a potência extraída não exceda o valor nominal do conversor. Em resumo:

$$P_{mec} = \begin{cases} P_{mec,máx}, & \text{se} \quad k_i = k_{i(mppt)} \\ \mathrm{P}_{\mathrm{nominal}}, & \text{se} \quad k_i = k_{i(\mathrm{P}_{\mathrm{nominal}})} \end{cases} \tag{3.9}$$

3.3.1 Malha de MPPT

Na região II, deseja-se que o sistema esteja operando no ponto ótimo ($C_{p,máx}$ e $\lambda_{ótimo}$). Ou seja:

$$\frac{\omega \cdot R}{v_{vento}} = \lambda_{ótimo} \Rightarrow v_{vento} = \frac{\omega \cdot R}{\lambda_{ótimo}} \tag{3.10}$$

Assim, a potência mecânica extraída pelo conversor seja igual à potência máxima:

$$P_{mec} = P_{mec,máx} = 0,5 \cdot \rho \cdot A \cdot v_{vento}^3 \cdot C_{p,máx} \tag{3.11}$$

Substituindo-se a Equação (3.10) na Equação (3.11), tem-se:

$$P_{mec} = P_{mec,máx} = 0,5 \cdot \rho \cdot A \cdot \left(\frac{\omega \cdot R}{\lambda_{ótimo}} \right)^3 \cdot C_{p,máx} = k_{ótimo} \cdot \omega^3 \tag{3.12}$$

Sendo $k_{ótimo}$ uma constante dada por:

$$k_{ótimo} = \left(0,5 \cdot \rho \cdot A \cdot R^3 \cdot C_{p,máx} \right) \cdot 1 / \lambda_{ótimo} \tag{3.13}$$

Como pode ser visto, o valor da potência máxima é dependente basicamente da velocidade angular ω da turbina a qual é determinada a partir da técnica de controle de torque

ótimo conforme explicado anteriormente, o qual é garantido fazendo-se com que a potência elétrica extraída $P_{3\Phi}$ seja igual à potência mecânica máxima $P_{mec,máx}$.

A potência elétrica trifásica fornecida pelo gerador é dada por:

$$P_{3\phi} = 3 \cdot \left(\frac{E_{i,pico}}{\sqrt{2}} \right) \cdot \left(\frac{I_{gi,pico}}{\sqrt{2}} \right) \tag{3.14}$$

E a tensão induzida é função da velocidade mecânica:

$$E_{i,pico} = k_{\omega} \cdot \omega \tag{3.15}$$

Onde k_{ω} é uma constante característica do gerador.

Substitui-se a Equação (3.15) e (3.6) na (3.14) para encontrar:

$$P_{3\phi} = \left(\frac{3}{2} \cdot \frac{k_{\omega}^2}{R_{sh} \cdot \mathrm{mod} \cdot V_{dc}} \right) \cdot \frac{\omega^2}{k_i} \tag{3.16}$$

Igualando as Equações (3.12) e (3.16):

$$P_{3\phi} = P_{mec,máx} \Rightarrow \left(\frac{3}{2} \cdot \frac{k_{\omega}^2}{R_{sh} \cdot \mathrm{mod} \cdot V_{dc}} \right) \cdot \frac{\omega^2}{k_i} = k_{ótimo} \cdot \omega^3 \tag{3.17}$$

Finalmente se encontra a relação entre a velocidade angular e o ganho da malha de autocontrole que irá garantir a extração ótima de potência para velocidades do vento entre 4 m/s e 10 m/s:

$$k_{i(mppt)} = \left(\frac{3}{2} \cdot \frac{k_{\omega}^2}{R_{sh} \cdot \mathrm{mod} \cdot V_{dc} \cdot k_{ótimo}} \right) \cdot \frac{1}{\omega} \tag{3.18}$$

Neste ponto, fica evidente a principal vantagem do controle proposto: não é necessário utilizar um anemômetro para medir a velocidade do vento e calcular a velocidade angular ótima que levaria o sistema ao ponto ótimo, assim como não há a necessidade de se instalar um sensor de velocidade angular visto que esta pode ser calculada a partir da frequência

elétrica das formas de onda que já são monitoradas (por exemplo, a corrente $I_{gi}(t)$). Por se tratar de um gerador síncrono, tem-se:

$$f_g = \frac{p}{120} \cdot \frac{30}{\pi} \cdot \omega \tag{3.19}$$

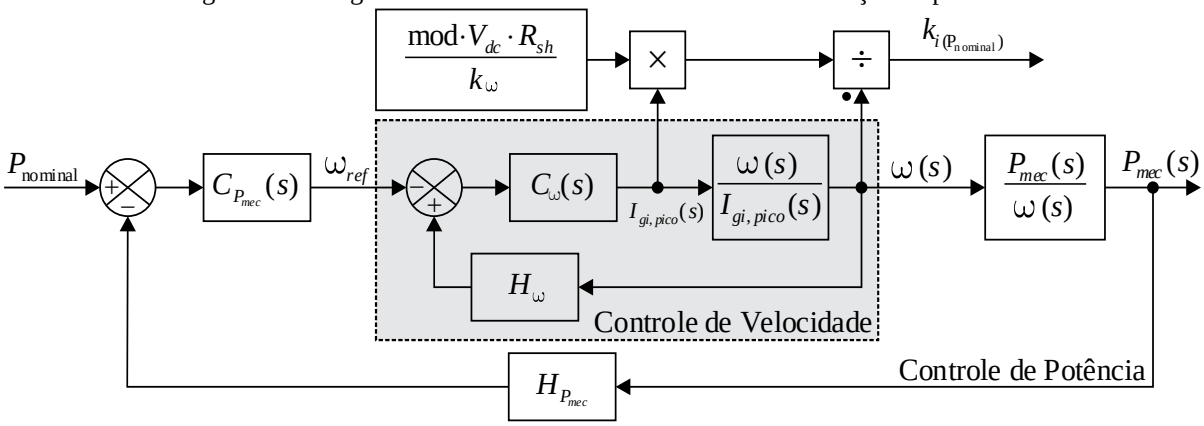
E o ganho do autocontrole em termos da frequência:

$$k_{i(mppt)} = \left(\frac{3}{2} \cdot \frac{k_\omega^2}{R_{sh} \cdot \text{mod} \cdot V_{dc} \cdot k_{ótimo}} \cdot \frac{30 \cdot p}{120 \cdot \pi} \right) \cdot \frac{1}{f_g} \tag{3.20}$$

3.3.2 Malha de limitação de potência

O controlador eletrônico que irá atuar na região de operação III limitando a potência extraída no valor nominal apresenta o diagrama detalhado presente na Figura 3.6. Nesta representação podem ser vistos: os controladores de velocidade angular $C_\omega(s)$ e de potência mecânica $C_{Pmec}(s)$; os ganhos de realimentação de velocidade H_ω e de potência H_{Pmec}; as funções de transferência que ditam o comportamento do sistema $\omega(s)/I_{gi,pico}(s)$ e $P_{mec}(s)/\omega(s)$ a partir das quais serão projetados os controladores; e a relação a partir da qual se determina $k_{i(Pnominal)}$.

Figura 3.6 - Diagrama detalhado da malha de controle de limitação de potência.



Fonte: Próprio autor.

A função de transferência que relaciona a velocidade angular $\omega(s)$ com a corrente $I_{gi,pico}(s)$ pode ser obtida a partir da equação que define o sistema mecânico acoplado composto pela turbina e pelo gerador:

$$T_{mec} - T_g = \left(J_r + J_g\right) \cdot \frac{d\omega}{dt} \tag{3.21}$$

Considerando o torque imposto pela turbina uma perturbação externa, modela-se o sistema:

$$-T_g(s) = \left(J_r + J_g\right) \cdot s \cdot \omega \tag{3.22}$$

Reescreve-se a equação em função da corrente $I_{gi}(s)$:

$$T_g(s) = \frac{P_{3\phi}}{\omega(s)} = \frac{1}{\omega(s)} \cdot \left(\frac{3}{2} \cdot k_\omega \cdot \omega(s) \cdot I_{gi,pico}(s)\right) = -\left(J_r + J_g\right) \cdot s \cdot \omega(s) \tag{3.23}$$

E encontra-se a função de transferência:

$$\frac{\omega(s)}{I_{gi,pico}(s)} = \frac{3 \cdot k_\omega}{2 \cdot \left(J_r + J_g\right) \cdot s} \tag{3.24}$$

Esta função de transferência se encontra com sinal invertido em função da alteração da topologia da malha de velocidade. Conforme pode ser visto na Figura 3.6, o sinal de referência é subtraído do sinal de realimentação.

A função de transferência que relaciona a potência mecânica $P_{mec}(s)$ com a velocidade angular $\omega(s)$ também pode ser obtida a partir da equação:

$$P_{mec} - P_{3\phi} = \left(J_r + J_g\right) \cdot \frac{d\omega}{dt} \cdot \omega \tag{3.25}$$

Considera-se a potência elétrica uma perturbação externa e linearizam-se as equações em torno de um ponto de operação quiescente dado por $\omega = \omega_{operação}$. Encontra-se a equação linearizada para pequenos sinais:

$$\frac{P_{mec}(s)}{\omega(s)} = s \cdot \left(J_r + J_g\right) \cdot \omega_{operação} \tag{3.26}$$

O controlador da malha de potência $C_{Pmec}(s)$ fornece o valor da velocidade angular ω_{ref} que será a referência da malha interna de velocidade. Já o controlador da malha de velocidade $C_{\omega}(s)$ ditará qual o valor de corrente deve circular no gerador de modo a se ter o torque mecânico imposto pelo gerador suficiente para limitar a potência. Sendo o ganho da malha de autocontrole definido por:

$$k_i = \frac{E_{i,pico}}{I_{gi,pico} \cdot R_{sh} \cdot \text{mod} \cdot V_{dc}} \tag{3.27}$$

Calcula-se o ganho da malha de autocontrole determinado pelo algoritmo de limitação de potência:

$$k_{i(\mathrm{P_{nominal}})} = \left(\frac{k_{\omega}}{R_{sh} \cdot \text{mod} \cdot V_{dc}} \right) \cdot \frac{\omega}{I_{gi,pico}} \tag{3.28}$$

3.3.3 Transição entre as regiões de operação

Quando o sistema transita saindo da região II em direção à região III, a potência mecânica disponível começa a ser superior à potência nominal. Desta forma, o algoritmo de limitação de potência atua exigindo do sistema uma corrente $I_{gi,pico}(t)$ que possa garantir um torque resistente maior e evitar o aumento da velocidade angular da turbina. Em outras palavras, como o valor de k_i é inversamente proporcional ao valor de corrente, o valor de $k_{i(Pnominal)}$ passa a ser inferior a $k_{i(mppt)}$. Logo, o ganho efetivo deve passar a ser o da malha de limitação de potência e assim permanecer durante toda a região III de operação visto que a malha de MPPT está buscando aumentar a velocidade angular, diminuindo o torque, exigindo uma corrente menor e um $k_{i(mppt)}$ elevado ou superior a $k_{i(Pnominal)}$.

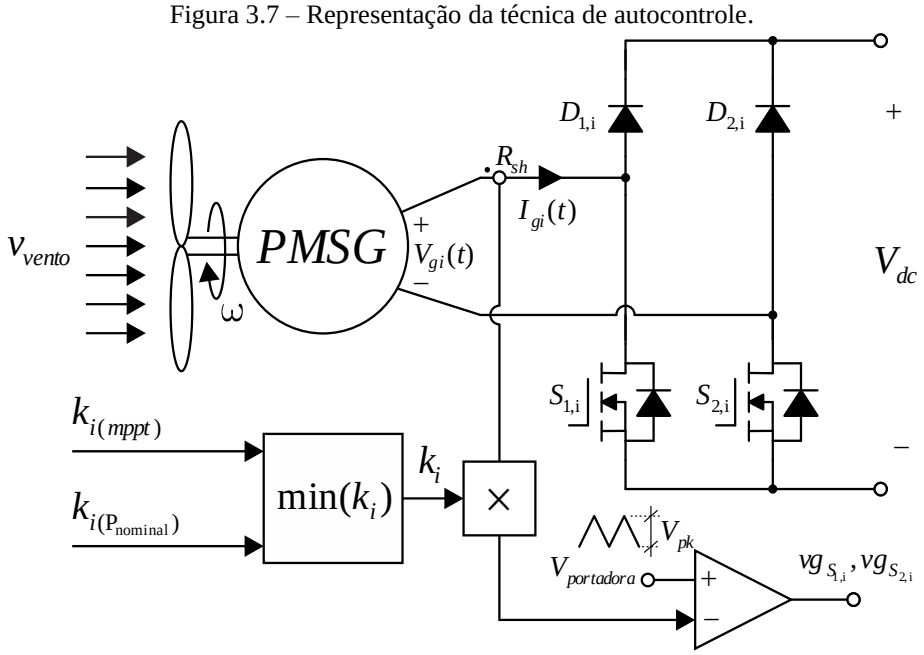
Supõe-se agora que o sistema está operando na região III e a velocidade do vento começa a diminuir para valores abaixo de 10 m/s. Quando a potência mecânica disponível se torna inferior à potência nominal, o algoritmo de limitação de potência passa a exigir uma corrente menor, assim como o torque resistente, o que permitiria que a turbina acelerasse. Ou seja, o controle de limitação de potência gera um $k_{i(Pnominal)}$ muito alto e superior a $k_{i(mppt)}$. A partir deste momento, o algoritmo de MPPT deve ser ativado.

Conclui-se então que esta transição pode ser viabilizada através da função de mínimo. Em outras palavras, os dois controles são executados simultaneamente e o k_i efetivo é dado por:

$$k_i = mín(k_{i(mppt)}, k_{i(P_{\text{nominal}})}) \tag{3.29}$$

A Figura 3.7 expõe a representação equivalente do controle proposto para a *i*-ésima fase do sistema. Os controladores digitais calculam os valores de $k_{i(Pnominal)}$ e $k_{i(mppt)}$ e a função de mínimo determina qual será o k_i efetivo. Assim, juntamente com o valor de realimentação de corrente $I_{gi}(t)$, caracteriza-se o sinal modulante o qual é comparado com a portadora $V_{portadora}$ para, por fim, serem obtidos os sinais de gatilho $vg_{S1,i}$, $vg_{S2,i}$ idênticos (comando simétrico).

Figura 3.7 – Representação da técnica de autocontrole.



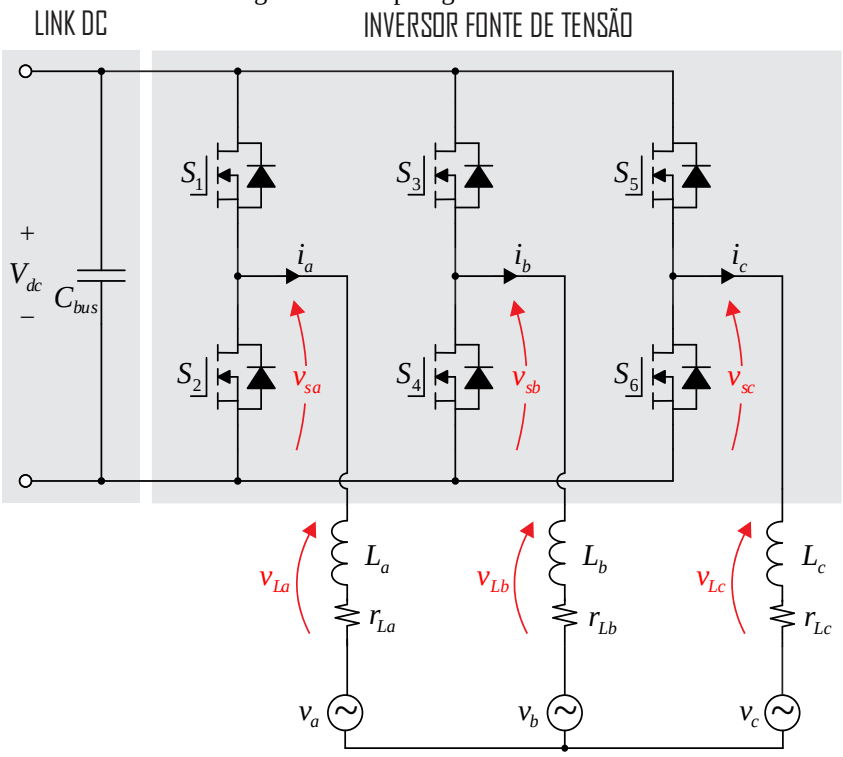
Fonte: Próprio autor.

4 ESTÁGIO INVERSOR

O estágio DC-AC é composto por um inversor fonte de tensão de dois níveis o qual é responsável por controlar a tensão do link DC e a potência transferida para a rede. Um dos aspectos mais delicados a ser destacado quando se considera o controle desta potência se trata do sincronismo entre as tensões trifásicas impostas pelo barramento da rede e as correntes injetadas pelo conversor.

Para tal, utiliza-se do conceito de *Phase Locked Loop* (PLL) o qual provê técnicas de sincronismo rápidas, precisas, com altos índices de rejeição a distúrbios, presenças de harmônicas, desequilíbrios de tensão, etc.

Figura 4.1 - Topologia do inversor.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 4.1 apresenta a topologia deste estágio no qual estão presentes o inversor composto por seis interruptores ativos (S_1 - S_6) associados com seus diodos de roda livre em paralelo de modo a viabilizar o fluxo bidirecional de corrente e a capacidade de bloqueio unidirecional de tensão; os indutores de filtro (L_a, L_b, e L_c) e suas resistências de enrolamento (r_{La}, r_{Lb} e r_{Lc}); o barramento DC com o capacitor C_{bus}; e a rede elétrica senoidal e equilibrada representadas pelas fontes de tensão $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_c(t)$ as quais são definidas por:

$$\begin{cases} v_a(t) = V_p \cdot sen(\omega \cdot \mathrm{t}) \\ v_b(t) = V_p \cdot sen(\omega \cdot \mathrm{t} - 120^o) \\ v_c(t) = V_p \cdot sen(\omega \cdot \mathrm{t} + 120^o) \end{cases} \tag{4.1}$$

Em que V_p é o valor de pico da tensão de fase.

4.1 Modelagem

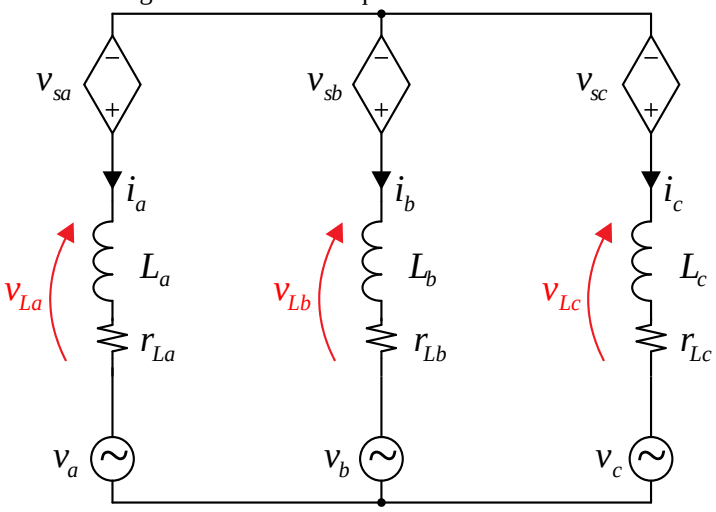
Este conversor pode ser representado pelo circuito equivalente presente na Figura 4.2 no qual estão presentes as fontes de tensão v_{sa}, v_{sb} e v_{sc}, as quais podem ser escritas em termos das funções de modulação D_a, D_b e D_c:

$$\begin{cases} v_{sa}(t) = D_a(t) \cdot V_{dc} \\ v_{sb}(t) = D_b(t) \cdot V_{dc} \\ v_{sc}(t) = D_c(t) \cdot V_{dc} \end{cases} \tag{4.2}$$

Sendo:

$$\begin{aligned} D_a(t) &= \begin{cases} 1, & \text{se } S_1 = on \\ 0, & \text{se } S_1 = off \end{cases} \\ D_b(t) &= \begin{cases} 1, & \text{se } S_3 = on \\ 0, & \text{se } S_3 = off \end{cases} \\ D_c(t) &= \begin{cases} 1, & \text{se } S_5 = on \\ 0, & \text{se } S_5 = off \end{cases} \end{aligned} \tag{4.3}$$

Figura 4.2 - Circuito equivalente do inversor.



Fonte: Próprio autor.

Sendo o sistema simétrico e equilibrado, as equações que descrevem o sistema são dadas por, conforme apresentado em (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011):

$$\begin{cases} v_{sa}(t) = v_a(t) + \mathrm{r}_{La} \cdot i_a(\mathrm{t}) + \mathrm{L}_a \cdot \dfrac{d}{dt} i_a(\mathrm{t}) \\ v_{sb}(t) = v_b(t) + \mathrm{r}_{Lb} \cdot i_b(\mathrm{t}) + \mathrm{L}_b \cdot \dfrac{d}{dt} i_b(\mathrm{t}) \\ v_{sc}(t) = v_c(t) + \mathrm{r}_{Lc} \cdot i_c(\mathrm{t}) + \mathrm{L}_c \cdot \dfrac{d}{dt} i_c(\mathrm{t}) \end{cases} \tag{4.4}$$

Considerando que todas as indutâncias de filtro são iguais (L_a=L_b=L_c=L) assim como suas resistências (r_{La}=r_{Lb}=r_{Lc}=r_L) e que:

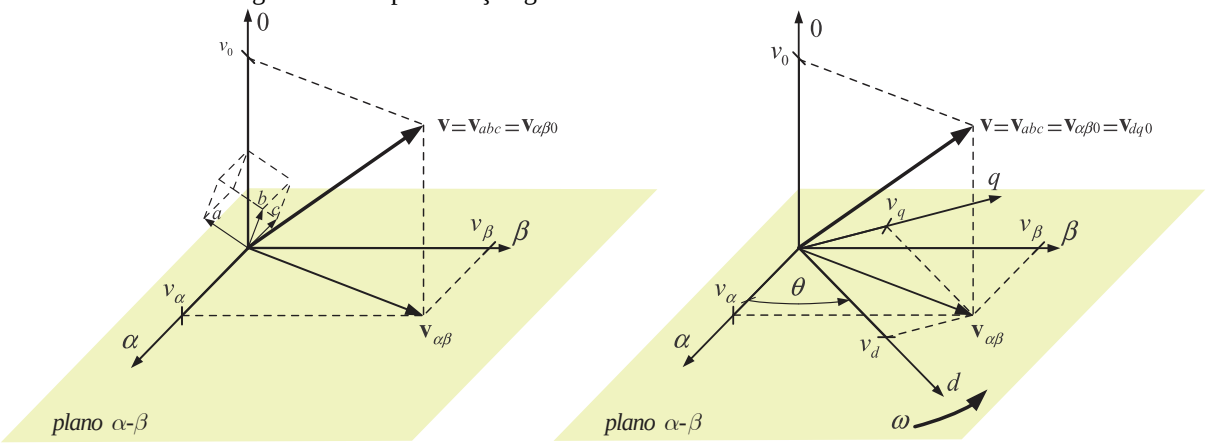
$$\vec{v}_{abc} = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix}; \quad \vec{i}_{abc} = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}; \quad \vec{v}_{s_{abc}} = \begin{bmatrix} v_{sa}(t) \\ v_{sb}(t) \\ v_{sc}(t) \end{bmatrix} \tag{4.5}$$

A Equação (4.4) pode ser reescrita como:

$$\vec{v}_{s_{abc}} = L \cdot \frac{d}{dt} \vec{i}_{abc} + r_L \cdot \vec{i}_{abc} + \vec{v}_{abc} \tag{4.6}$$

As transformações de Park e Clarke alteram as coordenadas do sistema para um sistema estacionário *αβ0* e rotacional *dq0*, respectivamente, conforme pode ser visto na Figura 4.3.

Figura 4.3 - Representação gráfica da transformada de Park e Clarke.



Fonte: Adaptada de Teodorescu, Liserre, Rodríguez (2011).

A transformação de Clarke é definida matematicamente pela equação:

$$\vec{v}_{\alpha\beta 0} = [\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}] \cdot \vec{v}_{abc}$$
$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \tag{4.7}$$

E a transformação de Park por:

$$\vec{v}_{dq0} = [\mathbf{T}_{dq0}] \cdot \vec{v}_{\alpha\beta 0}$$
$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} \tag{4.8}$$

Aplicando a transformada de Clarke ao sistema da Equação (4.6), tem-se:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \vec{v}_{s_{\alpha\beta 0}} = L \cdot \frac{d}{dt}\left[\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta 0}\right] + r_L \cdot \left[\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta 0}\right] + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \vec{v}_{\alpha\beta 0} \tag{4.9}$$

Multiplicam-se ambos os lados da Equação (4.9) por $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$ e se encontra:

$$\vec{v}_{s_{\alpha\beta}} = L \cdot \frac{d}{dt}\vec{i}_{\alpha\beta} + r_L \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} + \vec{v}_{\alpha\beta} \tag{4.10}$$

Por fim, aplica-se a transformada de Park no sistema da Equação (4.10) e encontra-se:

$$\mathbf{T}_{dq0}^{-1} \cdot \vec{v}_{s_{dq0}} = L \cdot \frac{d}{dt}\left[\mathbf{T}_{dq0}^{-1} \cdot \vec{i}_{dq0}\right] + r_L \cdot \left[\mathbf{T}_{dq0}^{-1} \cdot \vec{i}_{dq0}\right] + \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \cdot \vec{v}_{dq0} \tag{4.11}$$

Multiplicam-se ambos os lados da Equação (4.11) por $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$:

$$\mathbf{T}_{dq0}\cdot\mathbf{T}_{dq0}^{-1}\cdot\vec{v}_{s_{dq0}} = L\cdot\mathbf{T}_{dq0}^{-1}\cdot\frac{d}{dt}\left[\mathbf{T}_{dq0}^{-1}\cdot\vec{i}_{dq0}\right]+r_L\cdot\left[\mathbf{T}_{dq0}\cdot\mathbf{T}_{dq0}^{-1}\cdot\vec{i}_{dq0}\right]+\mathbf{T}_{dq0}\cdot\mathbf{T}_{dq0}^{-1}\cdot\vec{v}_{dq0}$$

$$\vec{v}_{s_{dq0}} = L\cdot\mathbf{T}_{dq0}\cdot\left[\left(\frac{d}{dt}\mathbf{T}_{dq0}^{-1}\right)\cdot\vec{i}_{dq0}+\mathbf{T}_{dq0}^{-1}\cdot\left(\frac{d}{dt}\vec{i}_{dq0}\right)\right]+r_L\cdot\vec{i}_{dq0}+\vec{v}_{dq0} \tag{4.12}$$

$$\vec{v}_{s_{dq0}} = L\cdot\mathbf{T}_{dq0}\cdot\left(\frac{d}{dt}\mathbf{T}_{dq0}^{-1}\right)\cdot\vec{i}_{dq0}+L\cdot\frac{d}{dt}\vec{i}_{dq0}+r_L\cdot\vec{i}_{dq0}+\vec{v}_{dq0}$$

Sendo:

$$\mathbf{T}_{dq0}\cdot\left(\frac{d}{dt}\mathbf{T}_{dq0}^{-1}\right)=\frac{d\theta}{dt}\cdot\begin{bmatrix}0 & -1 & 0\\ 1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix}=\omega\cdot\begin{bmatrix}0 & -1 & 0\\ 1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix} \tag{4.13}$$

Encontra-se:

$$\begin{cases} v_{s_d}(t) = L\cdot\dfrac{d}{dt}i_d(t)-\omega\cdot L\cdot i_q(t)+r_L\cdot i_d(t)+v_d(t)\\ v_{s_q}(t) = L\cdot\dfrac{d}{dt}i_q(t)+\omega\cdot L\cdot i_d(t)+r_L\cdot i_q(t)+v_q(t)\end{cases} \tag{4.14}$$

Neste ponto, já se despreza a componente de sequência zero visto que se tem um sistema de três fios, ou seja, ela será sempre nula.

As transformações também podem ser aplicadas sobre a Equação (4.2):

$$\begin{cases} v_{s_d}(t) = D_d(t)\cdot V_{dc}\\ v_{s_q}(t) = D_q(t)\cdot V_{dc}\end{cases} \tag{4.15}$$

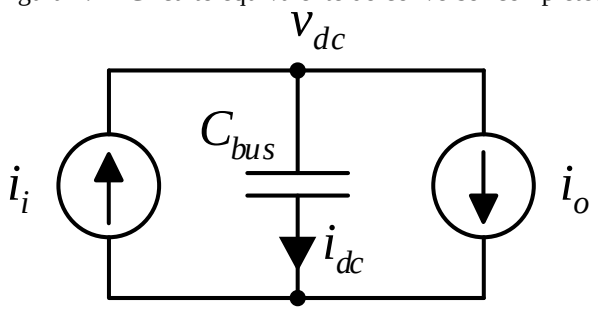
Substituindo a Equação (4.15) na Equação (4.14) e considerando a frequência angular ω e as tensões da rede ($v_d(t)$ e $v_q(t)$) como sendo perturbações externas, encontram-se as funções de transferência que modelam o sistema:

$$\frac{i_d(s)}{D_d(s)}=\frac{i_q(s)}{D_q(s)}=\frac{V_{dc}}{s\cdot L+r_L} \tag{4.16}$$

Além de controlar a qualidade das correntes injetadas, também é função do conversor garantir a tensão no link DC. Para tal, busca-se a função de transferência que relaciona a corrente injetada com a tensão V_{dc}.

O conversor completo pode ser modelado a partir do esquema apresentado na Figura 4.4 na qual estão presentes duas fontes de corrente que representam o retificador injetando corrente $i_i(t)$ no link DC e o inversor drenando corrente $i_o(t)$ de forma que seja mantida constante a tensão no link DC.

Figura 4.4 - Circuito equivalente do conversor completo.



Fonte: Próprio autor.

A corrente no capacitor do link DC é dada por:

$$i_{dc}(t) = i_i(t) - i_o(t) = C_{bus} \cdot \frac{d}{dt} v_{dc}(t) \tag{4.17}$$

Considera-se a corrente de entrada $i_i(t)$ como sendo uma perturbação externa e aplica-se a transformada de Laplace para se obter a função de transferência que relaciona a tensão com a corrente:

$$\frac{v_{dc}(s)}{i_o(\mathrm{s})} = -\frac{1}{s \cdot C_{bus}} \tag{4.18}$$

4.2 Estratégia de controle

Sabe-se que a potência de saída do inversor é dada por:

$$\begin{cases} P = v_q \cdot i_q + v_d \cdot i_d \\ Q = v_q \cdot i_d - v_d \cdot i_q \end{cases} \tag{4.19}$$

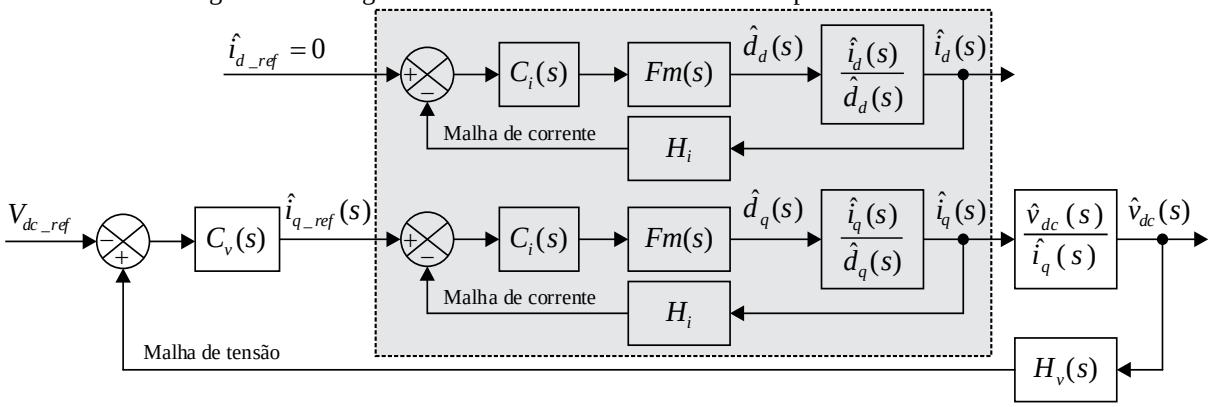
Ao se aplicar a transformada de Park no sistema definido pela Equação (4.1), simétrico, equilibrado e apenas com componentes de sequência positiva (abc), encontra-se que

$v_d=0$. Além disto, deseja-se que o conversor opere com fator de potência unitário, ou seja, a potência reativa entregue à rede elétrica deve ser nula. Para tal, deve-se garantir que $i_d=0$.

Na Figura 4.5 encontra-se o diagrama de blocos da estratégia de controle proposta no qual pode ser visto a malha de corrente i_d com referência nula ($i_{d_ref} = 0$) e a malha de corrente i_q, cuja referência dita quanto de potência ativa é entregue à rede, resultando na carga ou descarga do capacitor do link DC. Logo, esta referência de corrente i_{q_ref} é determinada pela malha de tensão a qual garante a tensão no link DC igual a V_{dc_ref}.

Em outras palavras, quando a tensão no link DC se torna maior que a desejada, o controlador de tensão $C_v(s)$ atua aumentando a referência de corrente $i_{q_ref}(s)$ e aumentando a transferência de potência ativa, fazendo com que o valor $v_{dc}(s)$ decresça e vice-versa.

Figura 4.5 – Diagrama de blocos das malhas de controle presentes no inversor.



Fonte: Próprio autor.

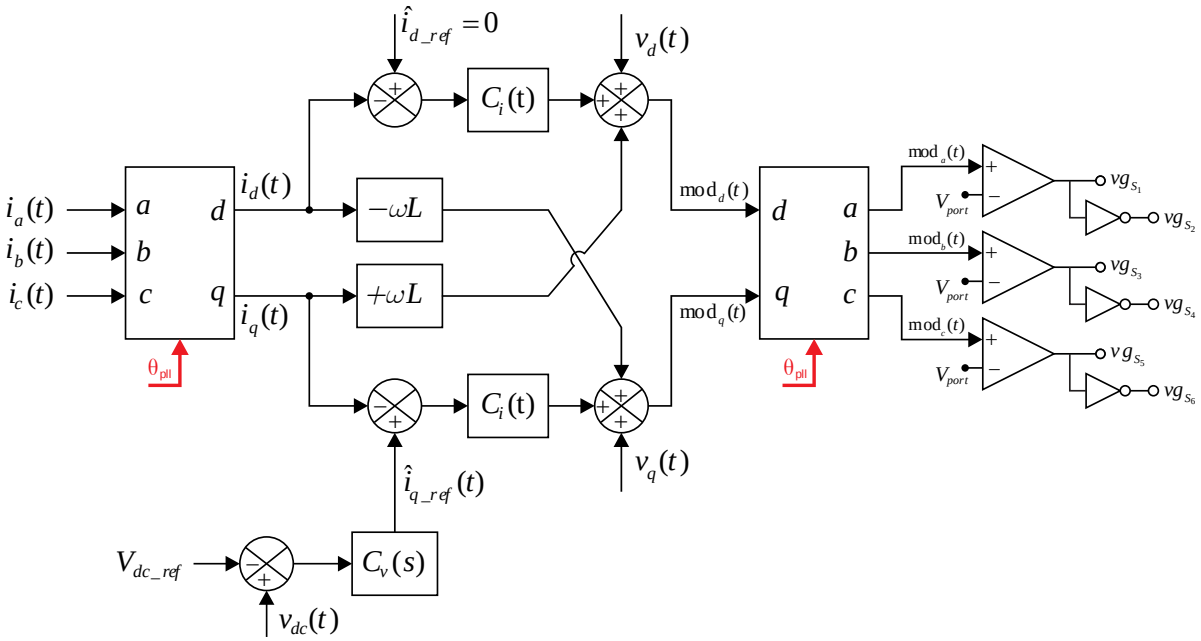
4.2.1 Esquema de modulação

A Figura 4.6 apresenta a arquitetura do sistema proposto na qual pode-se destacar a necessidade da aplicação da transformada de Park nas correntes $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$, para se obterem as componentes de eixo direto e em quadratura que serão controladas.

Os controladores de corrente $C_i(s)$ determinam os sinais $mod_d(s)$ e $mod_q(s)$ que, ao passarem pela transformada inversa de Park, geram as três moduladoras $mod_a(t)$, $mod_b(t)$ e $mod_c(t)$. A comparação entre estes sinais e a portadora triangular V_{port} ditam o funcionamento dos seis interruptores do inversor.

Em outras palavras, os controladores determinam quais tensões v_{sa}, v_{sb} e v_{sc} que, em conjunto com as tensões da rede (v_a, v_b e v_c), irão resultar na circulação das correntes i_a, i_b e i_c desejadas sobre os indutores de filtro obedecendo as equações apresentadas para o circuito equivalente presente na Figura 4.2.

Figura 4.6 - Arquitetura do sistema de controle proposto.

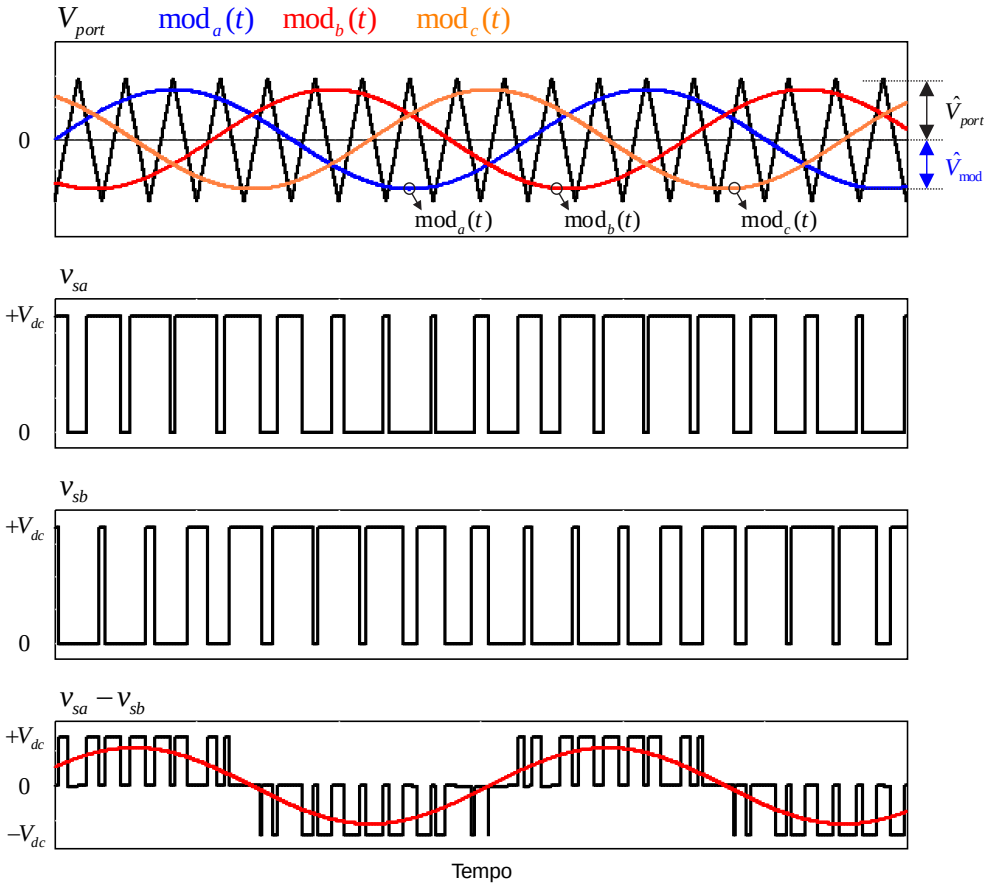


Fonte: Próprio autor.

Na Figura 4.7 podem ser vistas as formas de onda geradas no conversor em função deste esquema de modulação denominado SPWM (*Sinusoidal Pulse-Width Modulation*) (WU, 2006). Estão presentes as três moduladoras, a portadora, as tensões v_{sa} e v_{sb} (identificadas como fontes de tensão controladas no circuito equivalente da Figura 4.4) assim como a tensão v_{sa}-v_{sb} e sua componente fundamental cuja frequência é igual à frequência dos sinais de modulação.

Quando, por exemplo, $mod_a(t)>V_{port}$, o interruptor S_1 é ligado e, como os interruptores inferiores são comandados de forma complementar, S_2 é desligado. Neste ponto destaca-se uma desvantagem desta topologia: os dois interruptores do mesmo braço (S_1 e S_2 ou S_3 e S_4 ou S_5 e S_6) não podem ser acionados simultaneamente, o que pode ocorrer propositalmente ou em função de ruídos. Para tal, são necessários *drivers* de acionamento mais robustos que inibam esta possível falha a qual pode acarretar na destruição do conversor. Geralmente estes *drivers* possuem lógicas de acionamento que inserem tempo morto entre os comandos dos interruptores superiores e inferiores, além de sinalizarem a ocorrência de falhas.

Figura 4.7 - Formas de onda decorrentes da modulação PWM senoidal.



Fonte: Próprio autor.

A partir da moduladora $mod_i(t)$ e da portadora V_{port} definem-se os índices de modulação de frequência $m_{f,i}$ e de amplitude $m_{a,i}$:

$$m_{a,i} = \frac{\hat{V}_{\text{mod}}}{\hat{V}_{port}} \tag{4.20}$$

$$m_{f,i} = \frac{f_{port}}{f_{\text{mod}}} \tag{4.21}$$

Sendo f_{port} e f_{mod} as frequências da portadora e moduladora, respectivamente e $\hat{V}_{port}$ e $\hat{V}_{\text{mod}}$ os valores de pico da portadora e moduladora, respectivamente.

O índice de modulação de frequência deve ser dado por um valor inteiro para que sejam evitadas a geração de componentes harmônicas não características (cuja frequência não é múltiplo de f_{port}). Visto que a frequência da portadora é fixa e a da moduladora é igual à frequência da rede elétrica, a qual pode sofrer pequenas variações, torna-se possível a geração dessas componentes indesejáveis mas, se $m_{f,i}$ possuir valor suficientemente elevado, estas podem ser consideradas irrelevantes.

4.2.2 Algoritmo de rastreamento do ângulo de fase

As transformações de Park solicitam o ângulo de fase θ e, como se deseja o sincronismo entre as correntes e tensões, um algoritmo de rastreamento de ângulo de fase é designado para realizar tal tarefa.

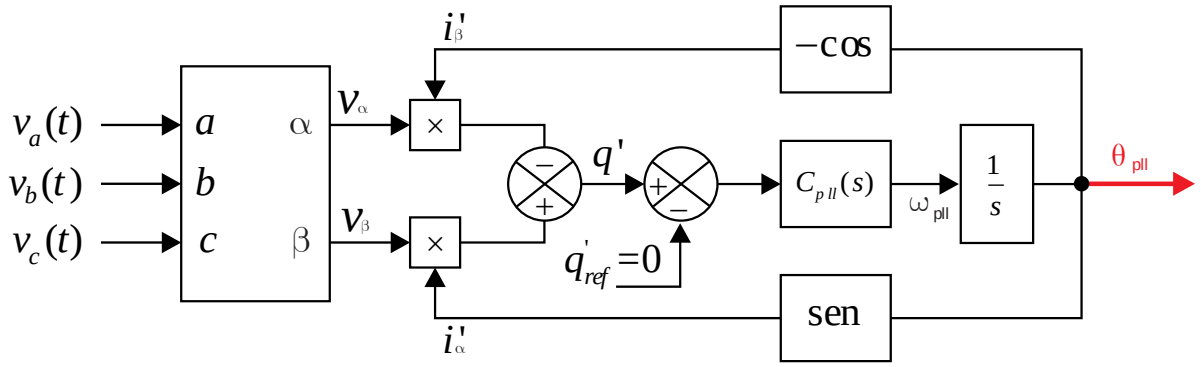
A literatura dispõe inúmeros métodos de sincronização (TEODORESCU et al., 2011) (GUO; WU; GU, 2011). Optou-se pela utilização do *Quadrature Phase Locked Loop* (q-PLL) conforme exposto em SASSO et al. (2002). Trata-se de um algoritmo de sincronismo baseado na Teoria das potências instantâneas (AKAGI; HIROKAZU; AREDES, 2007) que detecta o ângulo de fase referente à componente de sequência positiva da componente fundamental da tensão de fase v_a.

A teoria das potências instantâneas (WATANABE; STEPHAN; AREDES, 1993) define, nas coordenadas α-β:

$$\begin{cases} P = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \\ Q = v_\beta \cdot i_\alpha - v_\alpha \cdot i_\beta \end{cases} \tag{4.22}$$

Assim, conforme apresentado na Figura 4.8, o q-PLL calcula uma potência imaginária instantânea fictícia q' e utiliza-se de um controlador $C_{pll}(s)$ para fazer com que esta potência seja nula ($q_{ref} = 0$). As tensões v_α e v_β são determinadas a partir da aplicação da transformada de Clarke sobre as tensões de fase v_a, v_b e v_c e as correntes fictícias i'_β e i'_α são calculadas a partir da realimentação do ângulo de fase estimado. Quando o ângulo estimado se torna igual ao ângulo real ($\theta_{pll} = \theta$), i'_β fica em fase com v_β e i'_α fica em fase com v_α, ou seja, $q' = q_{ref} = 0$.

Figura 4.8 - Diagrama de blocos do q-PLL.



Fonte: Próprio autor.

5 PROJETO, SIMULAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO DO WECS

Neste capítulo são apresentados todos os detalhes de desenvolvimento do WECS proposto (modelo de simulação, dimensionamento e escolha de componentes, projeto dos controladores e resultados de simulação).

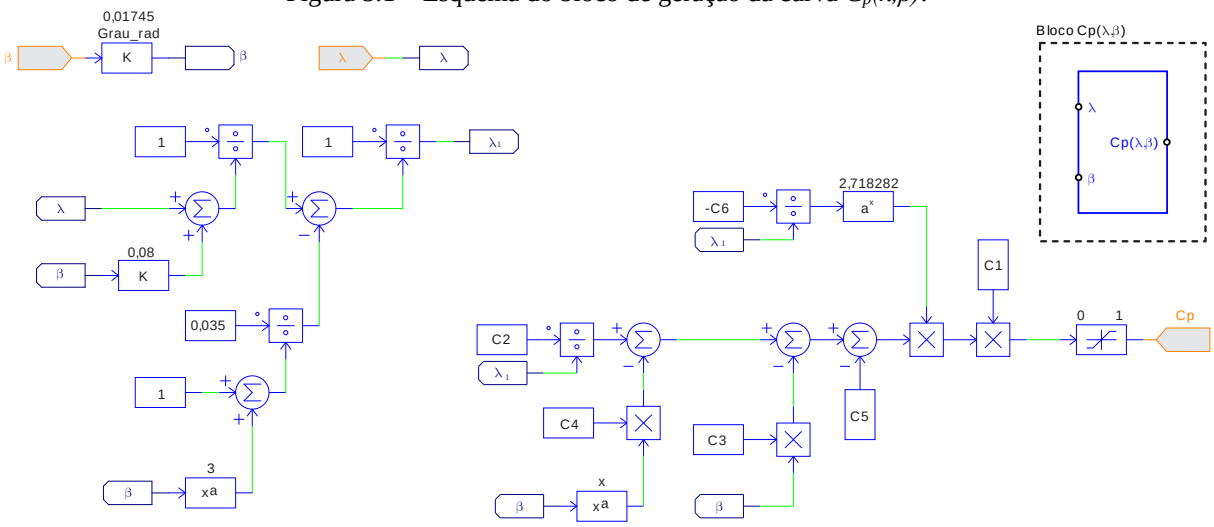
5.1 Modelo de simulação

A partir da modelagem teórica apresentada no Capítulo 2 é possível obter um modelo de simulação do WECS por meio do *software* PSIM®. De modo a viabilizar a exposição, cada uma das subseções seguintes contempla uma parte do sistema completo.

5.1.1 Modelo de simulação da turbina eólica

Com o intuito de obter um modelo de simulação para a turbina eólica, inicia-se o processo elaborando o bloco genérico que determina o valor do coeficiente de potência $C_p(\lambda,\beta)$ cujo comportamento é ditado pela Equação (2.9) e (2.10). A Figura 5.1 apresenta a representação interna deste bloco que tem como entradas a velocidade específica e o ângulo de passo, como saída o valor do coeficiente de potência calculado e como parâmetros as variáveis C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6 e x características de cada tipo de turbina.

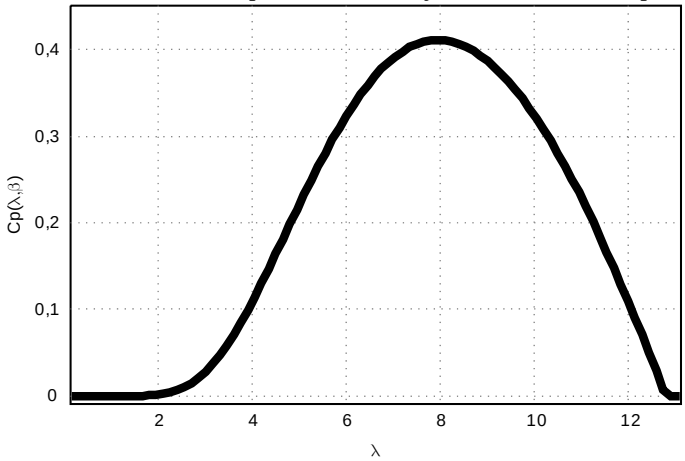
Figura 5.1 – Esquema do bloco de geração da curva $C_p(\lambda,\beta)$.



Fonte: Próprio autor.

Adota-se um ângulo de passo nulo (β=0), a partir do qual consegue-se extrair a potência máxima, operar com máximo coeficiente de potência e velocidade específica ótima; atribuem-se valores as variáveis C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6 e x conforme exposto na Tabela 2.3; e obtém-se a curva do coeficiente de potência em função da velocidade específica (Figura 5.2) onde foi destacado o valor do coeficiente de potência máximo ($C_{p,máx}$ = 0,41) e a velocidade específica ótima ($\lambda_{ótimo}$ =7,95).

Figura 5.2 - Curva do coeficiente de potência em função da velocidade específica para β=0.



Fonte: Próprio autor.

Obtidos os valores de velocidade específica ótima e o coeficiente máximo de potência os quais o sistema de MPPT deve garantir para extrair a máxima potência, calcula-se a constante $k_{ótimo}$ conforme definido anteriormente pela Equação (3.13):

$$k_{ótimo} = \left(0,5 \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^5 \cdot C_{p,máx}\right) \cdot 1/\lambda_{ótimo} = 1,032 \cdot 10^3 \tag{5.1}$$

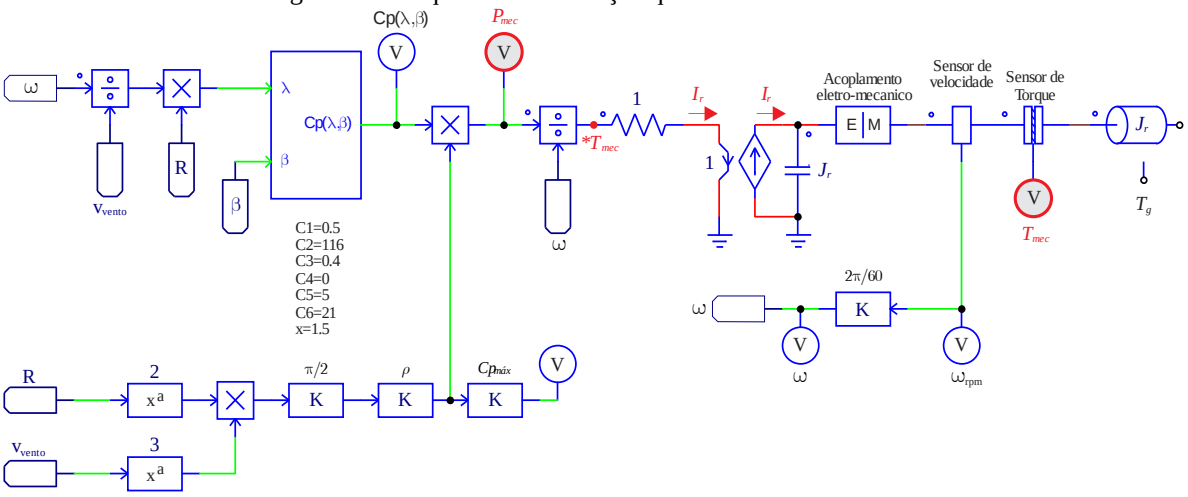
A qual determina o comportamento da potência quando o MPPT está atuando:

$$P_{mec} = P_{mec,máx} = 0,5 \cdot \rho \cdot A \cdot \left(\frac{\omega \cdot R}{\lambda_{ótimo}}\right)^3 \cdot C_{p,máx} = k_{ótimo} \cdot \omega^3 \tag{5.2}$$

Dando continuidade ao modelo de simulação (Figura 5.3), a partir do coeficiente de potência, é possível calcular a potência mecânica P_{mec} convertida a partir da potência eólica e o torque mecânico T_{mec} imposto pela turbina de acordo com a Equação (2.4) e (2.5), respectivamente. São agora parâmetros de entrada o raio da turbina R, a velocidade do vento

v_{vento} e o ângulo de passo β (dado como nulo neste projeto). O algoritmo de controle amostra as tensões induzidas para aferir a velocidade angular ω da turbina mas, na simulação, a título de verificação, insere-se um sensor de velocidade.

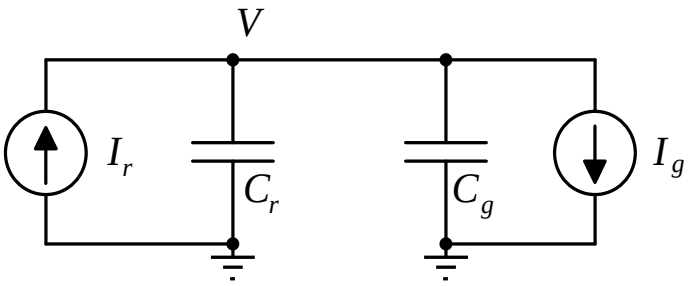
Figura 5.3 - Esquema de simulação que emula turbina eólica.



Fonte: Próprio autor.

A grandeza $*T_{mec}$ calculada e destacada no esquema representa uma grandeza elétrica, ou seja, a esta não está atrelada nenhum momento de inércia. Logo, foi necessário fazer uma analogia entre o sistema mecânico acoplado apresentado anteriormente na Figura 2.23 com o sistema elétrico presente na Figura 5.4 e representado pela Equação (5.3).

Figura 5.4 - Representação do sistema elétrico que emula o sistema mecânico exposto.



Fonte: Próprio autor.

$$I_r - I_g = \left(C_r + C_g\right) \cdot \frac{dV}{dt} \tag{5.3}$$

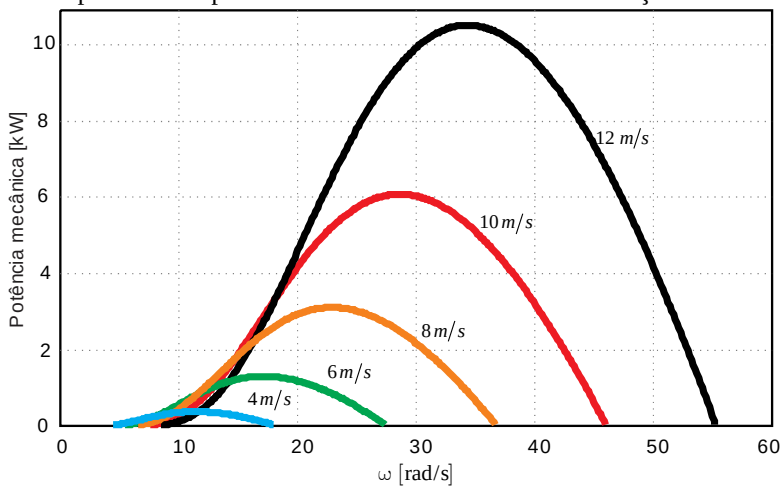
Sendo I_r e I_g as correntes produzidas pelos circuitos elétricos do rotor eólico e do gerador, respectivamente; e C_r e C_g os capacitores que emulam o momento de inércia da turbina e do gerador, respectivamente.

Para tal, utilizou-se de uma resistência de valor unitário e uma fonte de corrente controlada por corrente com ganho unitário para forçar a circulação da corrente I_r com valor igual a $*T_{mec}$ que carrega o capacitor cuja capacitância tem o mesmo valor da inércia da turbina.

Após isto, um bloco cuja função é realizar o acoplamento elétrico-mecânico é utilizado para viabilizar a conexão entre o rotor eólico e uma carga mecânica controlada a qual representa o gerador elétrico. Ou seja, o valor de inércia da carga e o torque são dadas por J_g e T_g, respectivamente.

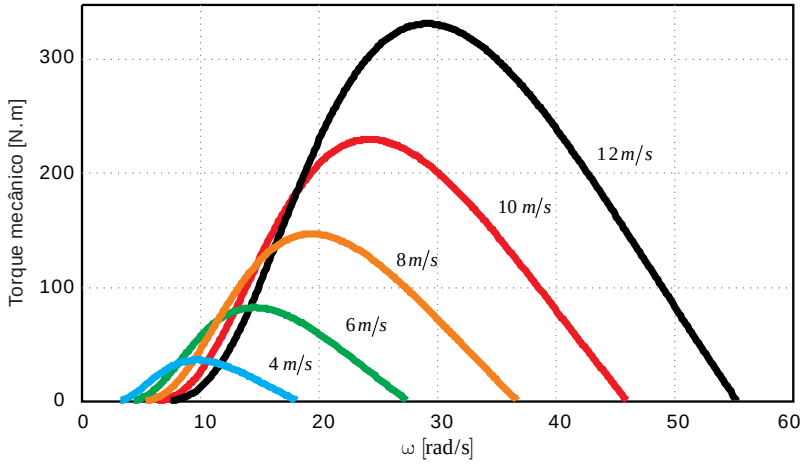
De modo a validar o esquema exposto, simulam-se as curvas de potência (Figura 5.5) e torque (Figura 5.6) gerados pela turbina eólica em função da velocidade angular e pode-se verificar que o comportamento segue a análise teórica presente no Capítulo 2 e os dados nominais (Tabela 2.2) da turbina VERNE555 utilizada. Por exemplo, uma potência de 6 kW pode ser alcançada para ventos de 10 m/s.

Figura 5.5 - Curvas previstas de potência da turbina VERNE 555 em função da velocidade angular.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.6 - Curvas previstas de torque da turbina VERNE 555 em função da velocidade angular.



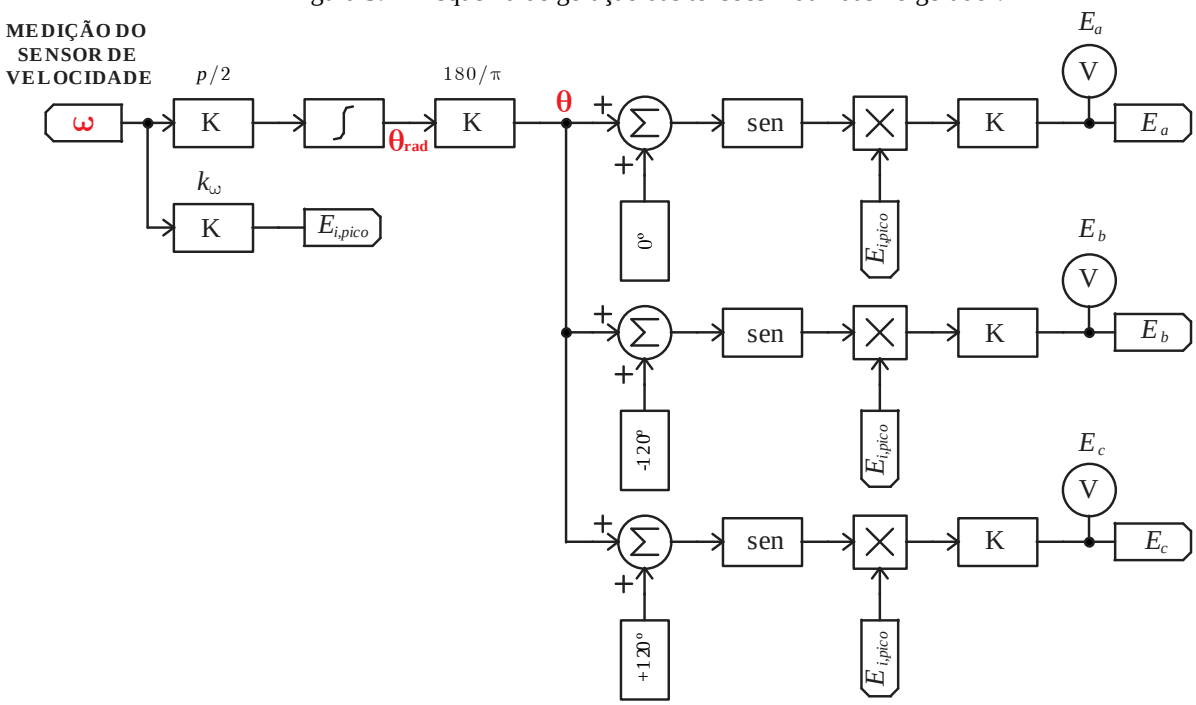
Fonte: Próprio autor.

5.1.2 Modelo de simulação do gerador elétrico

A partir da leitura de velocidade realizada pelo sensor presente no esquema da Figura 5.3, é possível determinar as tensões induzidas $E_i(t)$ senoidais e equilibradas em cada bobina do gerador (Figura 5.7). A partir da velocidade mecânica, obtém-se a velocidade elétrica a partir da multiplicação pelo metade do número de pólos. Integra-se esta nova velocidade e se obtém o ângulo elétrico das tensões induzidas.

O valor de pico desta tensão $E_{i,pico}$ é dado pela multiplicação entre a constante característica do gerador k_ω e a velocidade angular mecânica ω.

Figura 5.7 - Esquema de geração das tensões induzidas no gerador.

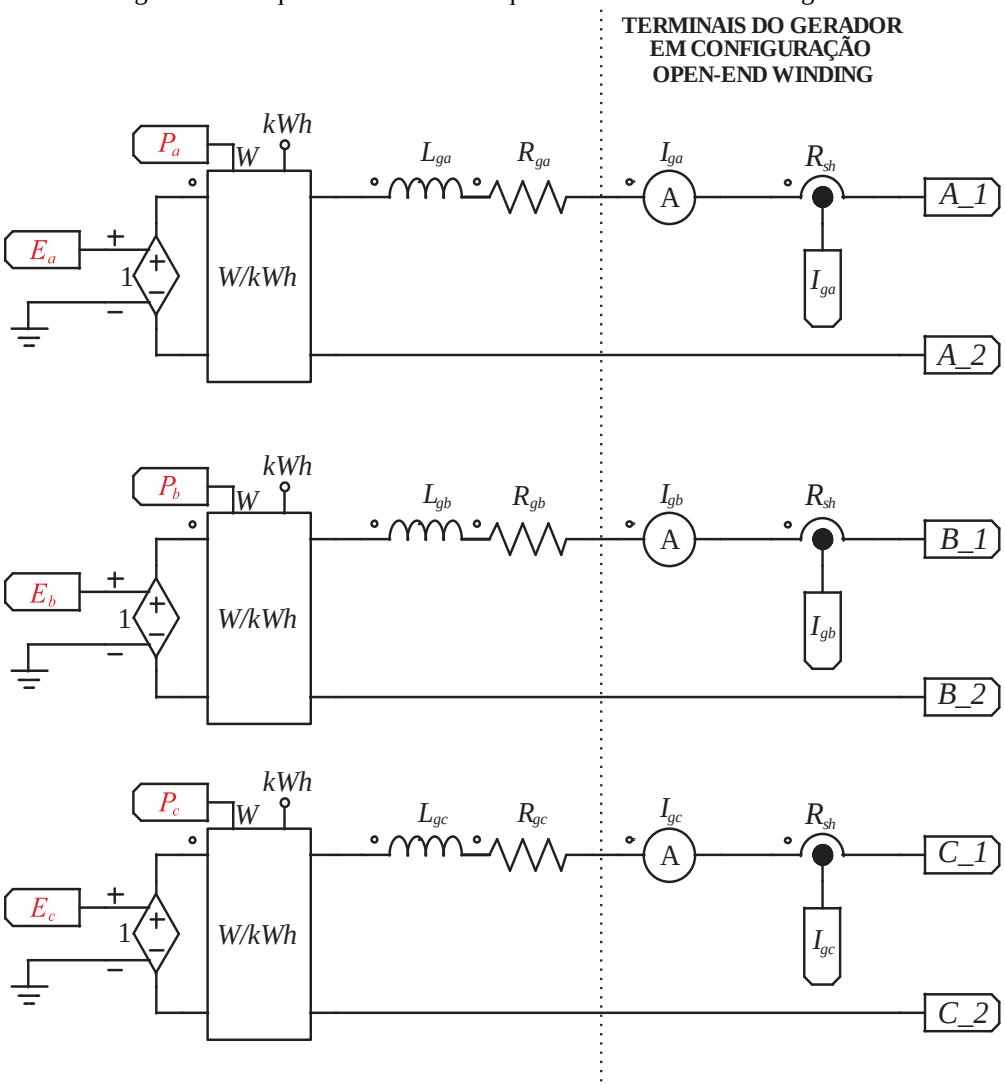


Fonte: Próprio autor.

A Figura 5.8 apresenta o circuito equivalente de cada fase do gerador, ou seja, as fonte de tensões induzidas $E_i(t)$ calculadas pelo esquema da Figura 5.7 e aplicadas ao circuito equivalente por meio de uma fonte de tensão controlada por tensão; as indutâncias síncronas L_{gi}; e as resistências R_{gi} dos enrolamentos.

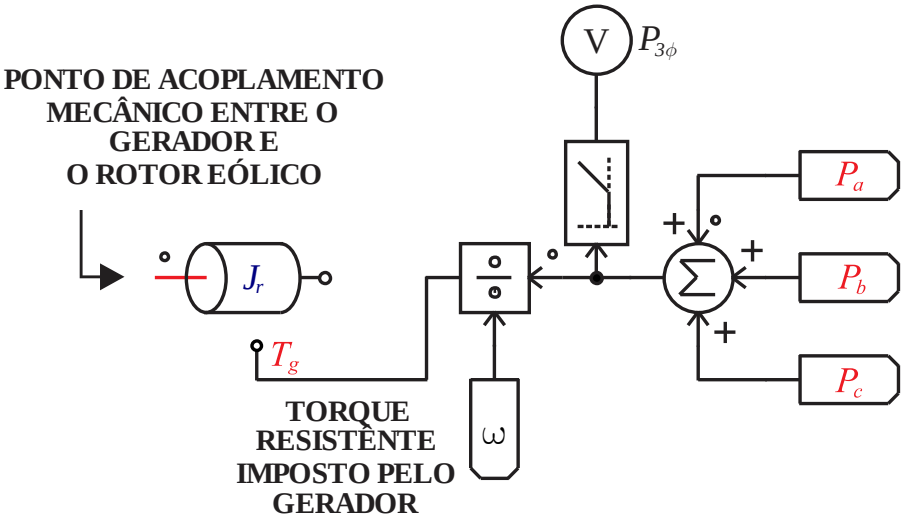
Neste mesmo esquema podem ser vistos medidores de potências os quais irão fornecer o valor de potência elétrica de cada fase (P_a, P_b e P_c) as quais irão determinar o valor do torque resistente T_g imposto pelo gerador (Figura 5.9).

Figura 5.8 - Esquema dos circuitos equivalentes de cada fase do gerador.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.9 - Esquema dos circuitos de geração do torque resistente imposto pelo gerador.



Fonte: Próprio autor.

5.1.3 Modelo de simulação do retificador boost bridgeless

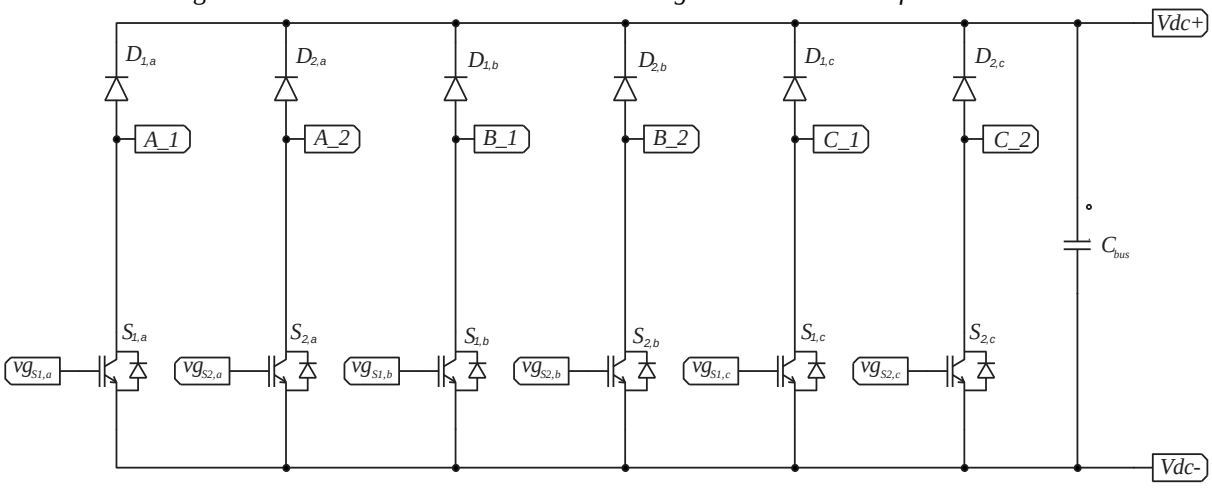
O modelo do retificador consiste no conjunto de semicondutores (diodos e interruptores); no link DC; no bloco de geração dos gatilhos dos semicondutores ativos; nos sensores de leitura de corrente e de tensão; assim como circuitos de filtragem responsáveis por eliminar distorções, interferências, ruídos, etc.

Na Figura 5.10 pode ser visto o conversor propriamente dito, o qual possui 6 braços cada um com ponto central conectado a um terminal do gerador (*A_1*, *A_2*, *B_1*, *B_2*, *C_1* e *C_2*) conforme definido pelo modelo do gerador (configuração *open-end winding*) presente na Figura 5.8.

A Figura 5.11 apresenta o esquema no qual pode ser visto um *C block*, o qual emula a lógica de programação presente no microcontrolador. Como pode ser visto, existem blocos de amostragem e quantização que emulam o comportamento do conversor analógico/digital o qual é um driver do microcontrolador. Além disto, estão presentes os blocos de atraso inerentes ao controle digital assim como os comparadores que emulam o comportamento do módulo PWM.

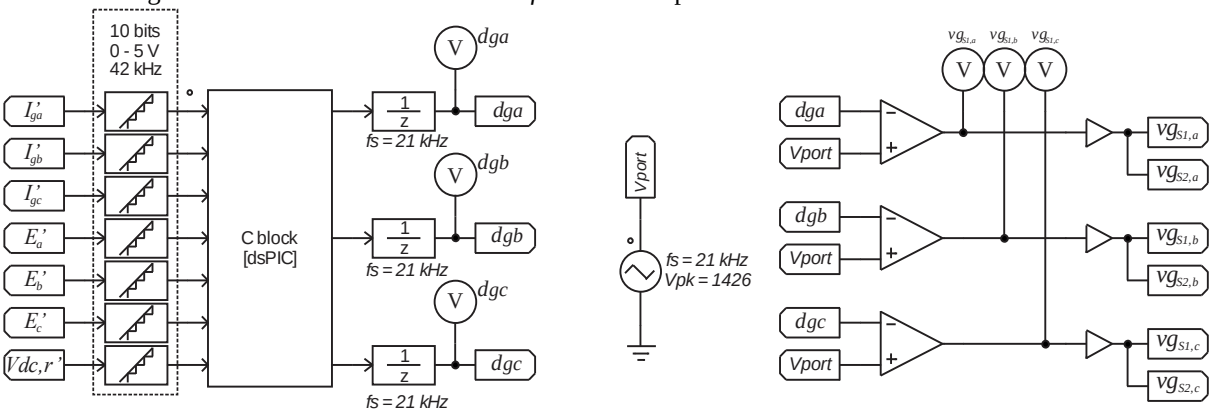
Os sinais que são fornecidos ao conversor A/D do microcontrolador (I'_{ga}, I'_{gb}, I'_{gc}, E'_a, E'_b, E'_c e $V_{dc,r}'$) advêm de transdutores que ajustam os níveis lógicos de tensão ao intervalo entre 0 e 5 V e são utilizados para realizar o controle do conversor, gerando os sinais modulantes *dga*, *dgb* e *dgc* que definem os sinais de gatilhos após passar pelo módulo PWM.

Figura 5.10 - Estrutura do conversor *boost bridgeless* definido no *software* PSIM.



Fonte: Próprio autor.

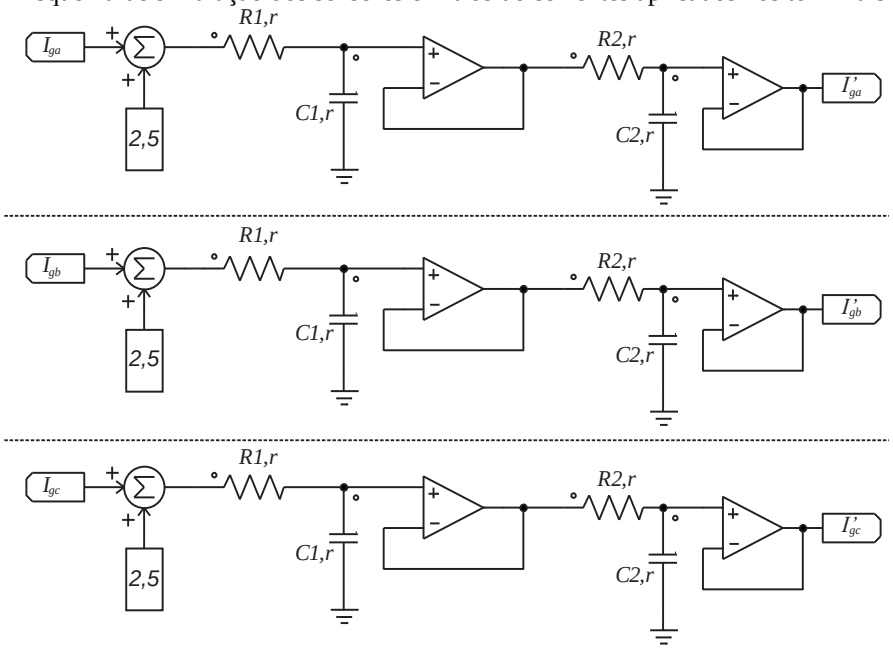
Figura 5.11 - Estrutura utilizada no *software* PSIM para realizar o controle do retificador.



Fonte: Próprio autor.

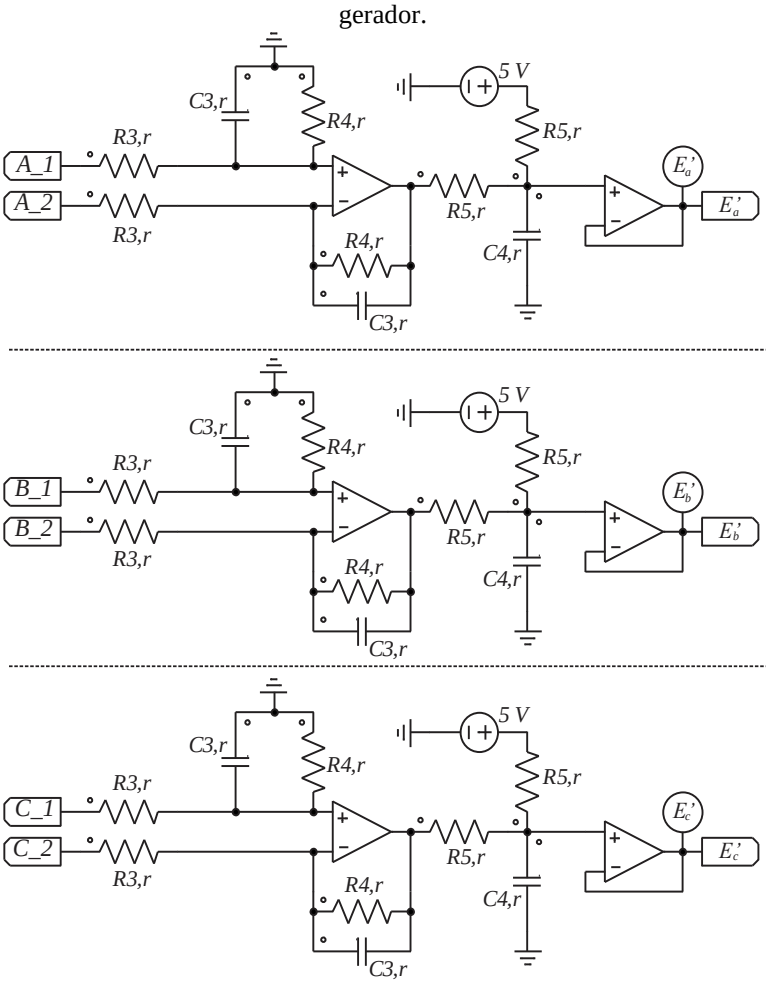
Nas Figura 5.12, Figura 5.13 e Figura 5.14 estão presentes os esquemas dos sensores e filtros aplicados na aquisição das correntes no gerador, nas tensões nos terminais do gerador e na tensão no barramento DC, respectivamente. O cálculo dos valores dos resistores e capacitores são apresentados na Seção 5.2.1.

Figura 5.12 - Esquema de simulação dos sensores e filtros de correntes aplicados nos terminais do gerador.



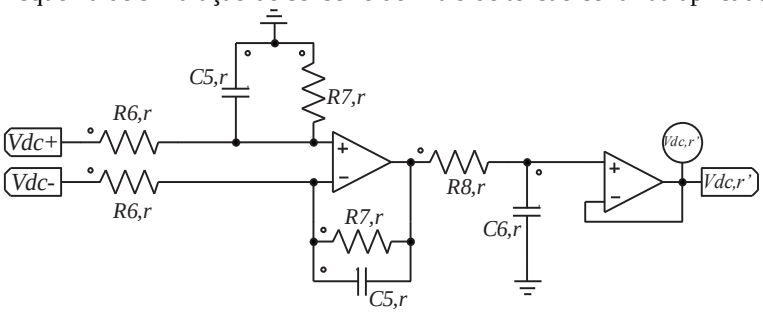
Fonte: Próprio autor.

Figura 5.13 - Esquema de simulação dos sensores e filtros de tensão alternada aplicados nos terminais do gerador.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.14 - Esquema de simulação do sensor e do filtro de tensão contínua aplicado no link DC.

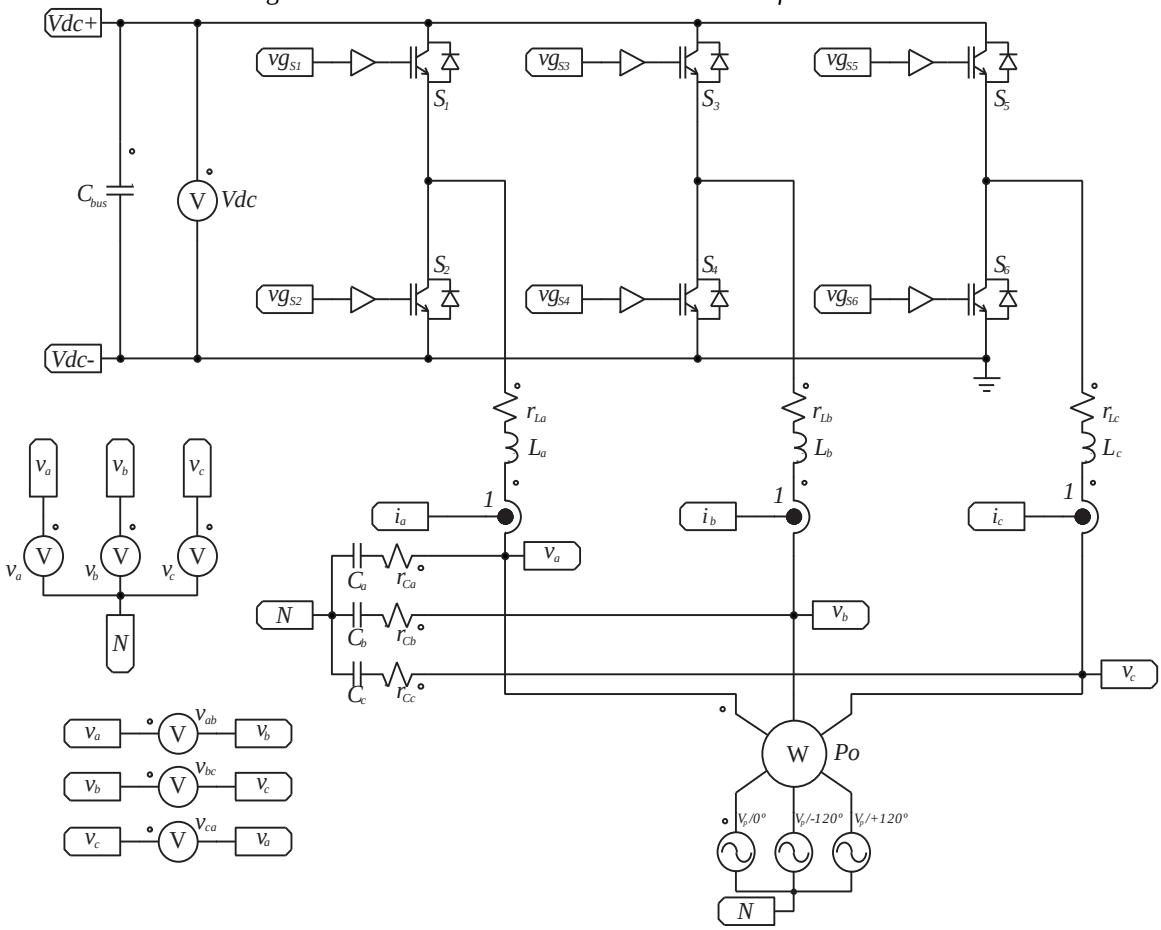


Fonte: Próprio autor.

5.1.4 Modelo de simulação do inversor trifásico

O modelo do retificador, Figura 5.15, consiste no conjunto de semicondutores (S_1, S_2, ..., S_6); no link DC com o capacitor C_{bus}; no bloco de geração dos gatilhos (vg_{S1}, vg_{S2}, ..., vg_{S6}); nos sensores de leitura de corrente e de tensão; assim como seus filtros.

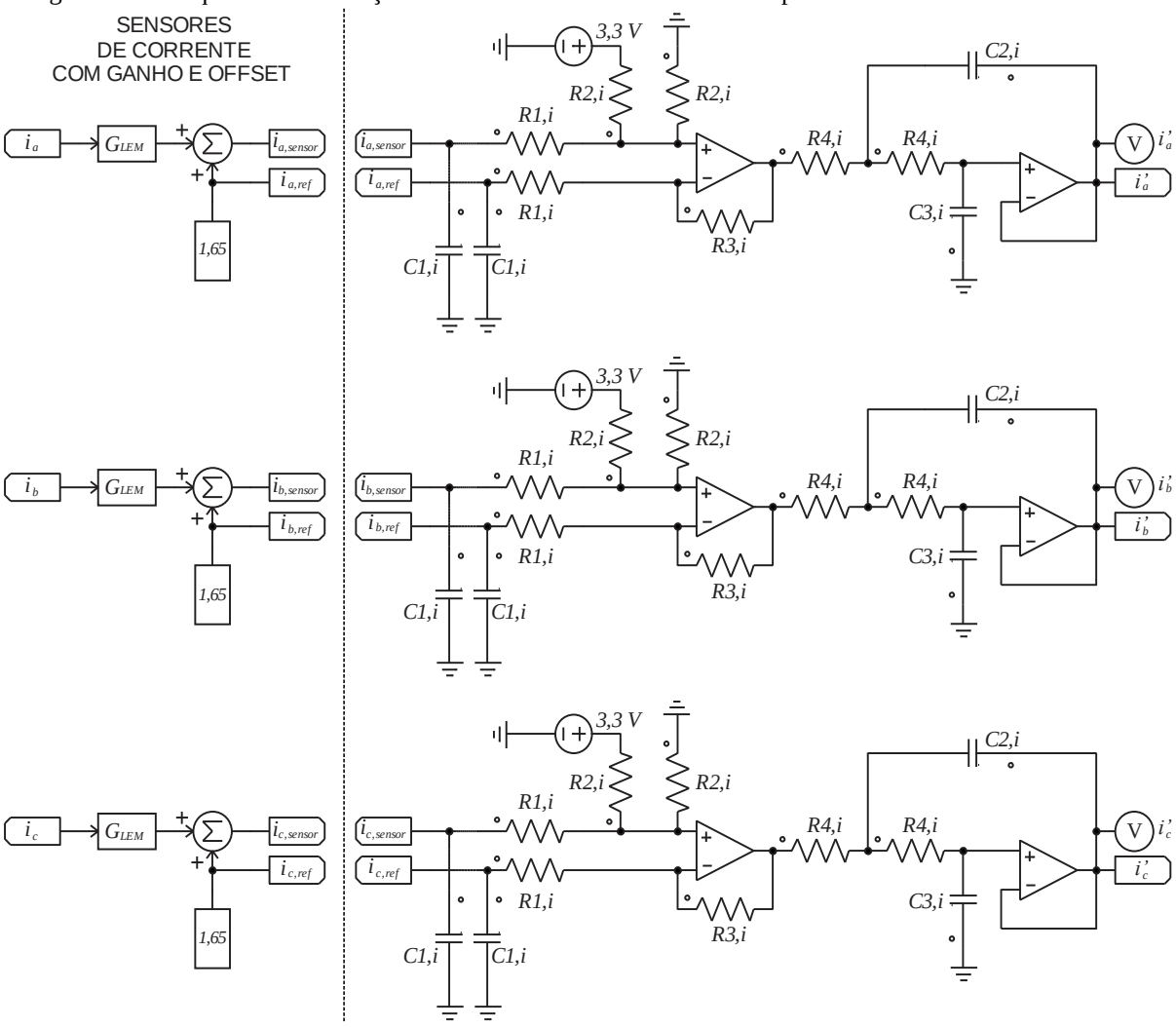
Figura 5.15 – Estrutura do inversor definido no *software* PSIM.



Fonte: Próprio autor.

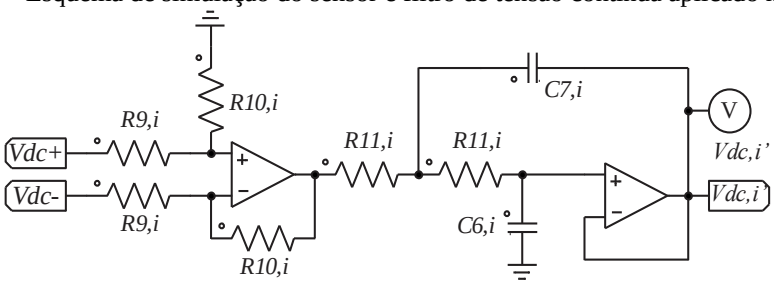
Apresentam-se as estruturas dos sensores e dos filtros utilizados para realizar a leitura das correntes, tensão no link DC e tensões alternadas na Figura 5.16, Figura 5.17 e Figura 5.18, respectivamente. O cálculo dos valores dos resistores e capacitores são apresentados na Seção 5.2.1.

Figura 5.16 - Esquema de simulação dos sensores e filtros de correntes aplicados nos terminais do inversor.



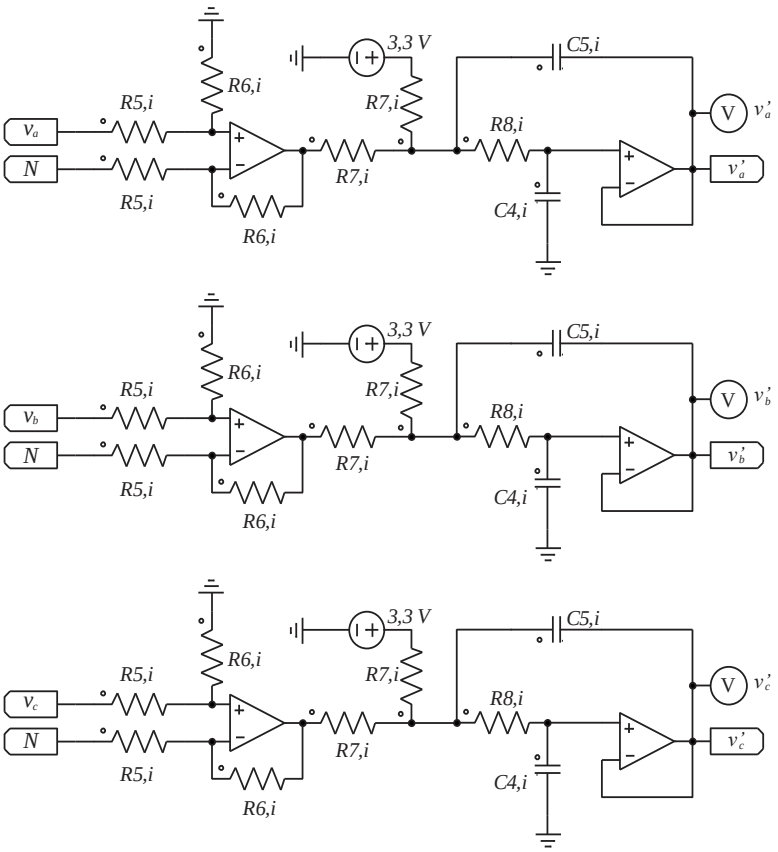
Fonte: Próprio autor.

Figura 5.17 - Esquema de simulação do sensor e filtro de tensão contínua aplicado no link DC.



Fonte: Próprio autor.

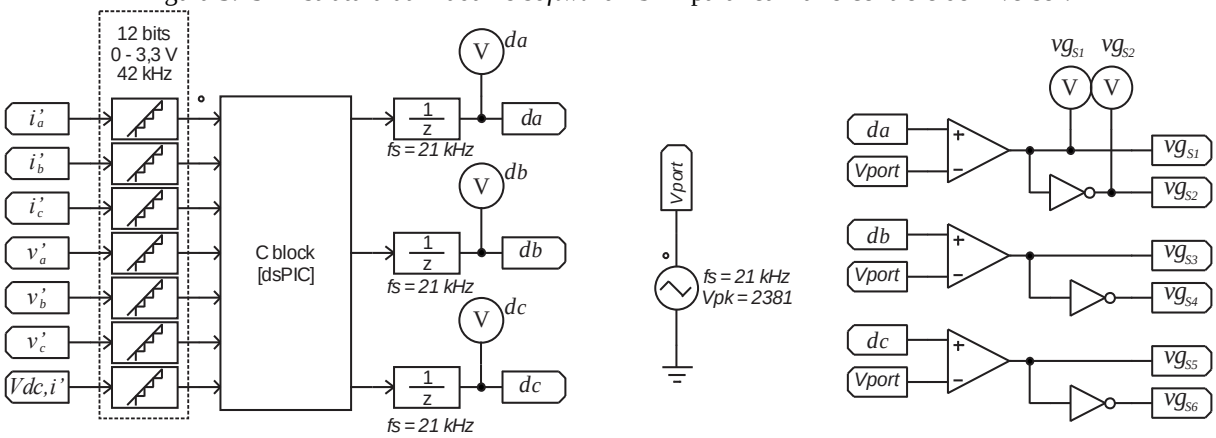
Figura 5.18 - Esquema de simulação dos sensores e filtros de tensão alternada aplicados nos terminais da rede elétrica.



Fonte: Próprio autor.

Assim como o retificador, o inversor é controlado por um microcontrolador representado por um *C block* (Figura 5.19) o qual lê os sinais dos sensores (i'_a, i'_b, i'_c, v'_a, v'_b, v'_c e $V_{dc,i}'$) e gera os sinais modulantes *da*, *db* e *dc* que irão definir os sinais de gatilhos após passar pelo módulo PWM.

Figura 5.19 - Estrutura utilizada no *software* PSIM para realizar o controle do inversor.



Fonte: Próprio autor.

5.2 Dimensionamento e escolha dos componentes do circuito de potência

O dimensionamento do WECS deve ser tal que seus componentes sejam capazes de processar toda a potência extraída do vento.

5.2.1 Sensores e filtros de tensão e corrente

Sensores de corrente e tensão são utilizados no WECS além de filtros, cuja função é eliminar possíveis ruídos que dependem da característica do sinal. Cada sensor é dimensionado em função das condições nominais do WECS e cada filtro em função da frequência de corte a qual deve suficiente para rejeitar harmônicos do sinal de entrada, conforme exposto nas subseções seguintes.

5.2.1.1 Sensor e filtro de corrente do gerador

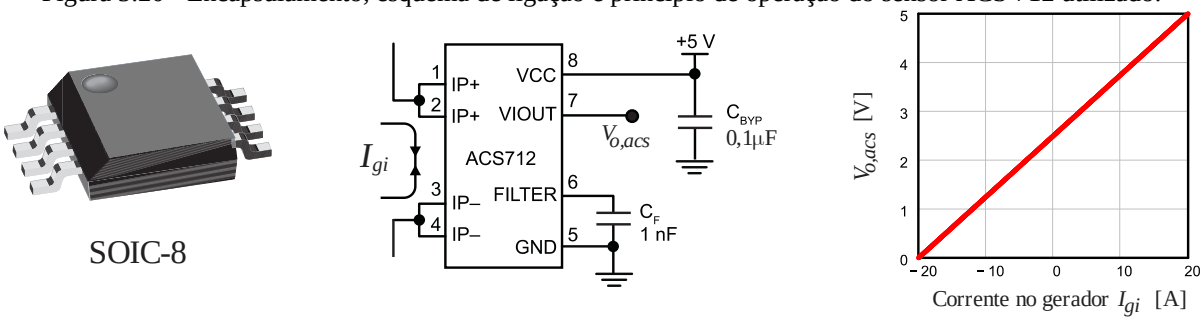
A condição de operação nominal do conversor ocorre quando a velocidade do vento é igual a 10 m/s. Nesta situação, o algoritmo de MPPT faz com que a potência $P_{3\Phi}$ processada pelo conversor seja igual a 6 kW e a velocidade angular da turbina seja igual a 28,6 rad/s (Figura 5.5). Desta forma, a partir da Equação (3.14), pode-se calcular a corrente máxima que irá circular no gerador $I_{gi,pico}$:

$$P_{3\phi} = 3 \cdot \left(\frac{E_{i,pico}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{gi,pico}}{\sqrt{2}} \right) \Rightarrow$$
$$I_{gi,pico} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_{3\phi}}{E_{i,pico}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_{3\phi}}{k_{\omega} \cdot \omega} = \frac{2}{3} \cdot \frac{6000}{20,489 \cdot 28,649} = 6,8A \tag{5.4}$$

Optou-se pela utilização do sensor ACS 712 (Figura 5.20), o qual opera com faixa de corrente de ±20 A, possui ganho de R_{sh} de 0,125 e apresenta uma tensão na saída seguindo a equação:

$$V_{o,acs} = I_{gi} \cdot R_{sh} + 2,5 \tag{5.5}$$

Figura 5.20 - Encapsulamento, esquema de ligação e princípio de operação do sensor ACS 712 utilizado.



Fonte: Adaptada de ALLEGRO (2006).

De acordo com o teorema de Shannon, a frequência de amostragem deve ser maior que o dobro da maior frequência contida em um sinal para que este possa ser reproduzido sem erro de *aliasing*. Como não se pode garantir que um sinal não contenha frequências superiores ao limite definido, são necessários filtros passa baixa com frequência de corte menor ou igual à metade da frequência de amostragem (ou frequência de Nyquist) (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

Dois filtros passa baixa de primeira ordem são inseridos no caminho de leitura desta corrente conforme apresentado no modelo de simulação (Figura 5.12). Opta-se por alocar a frequência de corte do primeiro filtro na metade da frequência de amostragem e a frequência de corte do segundo em um quarto da frequência de amostragem.

Sendo a frequência de corte de um filtro de primeira ordem dada por:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \tag{5.6}$$

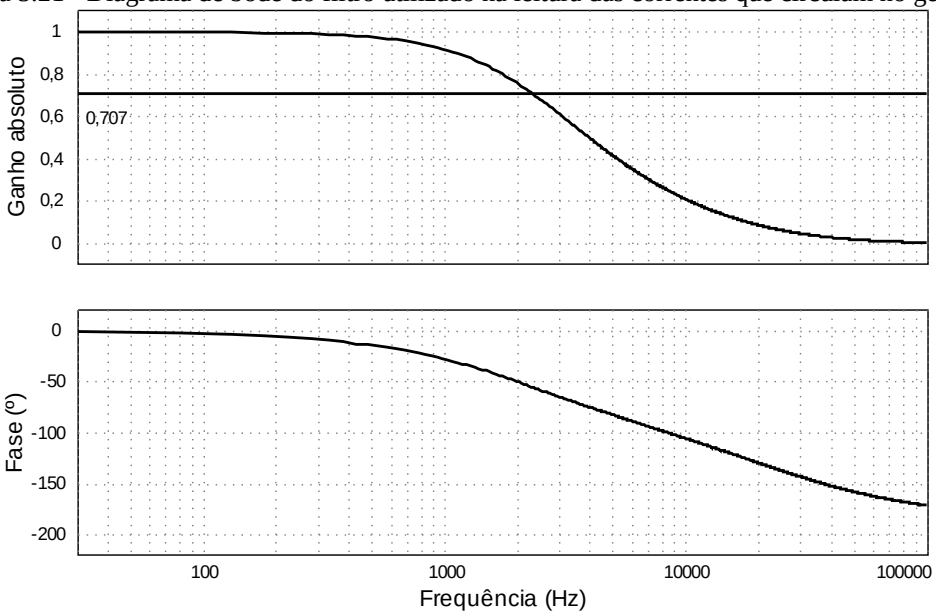
Para uma frequência de amostragem $f_{amostragem}$ de 42 kHz e *R1,r* e *R2,r* ambos igual a 10 kΩ, tem-se:

$$C1,r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R1,r \cdot \left(f_c/2 \right)} = 757,881\,pF \Rightarrow 680\,pF \tag{5.7}$$

$$C2,r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R1,r \cdot \left(f_c/4 \right)} = 1,516\,nF \Rightarrow 6,8\,nF \tag{5.8}$$

Por fim, obtém-se uma frequência de corte de 2,32 kHz conforme pode ser visto no diagrama de bode da Figura 2.21.

Figura 5.21 - Diagrama de bode do filtro utilizado na leitura das correntes que circulam no gerador.



Fonte: Próprio autor.

5.2.1.2 Sensor e filtro de tensão alternada do gerador

O sensor utilizado para realizar a leitura das tensões alternadas nos terminais do gerador é do tipo diferencial resistivo, conforme apresentado na Figura 5.13, o qual possui ganho $G_{sensor,Ei}$ de:

$$G_{sensor,Ei} = \frac{R4,r}{R3,\mathrm{r}} \tag{5.9}$$

A saída do sensor é dada por:

$$E_a^{'} = 0,5 \cdot G_{sensor,Ei} \cdot Vi + 2,5 \tag{5.10}$$

Onde V_i é a tensão entre os terminais de cada enrolamento do gerador.

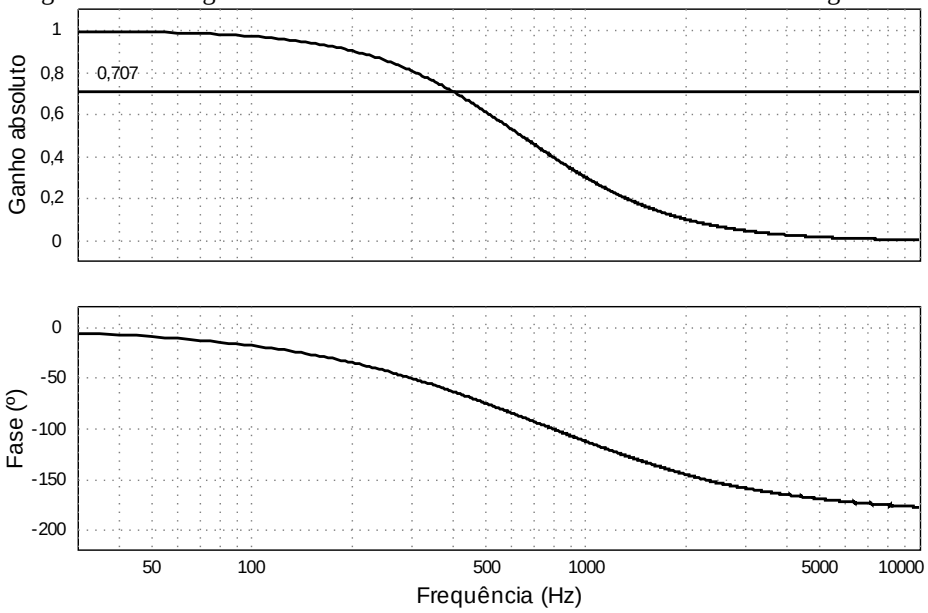
Deseja-se ler tensões entre ±500 V, e fornecer ao microcontrolador tensões entre 0 e 5V. O ganho desejado deve ser então de 0,01. Adota-se *R4,r* igual a 10 kΩ e obtém-se *R3,r* de 1 MΩ.

Para extrair desta tensão amostrada a componente de baixa frequência, alocam-se os dois pólos do filtro em 500 Hz. Faz-se *R5,r* também igual a 10 kΩ e calculam-se os capacitores:

$$C3,r = C4,r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 500Hz \cdot 10k\Omega} = 31,831nF \Rightarrow 33nF \tag{5.11}$$

Conforme pode ser visto no diagrama de bode da Figura 5.22, a frequência de corte é dada por aproximadamente 400 Hz.

Figura 5.22 - Diagrama de bode do filtro utilizado na leitura das tensões do gerador.



Fonte: Próprio autor.

5.2.1.3 Sensor e filtro de tensão contínua do link DC do lado do retificador

O sensor de tensão do link DC, responsável por fornecer dados adequados ao microcontrolador dsPIC, também é do tipo resistivo com configuração diferencial conforme apresentado na Figura 5.14.

O ganho $G_{sensor,Vdc,r}$ é dado por:

$$G_{sensor,Vdc,r} = \frac{R7,r}{R6,r} \tag{5.12}$$

E a saída do sensor é dada por:

$$Vdc,r' = G_{sensor,Vdc,r} \cdot Vdc \tag{5.13}$$

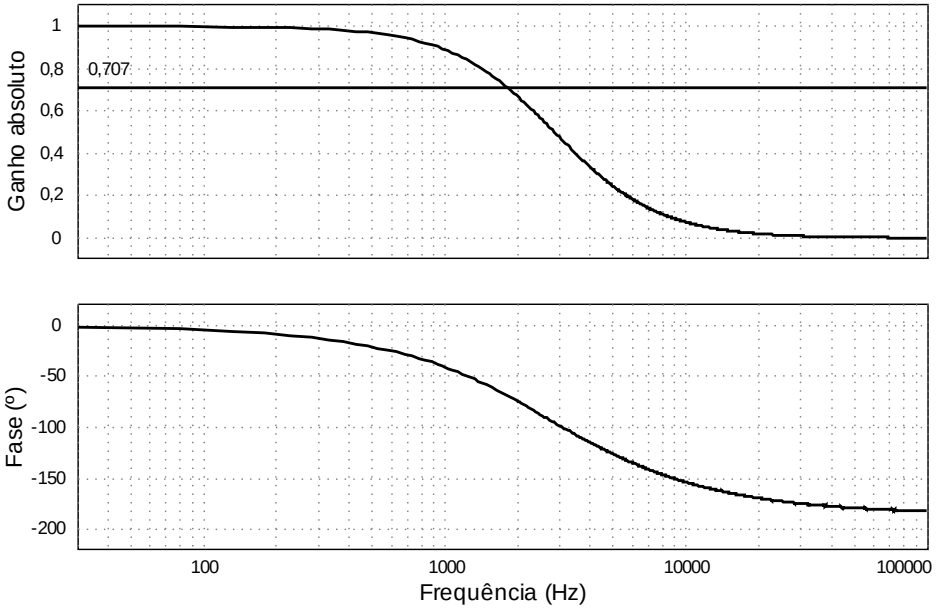
Deseja-se ler tensões entre 0 e 800 V, e fornecer ao microcontrolador tensões entre 0 e 5V. O ganho desejado $G_{sensor,Vdc,r}$ deve ser então de 6,25 m. Adota-se *R7,r* igual a 10 kΩ e obtém-se *R6,r* de 1,6 MΩ o que é alcançado com uma associação de resistores.

Alocam-se os dois pólos do filtro em 3 kHz. Faz-se *R8,r* também igual a 10 kΩ e calculam-se os capacitores:

$$C5,\mathrm{r} = C6,r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3000Hz \cdot 10k\Omega} = 5,305nF \Rightarrow 5,6nF \tag{5.14}$$

Conforme pode ser visto no diagrama de bode da Figura 5.23, a frequência de corte desta associação em cascata de dois filtros de primeira ordem é dada por aproximadamente 1,8 kHz.

Figura 5.23 - Diagrama de bode do filtro utilizado na leitura da tensão do link DC e enviada ao controle do retificador.



Fonte: Próprio autor.

5.2.1.4 Sensor e filtro de corrente da rede

Optou-se pela utilização do sensor HO 25-NP/SP33-1000 fabricado pela LEM, o qual foi configurado para ter ganho G_{LEM} de 0,037 e apresentar na saída uma tensão determinada pela equação:

$$V_{o,LEM} = i_a \cdot G_{LEM} + 1,65 \tag{5.15}$$

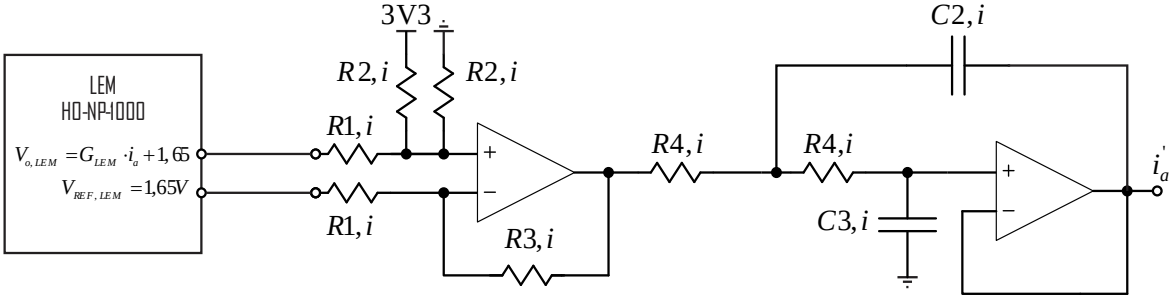
Na Figura 5.24 pode ser visto o circuito completo de leitura das correntes que circulam no inversor, o qual é composto pelo sensor LEM, por um filtro de segunda ordem e por um circuito que irá fornecer um ganho para a corrente, de modo a aumentar a precisão da leitura pelo conversor A/D do microcontrolador. Desta forma, tem-se:

$$i_a^{'} = \left(V_{o,LEM} - 1,65\right) \cdot G_{sensor,ia} + 1,65 = G_{sensor,ia} \cdot G_{LEM} \cdot i_a + 1,65 \tag{5.16}$$

Onde:

$$G_{sensor,ia} = \frac{R2,i}{R1,i} \tag{5.17}$$

Figura 5.24 - Esquema de ligação do sensor de corrente do inversor com seu filtro.



Fonte: Próprio autor.

Na condição nominal, o conversor processa e fornece à rede 6 kW. Sendo o valor de pico da tensão da rede V_p igual a 311,127, calcula-se a corrente de pico $I_{a,pico}$ que irá circular nos terminais do inversor:

$$P_{3\phi} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_p}{I_{a,\text{pico}}} \Rightarrow I_{a,\text{pico}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_{3\phi}}{V_p} = 12,9A \tag{5.18}$$

Define-se que a corrente a ser lida deve ser no máximo 20% maior que a corrente da condição nominal, ou seja, aproximadamente 15,47 A e deseja-se que a tensão fornecida ao microcontrolador seja de 3,3 V nesta situação. Para tal, define-se o ganho $G_{sensor,ia}$ necessário:

$$i_a^{'} = G_{sensor,ia} \cdot G_{LEM} \cdot i_a + 1,65 \Rightarrow G_{sensor,ia} = \frac{i_a^{'} - 1,65}{G_{LEM} \cdot i_a} = \frac{3,3 - 1,65}{0,037 \cdot 15,47} = 2,883 \tag{5.19}$$

Adota-se *R2,i* igual a 10 kΩ assim *R3,i* pode ser igual a 5,1 kΩ e pode ser então calculado o valor de *R1,i*:

$$R1,i = \frac{R3,i}{G_{sensor,ia}} = \frac{5100}{2,883} = 1769 \Rightarrow 1,8k\Omega \tag{5.20}$$

Para projetar o filtro de segunda ordem, inicia-se escrevendo a função de transferência do circuito:

$$H_{sensor,ia}(s) = \frac{\dfrac{1}{R4,i^2 \cdot C2,i \cdot C3,i}}{s^2 + \dfrac{2}{C2,i \cdot R4,i} \cdot s + \dfrac{1}{R4,i^2 \cdot C2,i \cdot C3,i}} \tag{5.21}$$

Esta pode ser associada com a função de transferência de um sistema de segunda ordem em função do fator de amortecimento ξ e da frequência natural ω_n:

$$H_{sensor,ia}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \tag{5.22}$$

Assim, tem-se:

$$\omega_n = 2 \cdot \pi \cdot f_c = \frac{1}{R4,i \cdot \sqrt{C2,i \cdot C3,i}} \tag{5.23}$$

$$\xi = \sqrt{\frac{C3,i}{C2,i}} \tag{5.24}$$

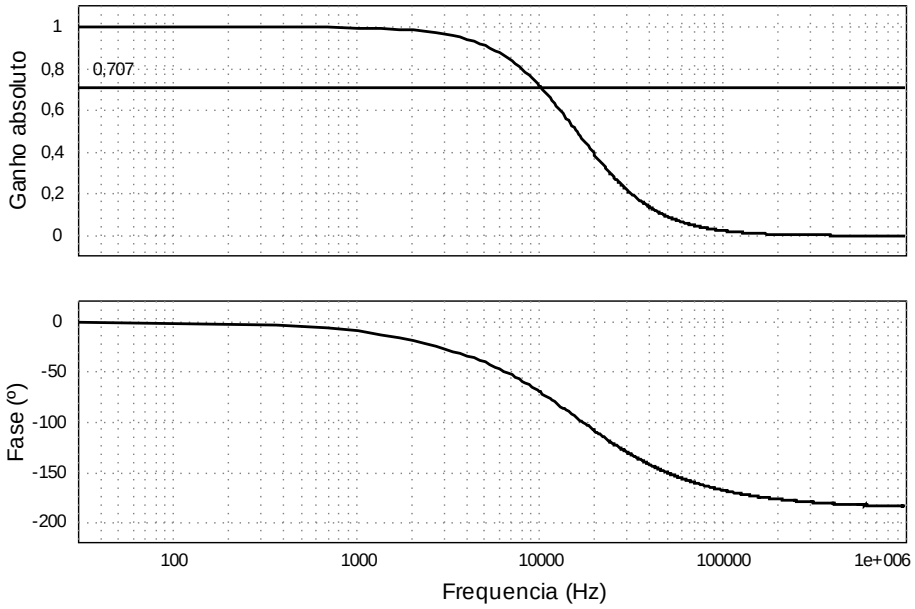
Deseja-se um fator de amortecimento de 0,707 e uma frequência de corte f_c de um quarto da frequência de amostragem $f_{amostragem}$. Fazendo-se *C3,i* igual a 1 nF, calcula-se:

$$C2,i = \frac{C3,i}{\xi^2} = 2nF \tag{5.25}$$

$$R4,i = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot \sqrt{C2,i \cdot C3,i}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \left(f_{amostragem} / 4 \right) \cdot \sqrt{C2,i \cdot C3,i}} = 10,72k\Omega \tag{5.26}$$

Ao adotar *R4,i* igual a 10 kΩ, o valor da frequência de corte aumenta para aproximadamente 11 kHz, então diminui-se o valor de *C2,i* para 1 nF e alcança-se f_c igual a 10,24 kHz, conforme pode ser visto no diagrama de bode presente na Figura 5.25.

Figura 5.25 - Diagrama de bode do filtro de segunda ordem utilizado na leitura das correntes que circulam no inversor.



Fonte: Próprio autor.

5.2.1.5 Sensor e filtro de tensão alternada da rede

O sensor utilizado para realizar a leitura das tensões da rede segue a topologia apresentada na Figura 5.18 o qual é composto por um divisor resistivo seguido por um filtro de segunda ordem.

A saída do sensor é dada por:

$$v_a^{'} = 0,5 \cdot G_{sensor,vi} \cdot v_{an} + 1,65 \tag{5.27}$$

Sendo:

$$G_{sensor,vi} = \frac{R6,i}{R5,i} \tag{5.28}$$

A tensão nominal de fase eficaz da rede é dada por 220 V_{rms}. Considera-se uma variação no valor nominal e deseja-se que o sensor forneça v_a' igual a 3,3V quando a tensão da rede for de 250 V_{rms}. Assim, tem-se:

$$v_a^{'} = 0,5 \cdot G_{sensor,vi} \cdot v_{an} + 1,65 \Rightarrow G_{sensor,vi} = \frac{3,3 - 1,65}{0,5 \cdot 250 \cdot \sqrt{2}} = 9,334m \quad (5.29)$$

Adota-se *R6,i* igual a 10 kΩ e calcula-se:

$$R5,\mathrm{i} = \frac{R6,\mathrm{i}}{G_{sensor,\mathrm{v}i}} = 1,071M\Omega \Rightarrow 1,075M\Omega \ (1M\Omega + 75k\Omega) \quad (5.30)$$

Projeta-se o filtro de segunda ordem conforme descrito anteriormente. Tem-se a função de transferência dada por:

$$H_{sensor,va}(s) = \frac{\dfrac{1}{R8,i^2 \cdot C4,i \cdot C5,i}}{s^2 + \dfrac{2}{C5,i \cdot R8,i} \cdot s + \dfrac{1}{R8,i^2 \cdot C4,i \cdot C5,i}} \quad (5.31)$$

A qual pode ser associada com a função de transferência de um sistema de segunda ordem em função do fator de amortecimento ξ e da frequência natural ω_n:

$$H_{sensor,va}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2}$$

(5.32)

$$\omega_n = 2 \cdot \pi \cdot f_c = \frac{1}{R8,i \cdot \sqrt{C4,i \cdot C5,i}} \quad (5.33)$$

$$\xi = \sqrt{\frac{C4,i}{C5,i}} \quad (5.34)$$

Deseja-se uma frequência de corte f_c de 4,7 kHz e o fator de amortecimento de 0,707. Fazendo-se *C4,i* igual a 4,7 nF, calcula-se:

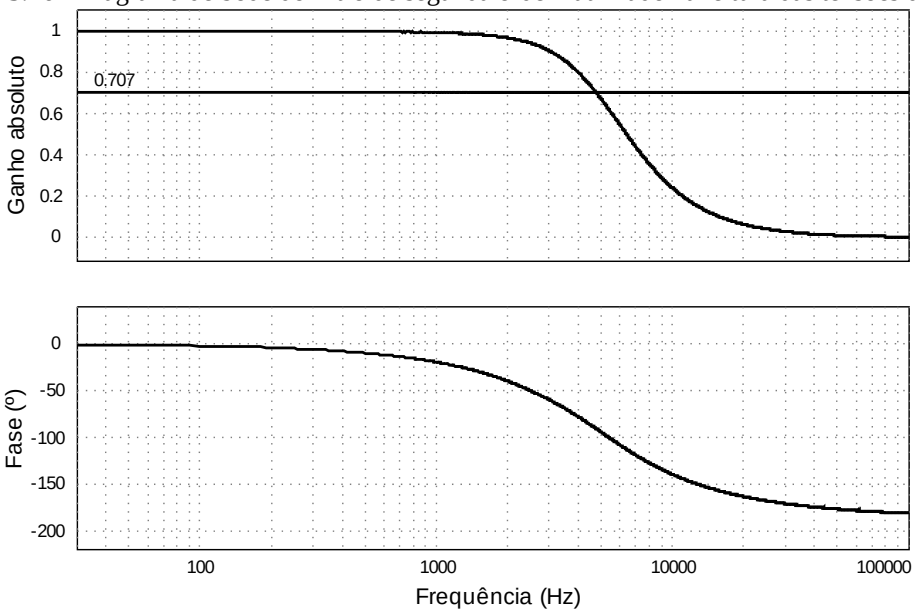
$$C5,i = \frac{C4,i}{\xi^2} = 9,4nF \Rightarrow 8,2nF \quad (5.35)$$

$$R8,i = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot \sqrt{C4,i \cdot C5,i}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 4700 \cdot \sqrt{C2,i \cdot C3,i}} = 5,095k\Omega \Rightarrow 5,1k\Omega \quad (5.36)$$

Por fim, determina-se *R7,i* igual a 10 kΩ visto que esta deve ser o dobro de *R8,i*.

Conforme pode ser visto no diagrama de bode da Figura 5.26, obtém-se a frequência de corte igual a 4,73 kHz.

Figura 5.26 - Diagrama de bode do filtro de segunda ordem utilizado na leitura das tensões da rede.



Fonte: Próprio autor.

5.2.1.6 Sensor e filtro de tensão contínua do link DC do lado do inversor

O sensor utilizado para realizar a leitura das tensões da rede segue a topologia apresentada na Figura 5.17 o qual é composto por um divisor resistivo seguido por um filtro de segunda ordem.

O ganho $G_{sensor,Vdc,i}$ é dado por:

$$G_{sensor,Vdc,i} = \frac{R10,i}{R9,i} \tag{5.37}$$

E a saída do sensor é dada por:

$$Vdc,i' = G_{sensor,Vdc,\mathrm{i}} \cdot Vdc \tag{5.38}$$

Deseja-se ler tensões entre 0 e 800 V, e fornecer ao microcontrolador tensões entre 0 e 3,3 V. O ganho desejado $G_{sensor,Vdc,i}$ deve ser então de 4,125 m. Adota-se *R10,i* igual a 10 kΩ e obtém-se *R9,i* de 800 kΩ, o que é alcançado com uma associação de resistores.

Projeta-se o filtro de segunda ordem conforme descrito anteriormente:

$$\omega_n = 2 \cdot \pi \cdot f_c = \frac{1}{R11,i \cdot \sqrt{C6,i \cdot C7,i}} \tag{5.39}$$

$$\xi = \sqrt{\frac{C6,i}{C7,i}} \tag{5.40}$$

Deseja-se uma frequência de corte f_c de 1,8 kHz e o fator de amortecimento de 0,707. Fazendo-se *C6,i* igual a 5,6 nF, calcula-se:

$$C7,i = \frac{C6,i}{\xi^2} = 11{,}197nF \tag{5.41}$$

$$R11,i = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot \sqrt{C6,i \cdot C7,i}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1800 \cdot \sqrt{C6,i \cdot C7,i}} = 11{,}166k\Omega \Rightarrow 10k\Omega \tag{5.42}$$

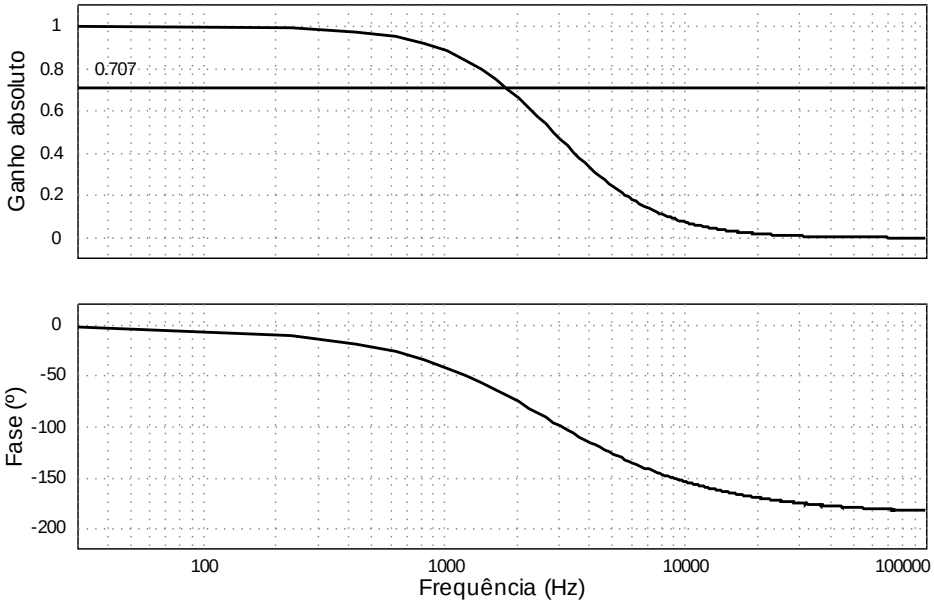
Ao adotar *R11,i* igual a 10 kΩ, o valor da frequência de corte aumenta para aproximadamente 11 kHz, então diminui-se o valor de *C7,i* para 5,6 nF.

A função de transferência do filtro é dada por:

$$\begin{gathered} H_{sensor,Vdc,i}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \\ H_{sensor,Vdc,i}(s) = \frac{\dfrac{1}{R11,i^2 \cdot C6,i \cdot C7,i}}{s^2 + \dfrac{2}{C7,i \cdot R11,i} \cdot s + \dfrac{1}{R11,i^2 \cdot C6,i \cdot C7,i}} \end{gathered} \tag{5.43}$$

Cujo diagrama de bode pode ser visto na Figura 5.27. Observa-se que a frequência de corte f_c é de 1,8 kHz.

Figura 5.27 - Diagrama de bode do filtro de segunda ordem utilizado na leitura da tensão do link DC e enviada ao controle do inversor.



Fonte: Próprio autor.

5.2.2 Semicondutores e drivers

No Apêndice A e no Apêndice B são apresentados os cálculos dos esforços de corrente no semicondutores utilizados no retificador e no inversor. Conforme pode ser visto na Tabela A-1 e na Tabela A-2, os valores médio e eficaz das correntes são baixos quando comparados aos valores nominais dos semicondutores que suportam tensão reversa maior ou igual a V_{dc}.

Optou-se pelo uso do diodo Schottky SiC (*Silicon Carbide*) fabricado pela CREE C4D05120A, o qual suporta tensão reversa de 1200 V e corrente direta de 8 A, para ser utilizado no retificador ($D_{1,a}$, $D_{2,a}$, $D_{1,b}$, $D_{2,b}$, $D_{1,c}$, $D_{2,c}$).

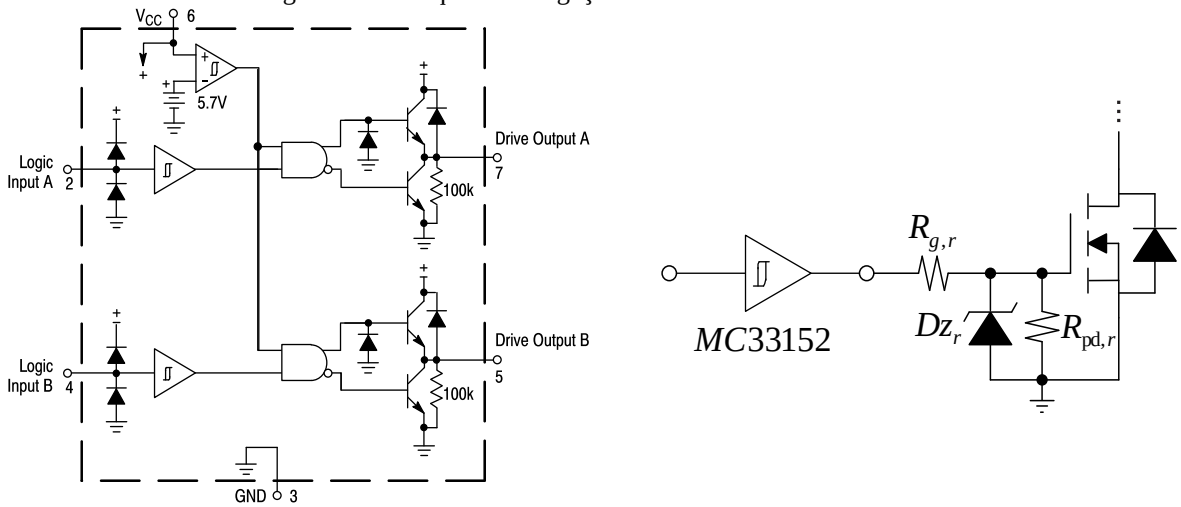
Como interruptores do retificador ($S_{1,a}$, $S_{2,a}$, $S_{1,b}$, $S_{2,b}$, $S_{1,c}$, $S_{2,c}$) foram utilizados semicondutores do tipo IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) IRG4PF50WD fabricados pela *International Rectifier* o qual suporta tensões reversas de 900 V e correntes contínuas de 28 A. Este IGBT (o qual apresenta como benefícios baixas perdas por condução, redução de ruídos e interferências eletromagnéticas) possui um diodo de recuperação ultra rápida suave que suporta correntes contínuas de 16 A.

Em função da vantagem apresentada pelo retificador ao possuir todos os interruptores com terminal emissor comum, não são necessários drivers de acionamento isolados nem com proteções avançadas (não há a possibilidade de curto-circuito de braço, por exemplo). Utilizou-se o driver duplo MC33152 fabricado pela *On Semicondutor*, o qual

apresenta o esquema de ligação interno da Figura 5.28. Os sinais lógicos advém do microcontrolador (níveis lógicos de 0 - 5 V) e gatilham o IGBT com sinais com níveis lógicos de 0 - 15 V (Valor da alimentação do driver).

Na Figura 5.28 também pode ser visto o esquema de ligação entre o driver e o IGBT. São adicionados apenas o resistor de gatilho $R_{g,r} = 11\ \Omega$, o resistor $R_{pd,r} = 4{,}7\ k\Omega$, que garante o bloqueio do interruptor (resistor de *pull-down*), e o diodo zener D_{zr} em paralelo com os terminais *gate source*.

Figura 5.28 - Esquema de ligação interna do driver MC33152.



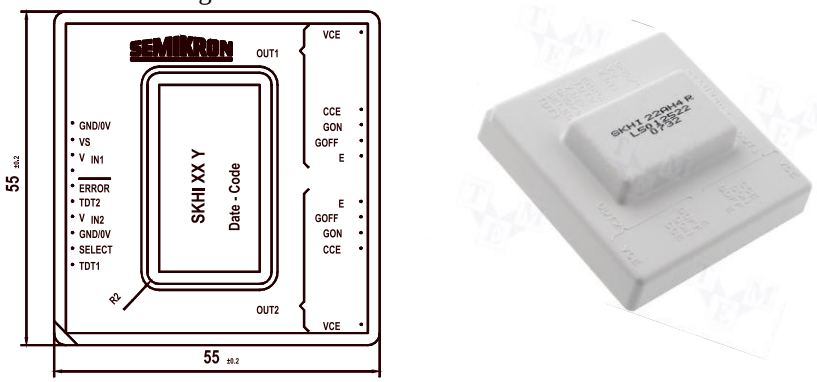
Fonte: Próprio autor.

Para interruptores do inversor (S_1, S_2, S_3, S_4, S_5 e S_6), utilizaram-se os IGBTs GA35XCP12-247 fabricados pela GeneSic, os quais possuem diodos de roda livre com tecnologia SiC garantindo assim menores perdas por chaveamento. Tanto o IGBT quanto o diodo suportam tensões reversas de até 1200 V e correntes diretas de 35 A.

Para o acionamento destes IGBTs, utilizou-se do driver duplo fabricado pela SEMIKRON SKHI 22BR (Figura 5.29) o qual apresenta: proteção de curto-circuito garantida através do monitoramento da tensão entre coletor e emissor (V_{CE}); bloco de intertravamento entre o IGBT superior e inferior de um braço; isolação por meio de transformadores; proteção contra sub-tensão na alimentação (abaixo de 13 V em função de ser alimentado com 15 V); e saídas que notificam falhas.

Em função da necessidade de sinais lógicos com níveis 0 - 15 V para acionamento deste driver, o *buffer* SN7404 fabricado pela Texas Instruments foi utilizado para adequar os sinais lógicos advindos do microcontrolador (entre 0 - 5 V).

Figura 5.29 - Driver SEMIKRON SKHI 22BR.



Fonte: SEMIKRON (2008).

5.3 Projeto dos controladores e escolha dos microcontroladores de sinais

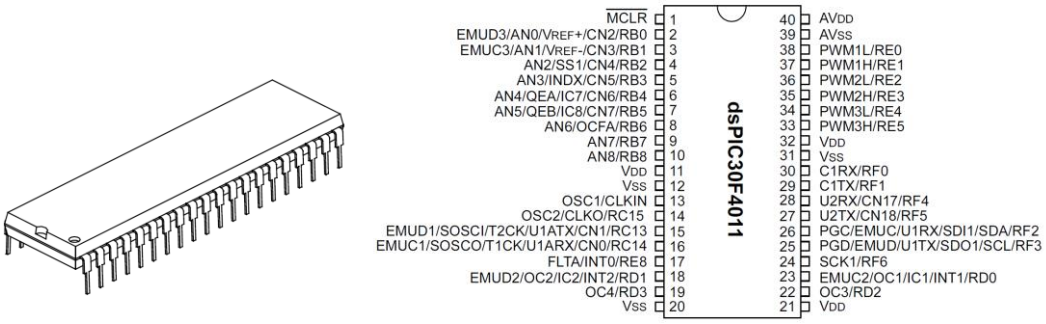
Nesta seção é detalhado o princípio de funcionamento das estratégias de controle utilizadas no estágio retificador e inversor assim como quais microcontroladores são designados para executar as tarefas requeridas por tais estratégias.

5.3.1 Estágio retificador

Em função da técnica de autocontrole ser mais simples e requerer menor capacidade de processamento, utiliza-se o DSC (*Digital Signal Controller*) dsPIC 30F4011 (Figura 5.30) de 16 bits e cuja velocidade de processamento pode atingir 30 MIPS (*Millions of Instructions Per Second*) fabricado pela Microchip para controlar os interruptores do retificador.

Este microcontrolador possui: 40 pinos (encapsulamento PDIP-40), dentre os quais se encontram os pinos de alimentação (0 - 5 V) e os pinos de I/O (*Input/Output*) com capacidade de fornecimento de até 25 mA; 3 módulos PWMs cada qual configurado para controlar uma fase do retificador; conversor A/D (Analógico/Digital) de 10 bits com 9 canais de entrada, dos quais são utilizados apenas 7 (leitura das três correntes I_{ga}, I_{gb}, I_{gc}, das três tensões E_a, E_b, E_c e do link DC V_{dc}); módulo DSP (*Digital Signal Processor*), que consiste em um multiplicador de 17 bits x 17 bits com acumuladores de 40 bits e com capacidade de execução de instruções em um ciclo de *clock*, o qual será utilizado para viabilizar a execução da técnica de controle proposta.

Figura 5.30 - Microcontrolador dsPIC 30F4011.



Fonte: Microchip (2010).

De acordo com o MPPT utilizado (Equação (3.20)), é necessário aferir a frequência da tensões induzidas no gerador.

Para tal, um *timer* do microcontrolador é programado para gerar uma interrupção a cada Δ=12 μs e, a cada vez que ocorre a interrupção, uma variável denominada *aux* sofre um incremento de um (*aux = aux + 1*).

Paralelamente, as tensões induzidas são lidas pelo conversor A/D com uma taxa de amostragem de 21 kHz e, conforme pode ser visto na Figura 5.31, são gerados os sinais *ciclo_a*, *ciclo_b* e *ciclo_c* que determinam digitalmente o comportamento das tensões induzidas ($v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_c(t)$). Conforme vão se apresentando bordas de subida e descida destes sinais, determinam-se as variáveis *un_a_up*, *un_a_down*, *un_b_up*, *un_b_down*, *un_c_up* e *un_c_down*. Quando, por exemplo, é detectada uma borda de subida no sinal *ciclo_a*, o valor da variável *aux* é armazenado na variável *un_a_up* e *aux* é zerado para que possa iniciar a contagem novamente. Quando é detectada uma borda de descida no sinal *ciclo_a*, o valor da variável *aux* é armazenado na variável *un_a_down* e *aux* é novamente zerada. E assim para as demais fases, ou seja, as variáveis *un_a_up*, *un_a_down*, *un_b_up*, *un_b_down*, *un_c_up* e *un_c_down* contêm, cada uma, uma fração de unidades do período T_g, o qual é definido como:

$$T_g = \frac{1}{f_g} = \Delta \cdot (un_tempo) \tag{5.44}$$

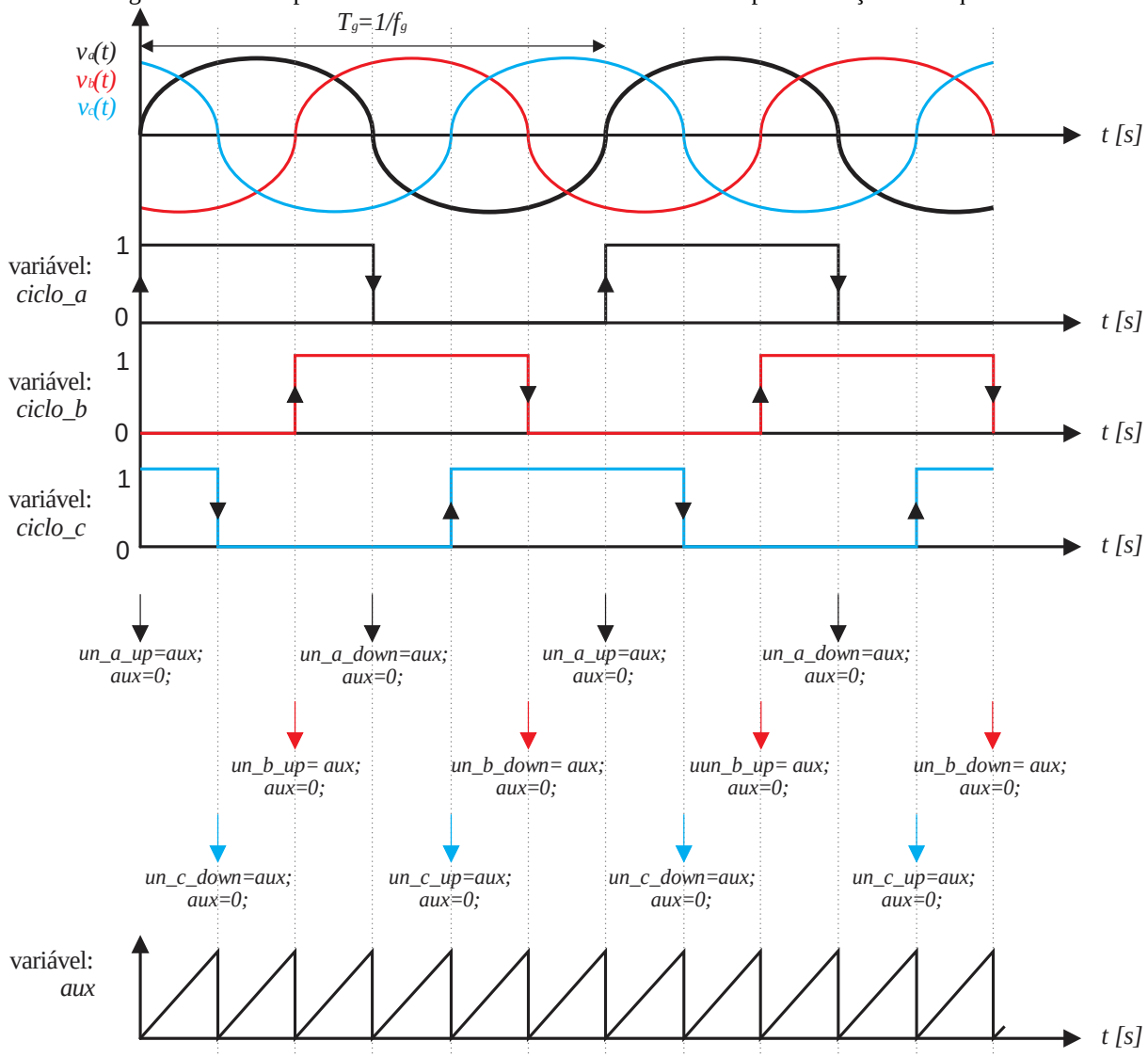
Sendo:

$$\begin{aligned} un_tempo = {} & \text{un_a_up} + \text{un_a_down} + \ldots \\ & + \text{un_b_up} + \text{un_b_down} + \ldots \\ & + \text{un_c_up} + \text{un_c_down} \end{aligned} \tag{5.45}$$

Assim, reescreve-se a função do autocontrole em termos da variável *un_tempo*:

$$k_{i(mppt)} = \left(\frac{3 \cdot k_{\omega}^{2} \cdot 30 \cdot p}{2 \cdot R_{sh} \cdot \text{mod} \cdot V_{dc} \cdot k_{ótimo} \cdot 120 \cdot \pi} \right) \cdot \frac{1}{f_g}$$
$$k_{i(mppt)} = \left(\frac{3 \cdot k_{\omega}^{2} \cdot 30 \cdot p \cdot \Delta}{2 \cdot R_{sh} \cdot \text{mod} \cdot V_{dc} \cdot k_{ótimo} \cdot 120 \cdot \pi} \right) \cdot (un_tempo) \quad (5.46)$$

Figura 5.31 - Comportamento das variáveis do dsPIC utilizadas para detecção de frequência.



Fonte: Próprio autor.

Calculado o valor de $k_{i(mppt)}$, determinam-se os sinais modulantes (*dga*, *dgb* e *dgc*) que, após passar pelo módulo PWM, definem os sinais de gatilho do conversor ($vg_{S1,a}$, $vg_{S2,a}$, $vg_{S1,b}$, $vg_{S2,b}$, $vg_{S1,c}$, e $vg_{S2,c}$):

$$dga = k_{i(mppt)} \cdot I'_{ga}(\mathrm{t})_{retificado}$$
$$dga = k_{i(mppt)} \cdot \left(I_{ga_{AD_{retificado}}} / H_{A/D} \right) \tag{5.47}$$
$$dga = \left(\frac{3 \cdot k_{\omega}^{2} \cdot 30 \cdot p \cdot \Delta}{2 \cdot R_{sh} \cdot \left(1/V_{pk}\right) \cdot V_{dc} \cdot k_{ótimo} \cdot 120 \cdot \pi \cdot H_{A/D}} \right) \cdot (un_tempo) \cdot I_{ga_{AD_{retificado}}}$$

Como pode ser visto, o sinal modulante é definido em função da variável I_{gaAD}, a qual é igual a $I'_{ga}(t).H_{A/D}$. O ganho do conversor A/D $H_{A/D}$ é definido de acordo com a quantidade de bits disponível no módulo de conversão e faixa de tensão o qual é capaz de converter:

$$H_{A/D} = \frac{2^{10bits} - 1}{5V} = \frac{1023}{5} \tag{5.48}$$

Calcula-se o valor de pico da portadora utilizada no dsPIC, V_{pk}, em função da frequência do PWM desejada f_{PWM}, da frequência de operação do microcontrolador f_{cy} e do divisor de frequência interno do módulo PWM *prescaler* (MICROCHIP, 2010):

$$PxPTPER = \frac{f_{cy}}{f_{PWM} \cdot prescaler \cdot 2} - 1 = \frac{30MHz}{21kHz \cdot 1 \cdot 2} - 1 \simeq 713$$
$$V_{pk} = 2 \cdot PxPTPER = 1426 \tag{5.49}$$

Substituindo-se os valores das variáveis na Equação (5.47), encontra-se a Equação (5.50) final que é executada pelo microcontrolador a qual é responsável por garantir a máxima transferência de potência utilizando a técnica de autocontrole:

$$dga = 0,005881924 \cdot (un_tempo) \cdot I_{ga_{AD_{retificado}}}$$
$$dgb = 0,005881924 \cdot (un_tempo) \cdot I_{gb_{AD_{retificado}}} \tag{5.50}$$
$$dgc = 0,005881924 \cdot (un_tempo) \cdot I_{gc_{AD_{retificado}}}$$

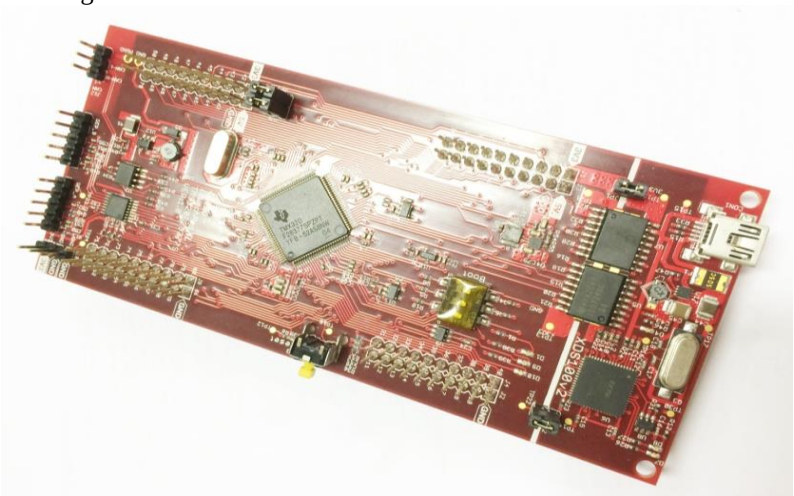
5.3.2 Estágio inversor

O controle do inversor é realizado pelo DSP TMS320F28377S-PZP de 16 bits e cuja velocidade de processamento pode atingir 200 MIPS fabricado pela Texas Instruments.

Este microprocessador possui: 100 pinos dentre os quais se encontram os pinos de alimentação (0 - 3,3 V) e os 41 pinos de I/O; conversor A/D, que pode ser configurado para operar com resolução de 12 ou 16 bits e com capacidade de 3,5 MSPS (*Million Sample Per Second*) ou 1,1 MSPS quando configurado para 12 ou 16 bits, respectivamente; 15 módulos PWM; CPU (*Central Processing Unit*) com FPU (*Floating Point Unit*); e um bloco programável TMU (*Trigonometric Math Unit*) que garante a execução mais eficiente das operações aritméticas e trigonométricas.

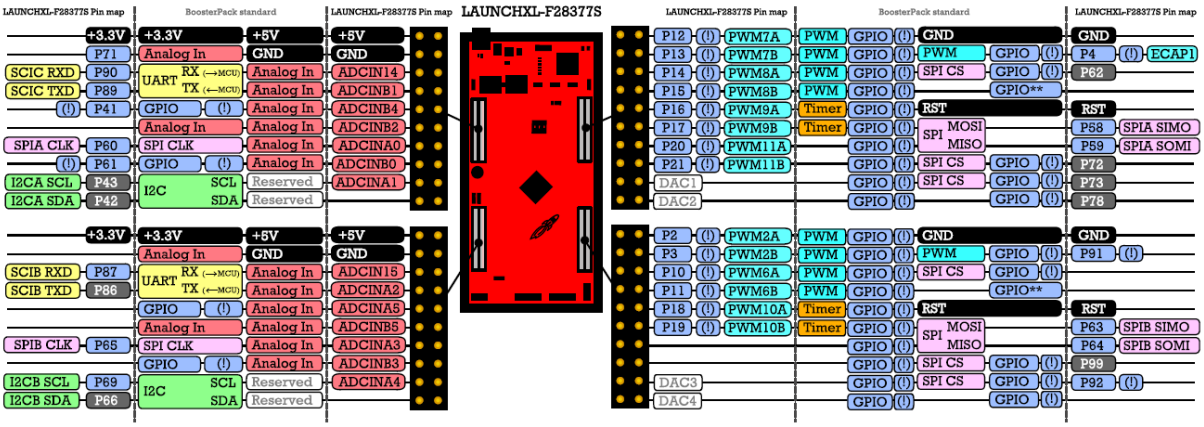
A utilização deste DSP se dá por intermédio de um kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28377S (Figura 5.32) também produzido pela Texas Instruments, cujo esquema de ligação pode ser verificado na Figura 5.33.

Figura 5.32 - Kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28377S.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.33 - Esquema de ligação do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28377S.



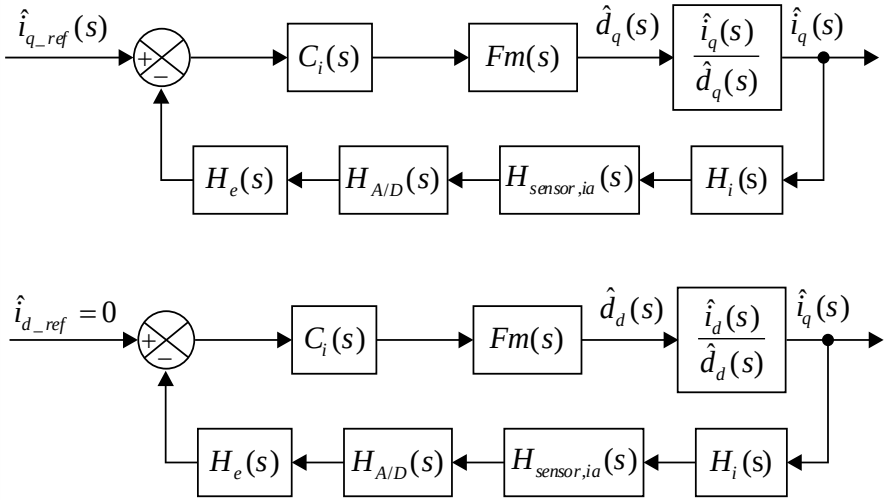
Fonte: Texas Instruments (2015).

Este microcontrolador realiza o controle das correntes de eixo direto $i_d(s)$ e em quadratura $i_q(s)$ e da tensão no link DC $v_{dc}(s)$, cujo projeto dos controladores serão apresentados a seguir.

5.3.2.1 Projeto do controlador de corrente

A Figura 5.34 apresenta o diagrama de blocos do sistema de controle das correntes $i_d(s)$ e $i_q(s)$. Como pode ser visto, o mesmo controlador $C_i(s)$ é utilizado nos dois *loops* de controle, consequência do fato das funções de transferências $i_q(s)/d_q(s)$ e $i_d(s)/d_d(s)$ serem iguais.

Figura 5.34 - Diagrama de blocos do sistema realimentado com malha de corrente no tempo contínuo.



Fonte: Próprio autor.

A função de transferência da planta depende da tensão no link DC ($V_{dc} = 700\ V$) e do valor das indutâncias de filtro ($L = 2mH$):

$$C_i(s) = \frac{\hat{i}_q(s)}{\hat{d}_q(s)} = \frac{V_{dc}}{s \cdot L + r_L} \tag{5.51}$$

A função do filtro de corrente:

$$H_{sensor,ia}(s) = \frac{\dfrac{1}{R4,i^2 \cdot C2,i \cdot C3,i}}{s^2 + \dfrac{2}{C2,i \cdot R4,i} \cdot s + \dfrac{1}{R4,i^2 \cdot C2,i \cdot C3,i}} \tag{5.52}$$

Sendo *C2,i* e *C3,i* iguais a 1 nF e *R4,i* igual a 10 kΩ conforme dimensionado na Seção 5.2.1.4.

A função de amostragem $H_e(s)$, que modela o efeito da comutação na malha de corrente, é dada por (TOFOLI; PEREIRA; PAULA, 2014):

$$H_e(s) = 1 + \frac{s}{\omega_z \cdot Q_z} + \frac{s^2}{\omega_z^2} \tag{5.53}$$

Sendo:

$$\omega_z = \pi \cdot f_s \tag{5.54}$$

$$Q_z = -\frac{2}{\pi} \tag{5.55}$$

E a frequência de chaveamento f_s de 21 kHz.

Optou-se por projetar o controlador considerando correntes com valores reais. Ou seja:

$$H_i(s) = H_{A/D}(s) = 1 \tag{5.56}$$

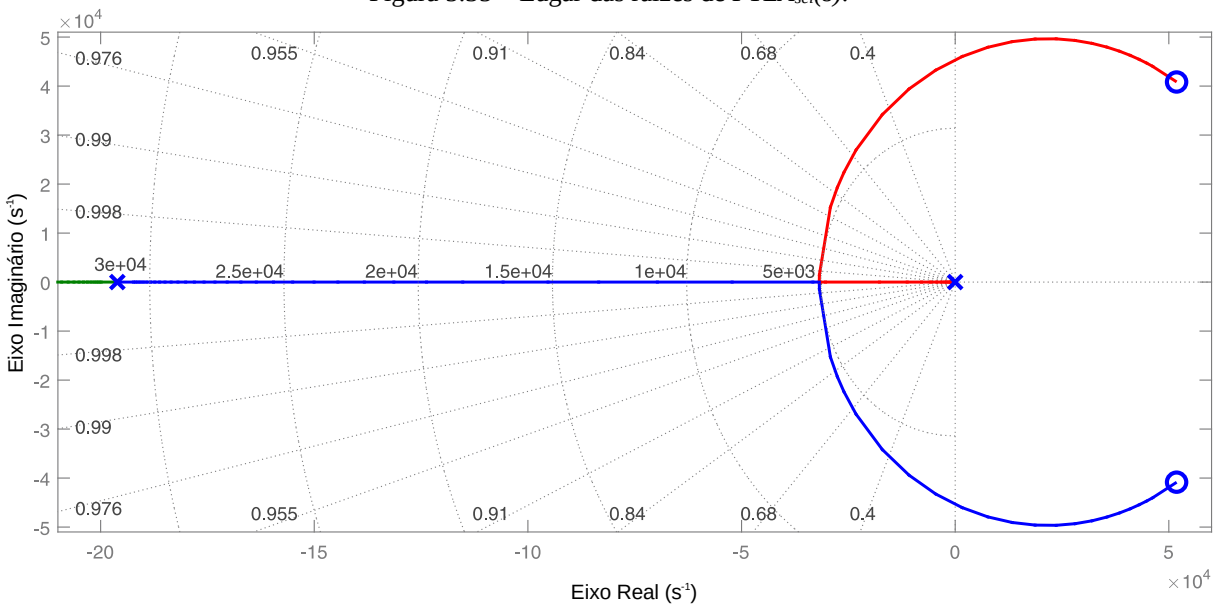
O mesmo é feito com a função de transferência do modulador $F_m(s)$ (desconsidera-se o ganho do módulo PWM):

$$F_m(s) = \frac{1}{V_{pk}} = \frac{1}{3,3V} \tag{5.57}$$

Determinadas as funções de transferência, calcula-se a função de transferência de laço aberto sem compensador de corrente, cujo lugar das raízes pode ser verificado na Figura 5.35:

$$FTLA_{sci}(s) = F_m(s) \cdot H_e(s) \cdot H_i(s) \cdot H_{A/D}(s) \cdot H_{sensor,ia}(s) \cdot \frac{\hat{i}_q(s)}{\hat{d}_q(s)} \tag{5.58}$$

Figura 5.35 – Lugar das raízes de *FTLA*$_{sci}$*(s)*.



Fonte: Próprio autor.

Escolhe-se uma frequência de cruzamento elevada o suficiente para se ter uma boa resposta transitória e baixa o suficiente para evitar a instabilidade sub-harmônica e ruídos de amplificação. Geralmente, adota-se menor que um quarto da frequência de chaveamento e, para este projeto, adotou-se um sétimo:

$$f_{ci} = \frac{1}{7} \cdot f_s = 3kHz \tag{5.59}$$

Quanto à margem de fase, a literatura recomenda mantê-la entre 45º e 90º (BARBI, 2007). Deseja-se uma margem de fase *MF* de 60º. Então com o auxílio do *software* MATLAB, projeta-se um controlador do tipo PI (Proporcional Integral):

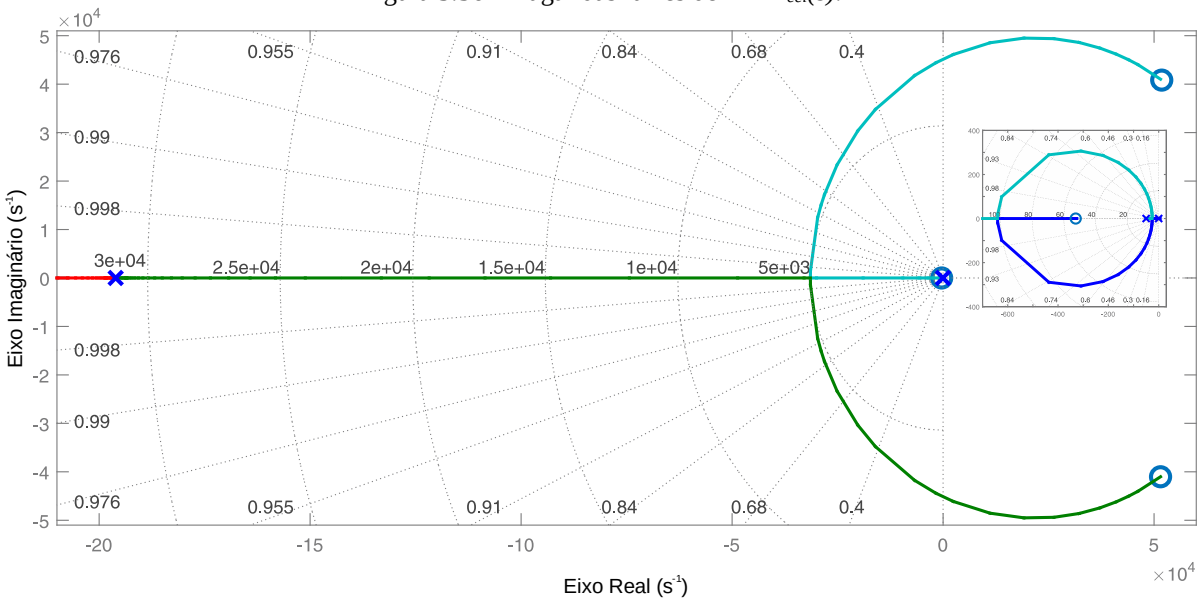
$$C_i(s) = k_p + \frac{k_p}{T_i \cdot s} = k_p + \frac{k_i}{s} = 0{,}1755 + \frac{57{,}8815}{s} \tag{5.60}$$

Assim, tem-se a função de transferência de laço aberto com compensador de corrente *FTLA*$_{cci}$*(s)* dada por:

$$FTLA_{cci}(s) = C_i(s) \cdot F_m(s) \cdot H_e(s) \cdot H_i(s) \cdot H_{A/D}(s) \cdot H_{sensor,ia}(s) \cdot \frac{\hat{i}_q(s)}{\hat{d}_q(s)} \tag{5.61}$$

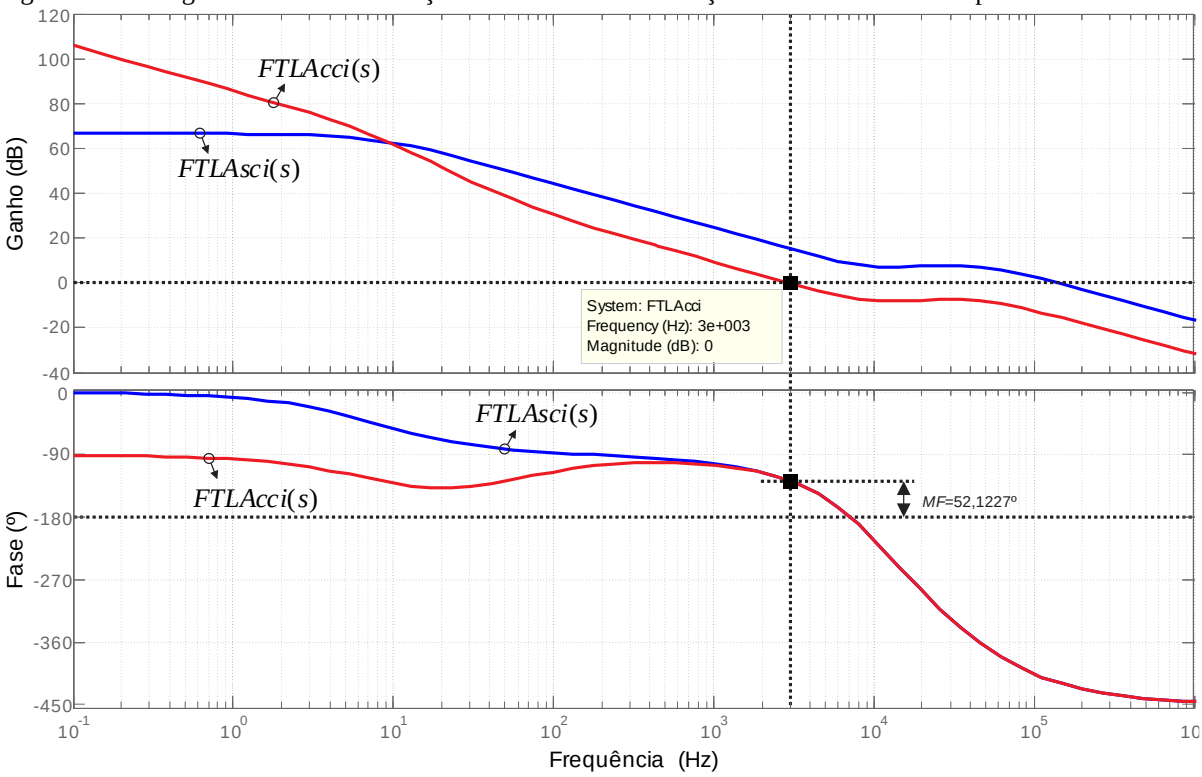
Na Figura 5.36 pode ser conferido o lugar das raízes da $FTLA_{cci}(s)$ e na Figura 5.37 estão presentes os diagramas de bode da função de transferência de laço aberto com e sem o compensador de corrente projetado. Observa-se que a frequência de cruzamento está localizada em 3 kHz e a margem de fase alcançada foi de 52,1º.

Figura 5.36 – Lugar das raízes de $FTLA_{cci}(s)$.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.37 - Diagrama de bode das funções de transferência de laço aberto sem e com compensador de corrente.



Fonte: Próprio autor.

O sistema é amostrado com o dobro da frequência de chaveamento. Logo, tem-se:

$$T_{amostragem} = \frac{1}{f_{amostragem}} = \frac{1}{2 \cdot f_s} = \frac{1}{2 \cdot 21kHz} \tag{5.62}$$

A partir da qual será feita a discretização do controlador de corrente $C_i(s)$ utilizando o método *Forward Euler* (BUSO; MATTAVELLI, 2006):

$$\begin{gathered} C_i(\mathrm{s}) = k_p + \frac{k_i}{s} = 0{,}1755 + \frac{57{,}8815}{s} \\ C_i(\mathrm{z}) = k_p + \frac{k_i}{\left(\dfrac{z-1}{T_{amostragem}}\right)} = \frac{0{,}1755 \cdot z - 0{,}1741}{z-1} \end{gathered} \tag{5.63}$$

Por fim, a partir da Equação (5.63), são obtidas as equações diferenças que serão utilizadas no microcontrolador:

$$u(k) = u(k-1) + 0{,}1755 \cdot e(k) - 0{,}1741 \cdot e(k-1) \tag{5.64}$$

Onde $u(k)$ e $u(k-1)$ são as ações de controle atual e anterior, respectivamente, e $e(k)$ e $e(k-1)$ são os erros atual e anterior, respectivamente, no tempo $t = k.T_{amostragem}$.

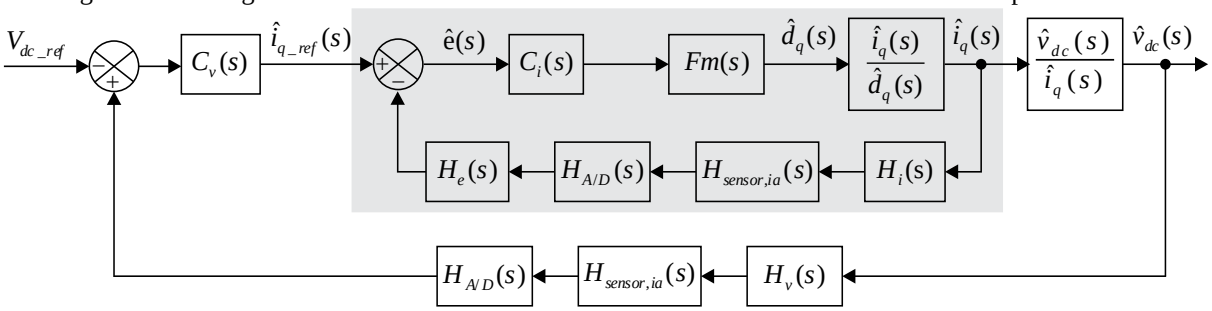
5.3.2.2 Projeto do controlador de tensão

A Figura 5.38 apresenta o diagrama de blocos do sistema de controle, que define qual o valor de corrente $i_{q_ref}(s)$ deve circular no inversor de modo a se ter a tensão do link DC igual ao valor de referência.

A função de transferência da planta depende apenas da capacitância no link DC ($C_{bus} = 1\ mF$):

$$C_v(s) = \frac{\hat{v}_{dc}(s)}{\hat{i}_q(\mathrm{s})} = \frac{1}{s \cdot C_{bus}} \tag{5.65}$$

Figura 5.38 - Diagrama de blocos do sistema realimentado com malha de corrente no tempo contínuo.



Fonte: Próprio autor.

O sinal de negativo da função de transferência foi retirado e foi invertida a lógica no diagrama de blocos: o valor de referência de tensão é subtraído do valor realimentado. Facilitar o projeto do controlador é o motivo da inversão, que não altera o princípio de funcionamento do sistema (quando a tensão no barramento está maior que o valor de referência, o erro é positivo e a ação de controle atua aumentando o valor de $i_{q_ref}(s)$, ou seja, a tensão começa a diminuir).

A função do filtro de tensão é dada por:

$$H_{sensor,Vdc,i}(s) = \frac{\dfrac{1}{R11,i^2 \cdot C6,i \cdot C7,i}}{s^2 + \dfrac{2}{C7,i \cdot R11,i} \cdot s + \dfrac{1}{R11,i^2 \cdot C6,i \cdot C7,i}}$$

(5.66)

Sendo *C6,i* e *C7,i* iguais a 5,6 nF e *R11,i* igual a 10 kΩ conforme dimensionado na Seção 5.2.1.6.

A função de transferência do sensor resistivo de tensão é dada por:

$$H_v(s) = G_{sensor,Vdc,i} = \frac{R10,i}{R9,i} \tag{5.67}$$

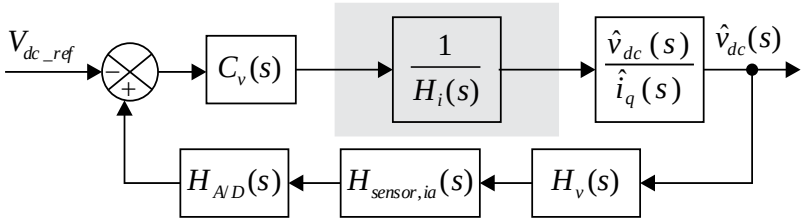
Sendo *R10,i* igual a 10 kΩ e *R9,i* igual a 800 kΩ.

A função de transferência do módulo A/D é dada por:

$$H_{A/D} = \frac{2^{12bits} - 1}{3,3V} = \frac{4095}{3,3} \tag{5.68}$$

A frequência de cruzamento do sistema de controle da malha externa (tensão) deve ser baixa para evitar distorções na corrente, além de que a frequência de cruzamento da malha interna (corrente) deve ser alta para desacoplar as duas malhas de controle e assim ter o sistema representado pelo diagrama de blocos da Figura 5.39. Conforme pode ser visto, a malha de corrente é aproximada por um ganho dado por *1/Hi(s)*.

Figura 5.39 - Diagrama de blocos simplificado do sistema realimentado com malha de tensão no tempo contínuo.

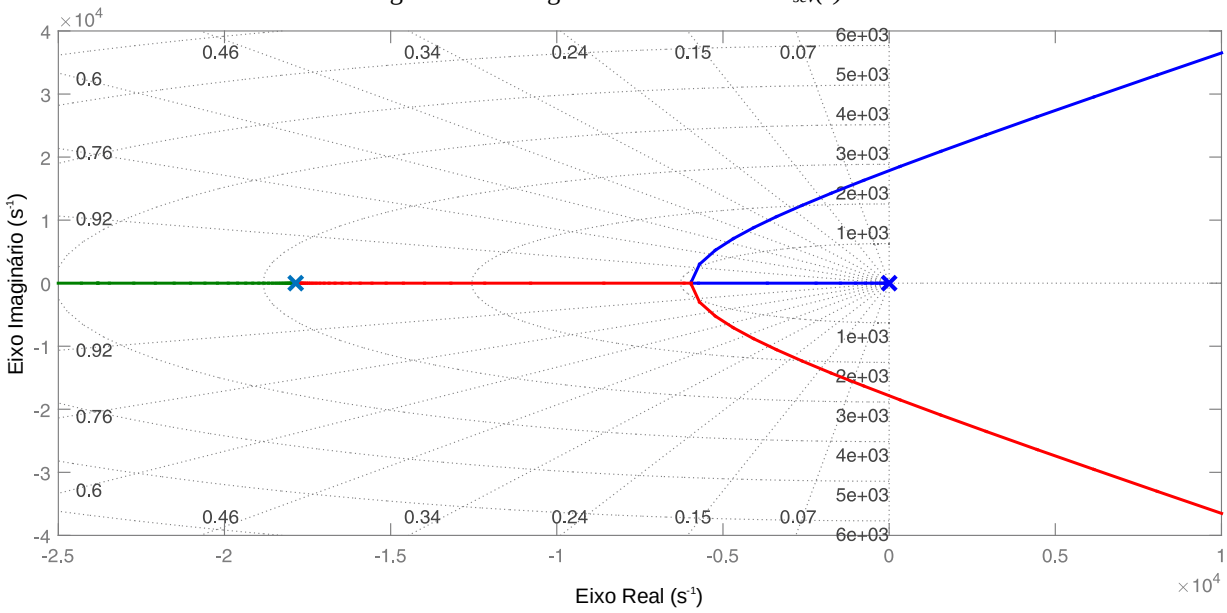


Fonte: Próprio autor.

Para o sistema exposto, tem-se a função de transferência de laço aberto sem compensador de tensão, cujo lugar das raízes pode ser conferido na Figura 5.40:

$$FTLA_{scv}(s) = \frac{1}{H_i(s)} \cdot H_v(s) \cdot H_{A/D}(s) \cdot H_{sensor,ia}(s) \cdot \frac{\hat{v}_{dc}(s)}{\hat{i}_q(s)} \tag{5.69}$$

Figura 5.40 – Lugar das raízes de *FTLA$_{scv}$(s)*.



Fonte: Próprio autor.

Em função do comentário exposto anteriormente, escolhe-se a frequência de cruzamento:

$$f_{cv} = 12Hz \tag{5.70}$$

E novamente uma margem de fase *MF* de 60º. Então, com o auxílio do *software* MATLAB, projeta-se o controlador do tipo PI (Proporcional Integral):

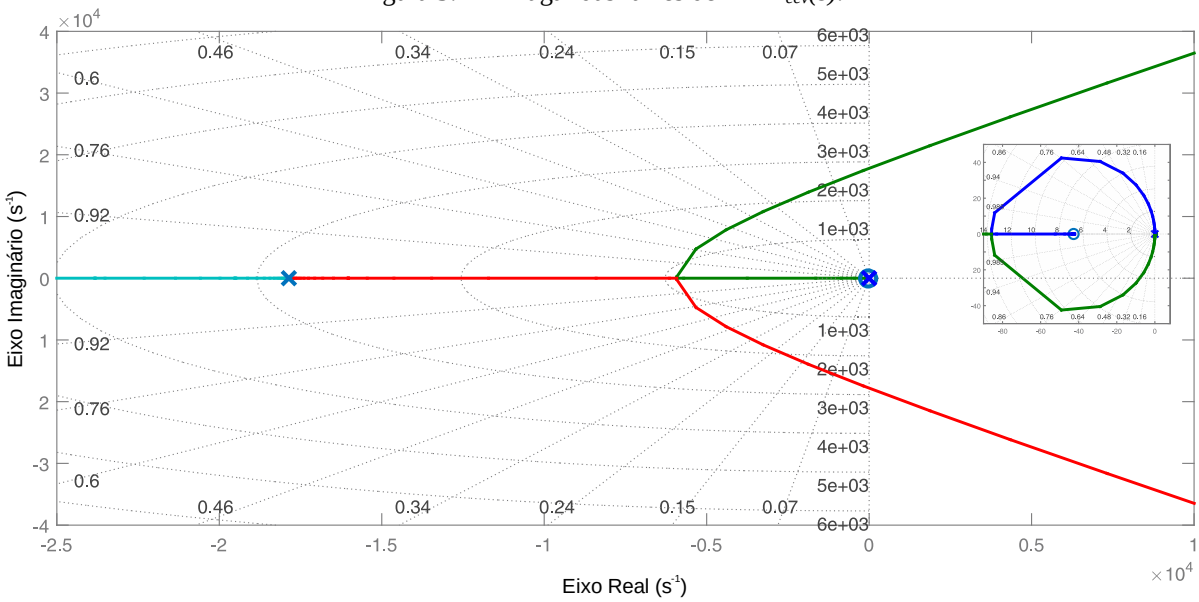
$$C_v(s) = k_p + \frac{k_p}{T_i \cdot s} = k_p + \frac{k_i}{s} = 0{,}0128 + \frac{0{,}5472}{s} \tag{5.71}$$

A função de transferência de laço aberto com compensador de tensão $FTLA_{ccv}(s)$ é dada por:

$$FTLA_{ccv}(s) = C_v(s) \cdot FTLA_{scv}(s) = \frac{1}{H_i(s)} \cdot H_v(s) \cdot H_{A/D}(s) \cdot H_{sensor,ia}(s) \cdot \frac{\hat{v}_{dc}(s)}{\hat{i}_q(s)} \tag{5.72}$$

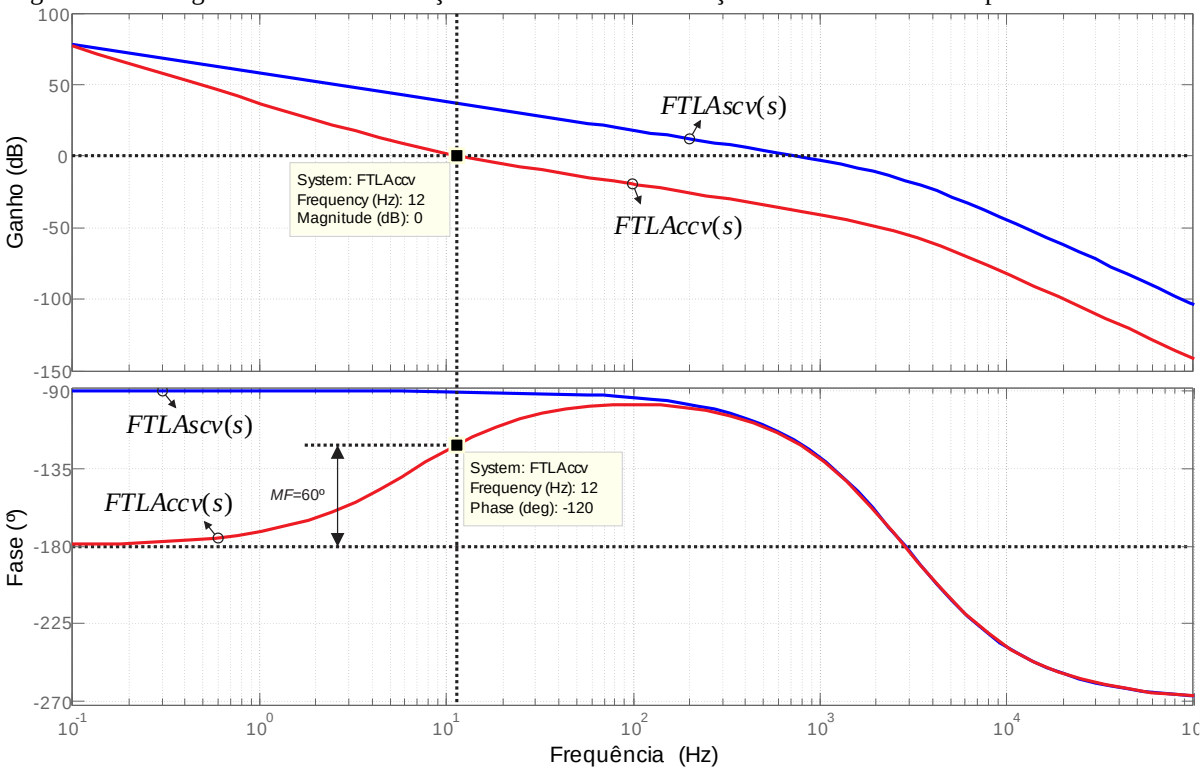
Na Figura 5.41 pode ser conferido o lugar das raízes de $FTLA_{ccv}(s)$ e na Figura 5.42 estão presentes os diagramas de bode da função de transferência de laço aberto com e sem o compensador de tensão projetado. Observa-se que a frequência de cruzamento está localizada em 12 Hz e a margem de fase alcançada foi de 60º.

Figura 5.41 – Lugar das raízes de $FTLA_{ccv}(s)$.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.42 - Diagrama de bode das funções de transferência de laço aberto sem e com compensador de tensão.



Fonte: Próprio autor.

O filtro utilizado na leitura desta tensão foi sintonizado com uma frequência de corte de 1,8kHz. A fim de não violar o teorema de Shannon (BUSO; MATTAVELLI, 2006), deve-se adotar uma frequência de amostragem maior ou igual ao dobro da frequência de corte deste filtro:

$$f_{amostragem} = 4,2kHz \Rightarrow T_{amostragem} = \frac{1}{f_{amostragem}} = \frac{1}{4,2kHz} \tag{5.73}$$

Utiliza-se do método de *Forward Euler* (BUSO; MATTAVELLI, 2006) e discretiza-se o controlador de tensão $C_v(s)$:

$$C_v(\mathrm{s}) = k_p + \frac{k_i}{s} = 0,0128 + \frac{0,5472}{s}$$
$$C_i(\mathrm{z}) = k_p + \frac{k_i}{\left(\frac{z-1}{T_{amostragem}}\right)} = \frac{0,012818 \cdot z - 0,012688}{z-1} \tag{5.74}$$

Por fim, a partir da Equação (5.74), são obtidas as equações diferenças que serão utilizadas no microcontrolador:

$$u(k) = u(k-1) + 0{,}012818 \cdot e(k) - 0{,}012688 \cdot e(k-1) \tag{5.75}$$

Onde *u(k)* e *u(k-1)* são as ações de controle atual e anterior, respectivamente, e *e(k)* e *e(k-1)* são os erros atual e anterior, respectivamente, no tempo $t = k.T_{amostragem}$.

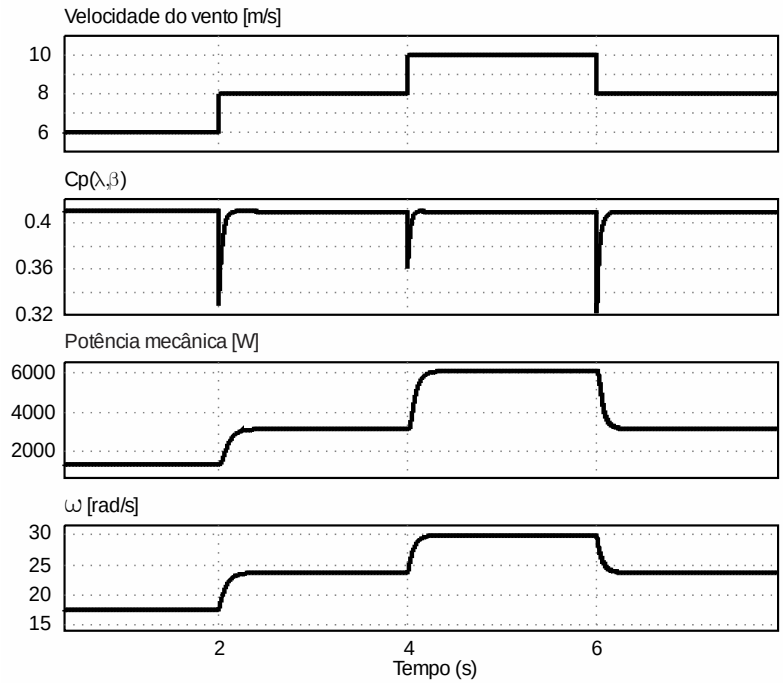
5.4 Resultados de Simulação

Simula-se o algoritmo de MPPT obedecendo a lei de controle apresentada pela Equação (5.50). De acordo com a Figura 5.5 (curva característica da turbina utilizada), para se ter máxima extração de potência em velocidades de vento iguais a 6 m/s, o controle deve impor uma corrente no gerador (ou seja, um torque resistente) tal que a velocidade da turbina passe a ser de 17,2 rad/s com potência mecânica extraída máxima de 1312 W. Para ventos de 8 m/s, a velocidade deve ser de 22,9 rad/s e a potência de 3111 W e para ventos de 10 m/s, uma velocidade angular de 28,6 rad/s.

Conforme pode ser visto na Figura 5.43, a qual apresenta a resposta do MPPT para vários degraus na velocidade do vento, há o rastreamento de máxima potência, visto que os valores são praticamente idênticos aos pontos de máxima destacados anteriormente e o coeficiente de potência segue se mantendo no seu valor máximo de 0,41.

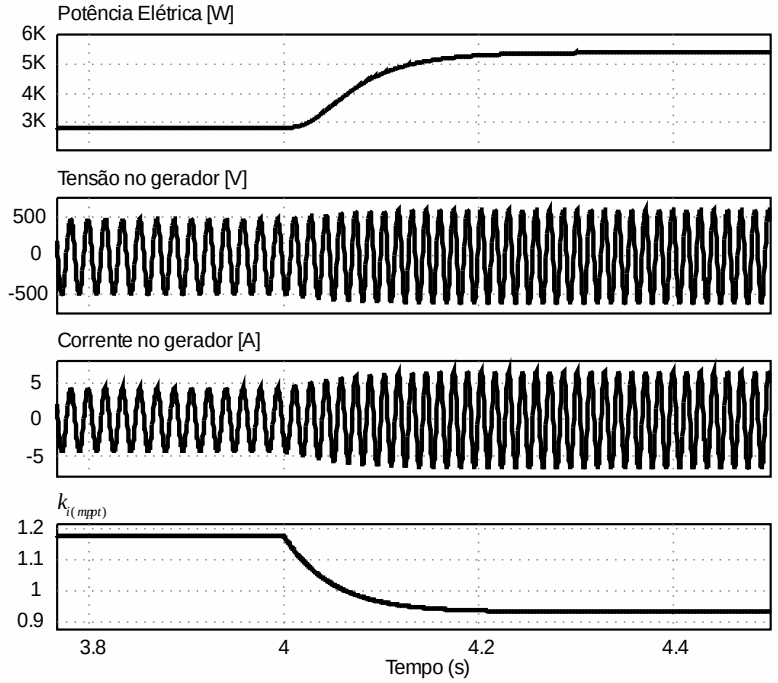
Quando a velocidade do vento aumenta, o torque imposto pela turbina se torna maior que o torque resistente imposto pelo gerador, o que acarreta um aumento na velocidade angular da turbina. O algoritmo atua de modo a aumentar o torque resistente até o novo ponto de equilíbrio, quando a velocidade para de aumentar. Este aumento de torque se dá com o aumento da corrente no gerador, o que pode ser evidenciado na Figura 5.44, na qual foi dado destaque ao momento (t = 4s) em que houve degrau na velocidade do vento de 8 m/s para 10 m/s. O valor de pico da corrente que antes era de 4,28 A passa a ser de 6,63 A e o valor de tensão aumenta de 342,5 V_{rms} para 431,7 V_{rms}, devido à característica do gerador ($E_{i,pico}=k_{\omega}.\omega$). Com este aumento nos valores da corrente e da tensão, a potência elétrica processada pelo conversor aumenta de 2,83 kW para 5,80 kW. Como pode ser visto, estes valores são inferiores ao valor de potência mecânica em função das perdas nos enrolamentos do gerador, os quais possuem resistência de 10 Ω. Na condição nominal (ventos de 10 m/s) a THD de corrente alcançada é de 1,65% e o fator de potência de 0,997.

Figura 5.43 - Resposta do algoritmo de MPPT.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.44 - Corrente e tensão no gerador para um degrau na velocidade do vento de 8 m/s para 10 m/s.

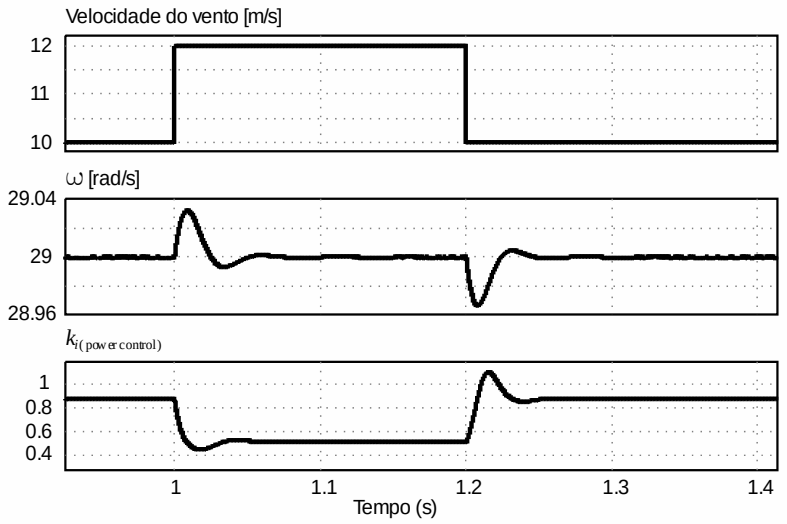


Fonte: Próprio autor.

Para velocidades do vento superiores a 10 m/s, o rastreamento do máximo ponto de potência é desabilitado e o algoritmo de limitação da potência mecânica é ativado. A topologia de controle utilizada para grampear a potência no valor nominal (Figura 2.25) possui uma malha de velocidade interna, a qual foi validada aplicando-se uma referência fixa de 29 rad/s e um

degrau na velocidade do vento de 10 m/s para 12 m/s. A regulação é realizada com um *overshoot* praticamente desprezível, Figura 5.45.

Figura 5.45 - Resposta dinâmica da malha de velocidade angular.



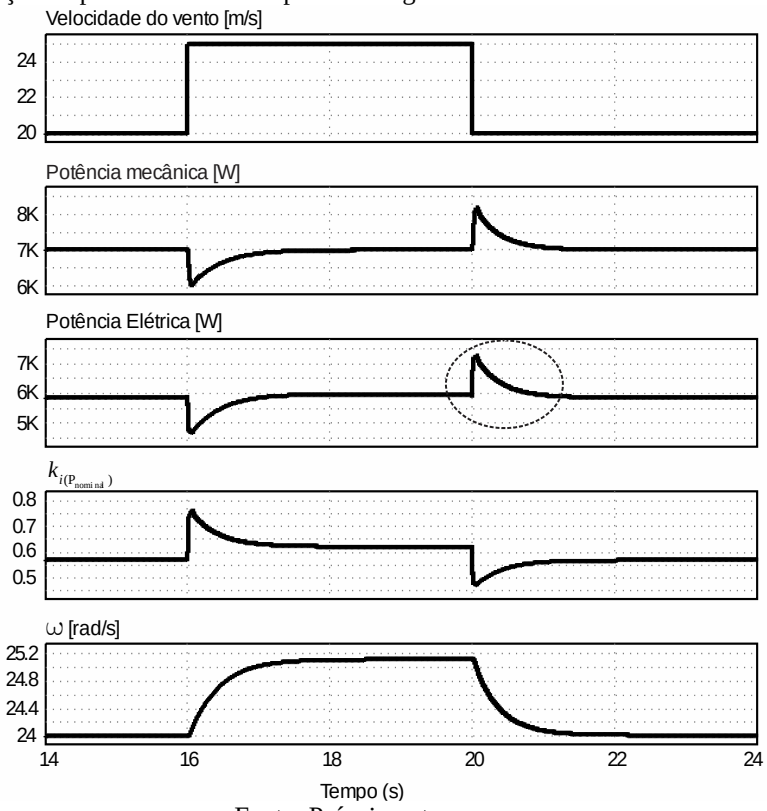
Fonte: Próprio autor.

Projeta-se a malha de potência e adota-se um valor de referência de 7 kW visto que, devido à perda de potência nos enrolamentos do gerador, é fornecido ao conversor aproximadamente 6 kW (valor de potência máximo para a qual foi projetado). Na Figura 5.46, confere-se a resposta desta malha de potência para um degrau de 20 m/s para 25 m/s (valores extremos de velocidade do vento para os quais jamais deveria haver rastreamento de máximo ponto de potência) e a potência mecânica é regulada em 7 kW, assim como a potência elétrica em 6 kW.

Deve-se ressaltar que o *overshoot* em destaque é desviado, na prática, por um circuito de proteção denominado *crowbar* presente no link DC, o qual consiste de um conjunto de resistências com alta densidade de dissipação de energia.

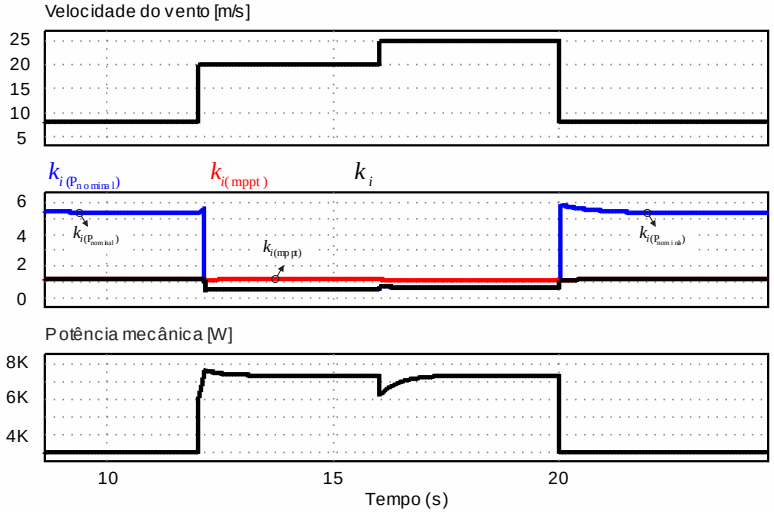
Com o propósito de apresentar a transição entre o algoritmo de rastreamento de máximo ponto de potência e o algoritmo de limitação de potência, fez-se uma simulação, Figura 5.47, com um perfil de vento mais abrangente. É possível observar qual valor de k_i ($k_{i(mppt)}$ or $k_{i(Pnominal)}$) está definindo a operação do sistema.

Figura 5.46 - Limitação da potência mecânica para um degrau na velocidade do vento de 20 m/s para 25 m/s.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.47 - Controle da potência mecânica para um perfil de vento entre 8 m/s e 25 m/s.



Fonte: Próprio autor.

Enquanto a velocidade do vento permanece igual a 8 m/s, $k_i = k_{i(mppt)}$ e quando a velocidade do vento aumenta para 20 m/s, k_i passa a ser igual a $k_{i(Pnominal)}$. Isto ocorre devido ao fato da malha de limitação de potência passar a exigir do conversor um alto valor de corrente de forma a impor um torque resistente que inviabilize o aumento da velocidade angular da

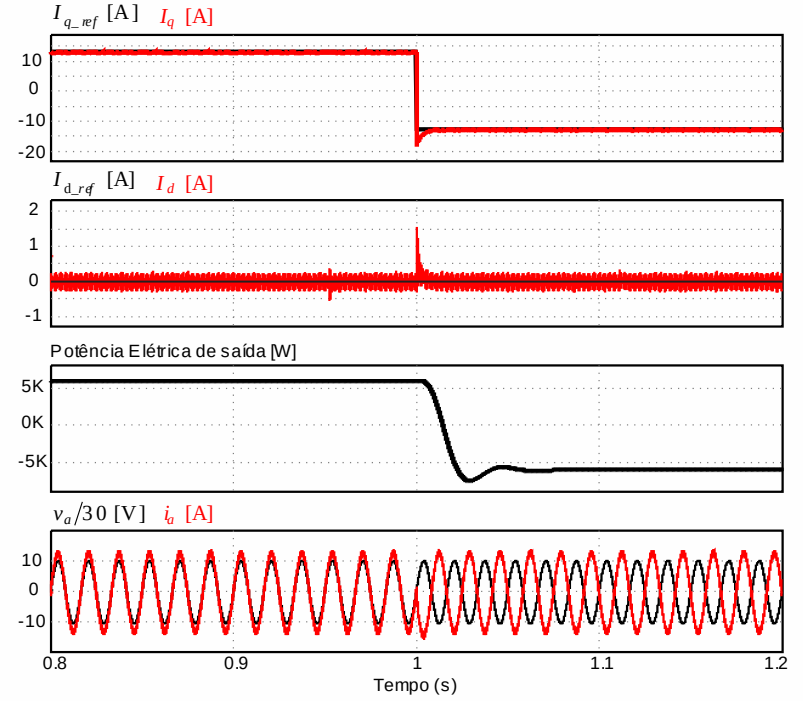
turbina. Um alto valor de corrente implica em baixo valor de $k_{i(Pnominal)}$ fazendo com que $k_{i(Pnominal)} < k_{i(mppt)}$ e assim $k_i = k_{i(Pnominal)}$.

Quando a velocidade do vento diminui ao ponto da potência mecânica máxima que pode ser extraída ser inferior a potência de 7 kW, a malha de limitação de potência continua tentando manter a regulação e tenta reduzir o torque resistente do gerador para que a turbina assim possa aumentar a velocidade angular e a potência extraída. Diminuir o torque resistente é equivalente a drenar correntes menores, assim $k_{i(Pnominal)}$ se eleva e passa a ser maior que $k_{i(mppt)}$, ou seja, $k_i = k_{i(mppt)}$ e o algoritmo de rastreamento de potência dita o comportamento do sistema.

Apresentados os resultados experimentais do estágio AC-DC, passa a ser dado o foco ao inversor para o qual inicia-se simulando a malha de corrente cujo controlador foi projetado anteriormente. Na Figura 5.48, pode ser visto o comportamento dinâmico da malha de corrente para um degrau de referência na corrente de eixo em quadratura de $I_{q_ref} = 12{,}8A$ para $I_{q_ref} = -12{,}8A$ em $t = 1s$. Durante toda a simulação, $I_{d_ref} = 0$, em outras palavras, sendo a tensão de fase da rede $v_a = 220\ V_{rms}$, deseja-se injetar na rede uma potência ativa de 6 kW para $t<1s$ e absorver da rede a mesma potência para $t>1s$.

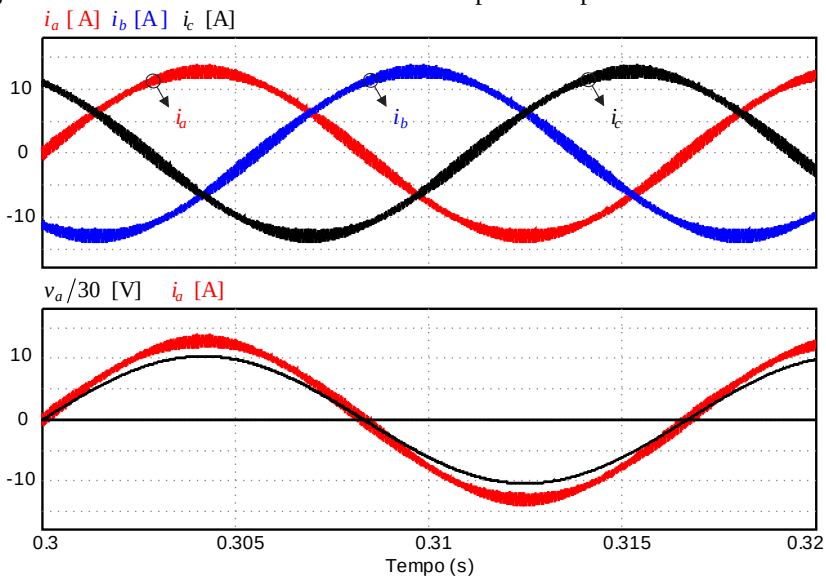
Na condição nominal, alcançou-se um fator de potência de 0,999, uma THD de corrente de 4,4% e de 1,68% antes e depois do filtro de conexão com a rede, Figura 5.49.

Figura 5.48 - Comportamento dinâmico da malha de corrente do inversor.



Fonte: Próprio autor.

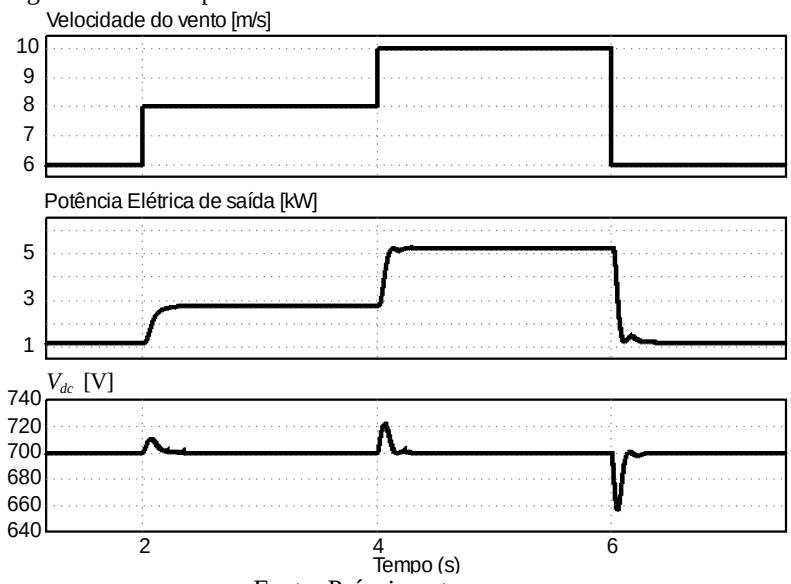
Figura 5.49 - Detalhe das correntes no inversor para uma potência de saída de 6 kW.



Fonte: Próprio autor.

Validada a malha de corrente, implementa-se a malha de tensão com o controlador projetado e simula-se o sistema completo, ou seja, aplicam-se degraus na velocidade do vento para se ter degraus de potência no link DC e a malha de tensão deve atuar garantindo o nível de tensão desejado de 700 V (Figura 5.50).

Figura 5.50 - Comportamento dinâmico da malha de tensão do inversor.

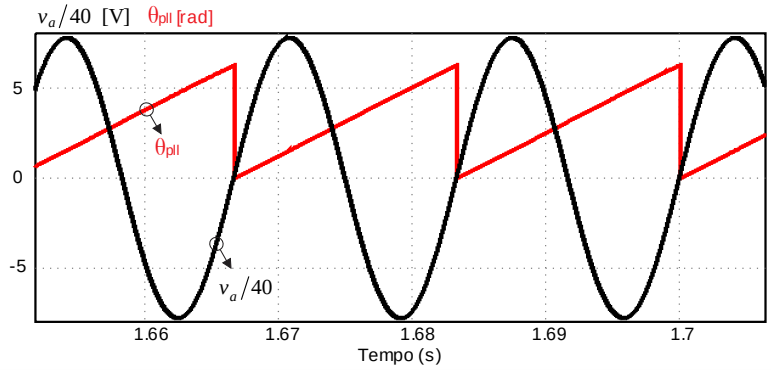


Fonte: Próprio autor.

O maior *overshoot*/*undershoot* apresentado em *t=6s* quando a velocidade do vento passa de 10 m/s para 6 m/s e o link DC sofre um afundamento de 6%. Nesta situação, a potência injetada na rede passa de 5,24 kW para 1,13 kW.

Por fim, apresenta-se a *performance* do algoritmo de sincronismo, q-PLL. A Figura 5.51 expõe as formas de onda da tensão de fase da rede e o ângulo de fase detectado pelo algoritmo para uma situação de regime permanente com v_a = 220 V_{rms} e f = 60 Hz. Uma defasagem de aproximadamente 72 μs (decorrente do atraso dos filtros e do processamento digital) existe entre o valor exato e obtido de θ_{pll}.

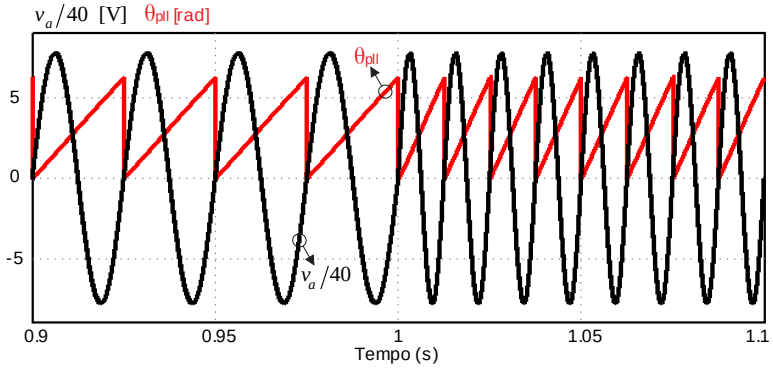
Figura 5.51 - Comportamento do q-PLL em regime permanente para f = 60 Hz.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.52 pode ser visto o comportamento dinâmico para um degrau na frequência de 40 Hz para 80 Hz. Pode-se concluir que a resposta do algoritmo é plausível com os resultados encontrados anteriormente (fator de potência de 0,999, por exemplo).

Figura 5.52 - Comportamento do q-PLL para um degrau de frequência de 40 Hz para 80 Hz em t = *1s*.



Fonte: Próprio autor.

6 PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

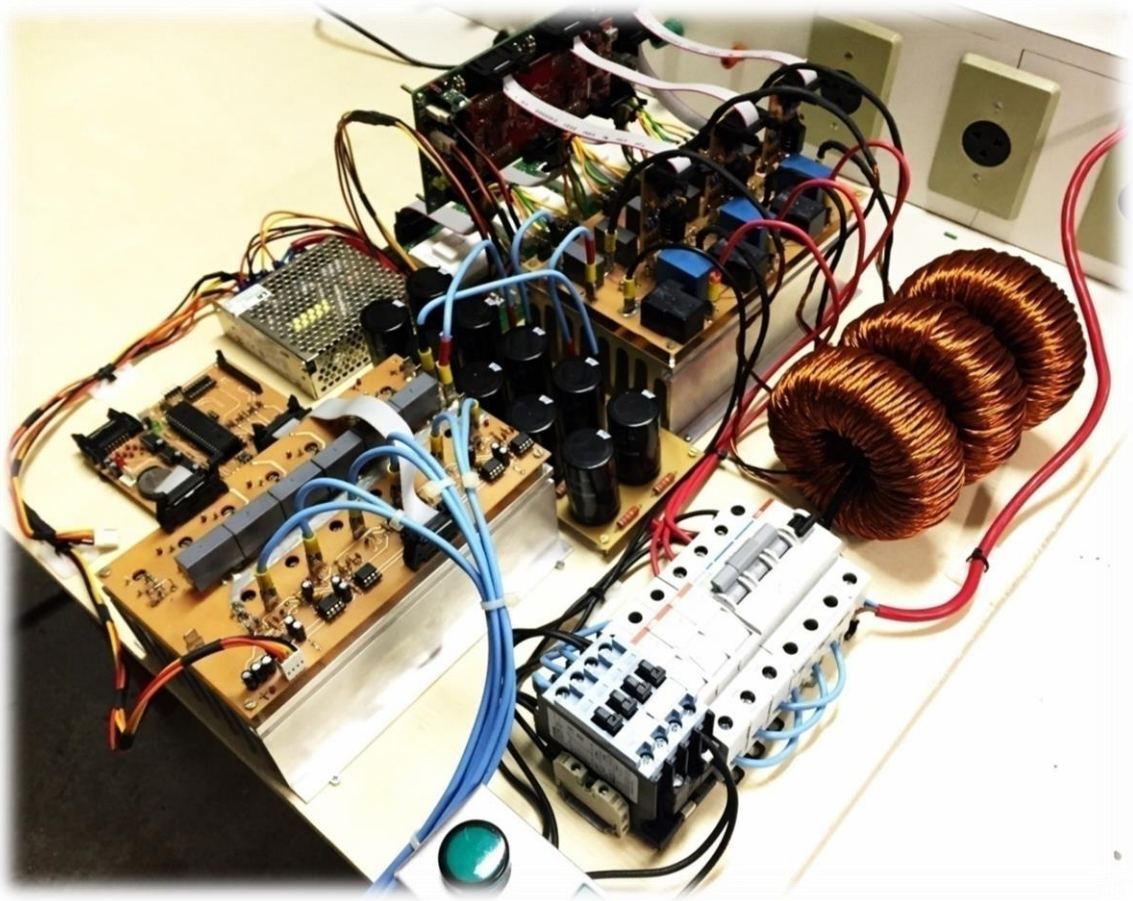
Conforme projetado, apresenta-se o protótipo final (Figura 6.1), para o qual são apresentados os resultados experimentais.

Conforme pode ser visto na Figura 6.2, foram demarcadas as principais partes da planta (placas do inversor, retificador, dos controles, da fonte auxiliar de alimentação e os filtros indutivos) a qual ocupa uma área de 0,25 m^2 (50 x 50 cm).

Ressalta-se que boa parte desta área é utilizada pelo circuito de acionamento e proteção composto por disjuntores, fusíveis, contator, botoeiras e sinalizador inserida no ponto de conexão com a rede.

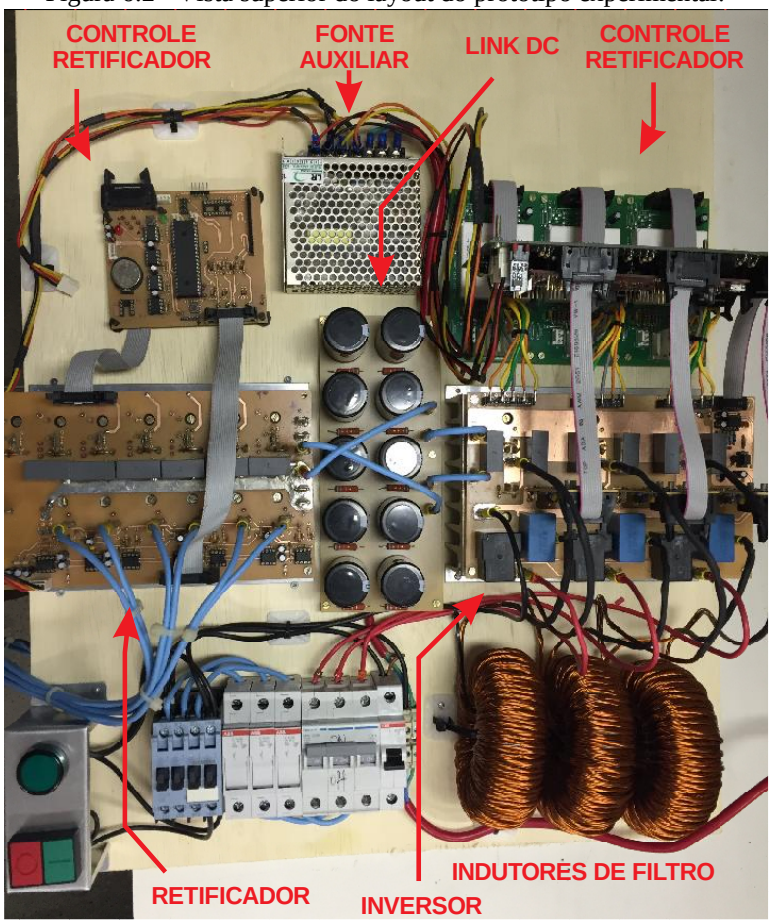
Não está incluso na imagem do protótipo o emulador do PMSG. Este emulador é concebido por uma fonte de tensão alternada controlada, um transformador isolado e indutâncias cujo valor é da ordem de grandeza da indutância síncrona do PMSG da turbina VERNE555.

Figura 6.1 - Protótipo experimental.



Fonte: Próprio autor.

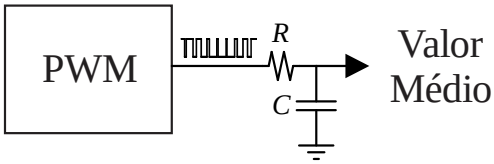
Figura 6.2 - Vista superior do layout do protótipo experimental.



Fonte: Próprio autor.

Inicia-se a apresentação dos resultados experimentais expondo a resposta do algoritmo de sincronismo (q-PLL) proposto. Para se ter acesso ao valor da variável digital θ_{pll} utiliza-se de um módulo PWM extra e faz-se com que o valor da razão cíclica seja igual a θ_{pll}. Externamente ao microcontrolador coleta-se então o valor médio deste sinal PWM através de um filtro RC (Figura 6.3). E assim é feito toda vez que se deseja conferir o comportamento de alguma variável calculada e utilizada internamente no controle. Escolhe-se o resistor R de 2,7 $k\Omega$ e o capacitor C de 100 nF, conferindo assim um filtro com frequência de corte de aproximadamente 590 Hz.

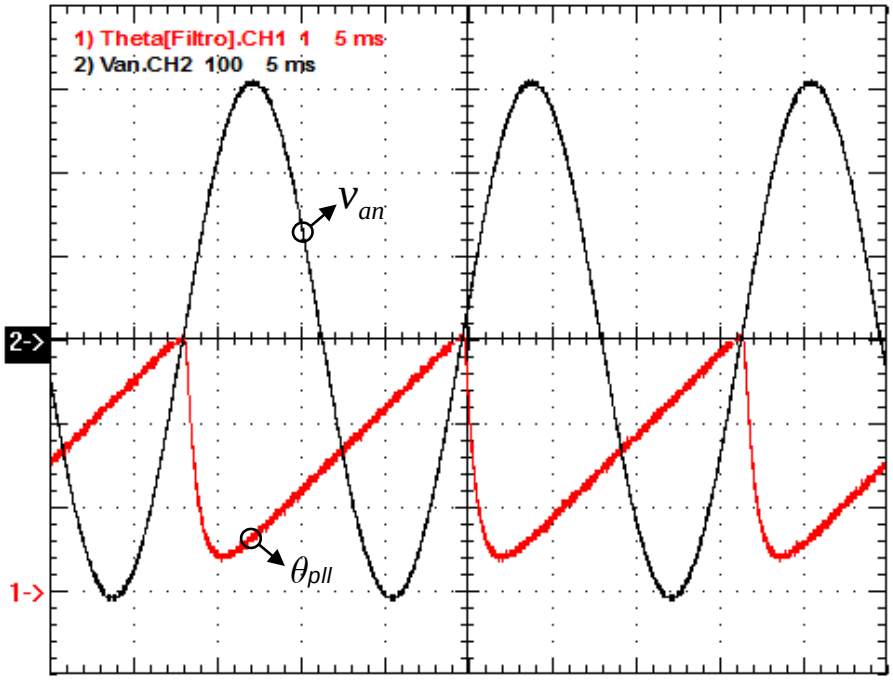
Figura 6.3 – Estrutura do filtro utilizado na leitura de valores médios.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 6.4 encontram-se as formas de onda da tensão de fase da rede e a forma de onda que representa o valor do ângulo θ_{pll} após ser filtrado. O sistema encontra-se em regime permanente e com condição nominal (tensão de fase de 220 V_{rms} e frequência de 60 Hz). Conforme pode ser verificado, o resultado é satisfatório e verossímil com os resultados de simulação. O pequeno atraso entre a forma de onda do ângulo e da tensão é inerente ao filtro utilizado para fazer esta conversão D/A (Digital/Analógica) com filtro RC, aos filtros nas leituras de tensão e ao tempo de processamento digital.

Figura 6.4 - Formas de onda do ângulo θ_{pll} (1 - 1 *V/div* - 5 *ms*) e da tensão de fase da rede (2 - 100 *V/div* - 5 *ms*) para situação de regime permanente.



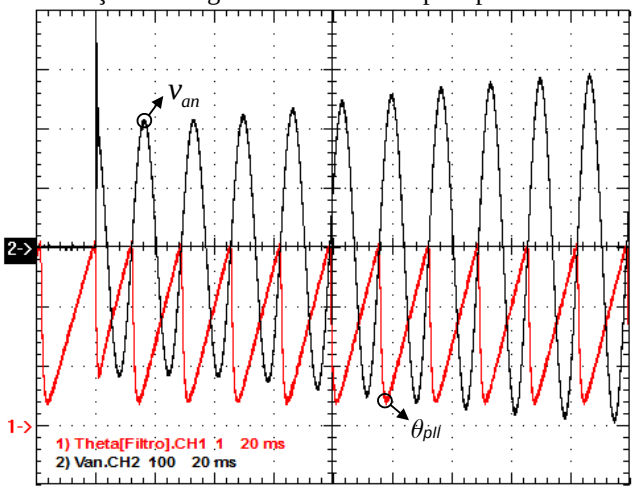
Fonte: Próprio autor.

A Figura 6.5 apresenta uma situação de perda e retorno da conexão com a rede, a fim de se verificar em quantos ciclos de rede o algoritmo alcança sua condição de erro nulo. Buscou-se coletar situações nas quais o tempo de ligamento coincidia com valor de pico positivo ou negativo da rede, ou seja, situação na qual o erro é máximo ($\pi/2$ rad).

A Figura 6.6 apresenta a mesma situação para menos que três períodos da rede. Pode-se concluir que em aproximadamente um ciclo de rede o erro já se torna bem próximo a nulo.

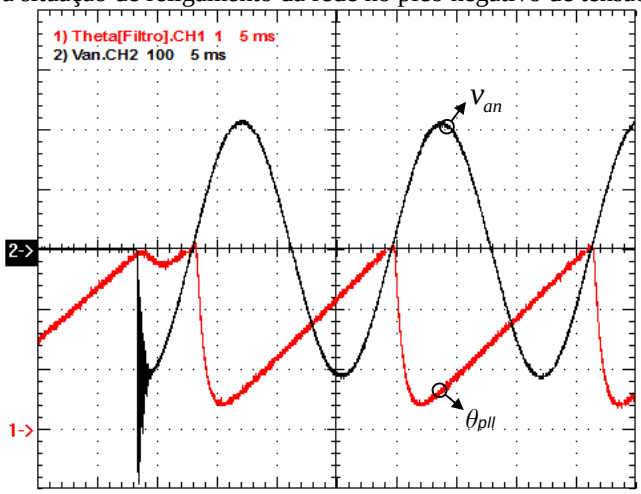
Logo após, aplicou-se um degrau de frequência de 45 Hz para 85 Hz (limitações da fonte controlada utilizada nos ensaios) cujo resultado pode ser conferido na Figura 6.7.

Figura 6.5 - Formas de onda do ângulo θ_{pll} (1 - 1 *V/div* - 20 *ms*) e da tensão de fase da rede (2 - 100 *V/div* - 20 *ms*) para situação de religamento da rede no pico positivo de tensão.



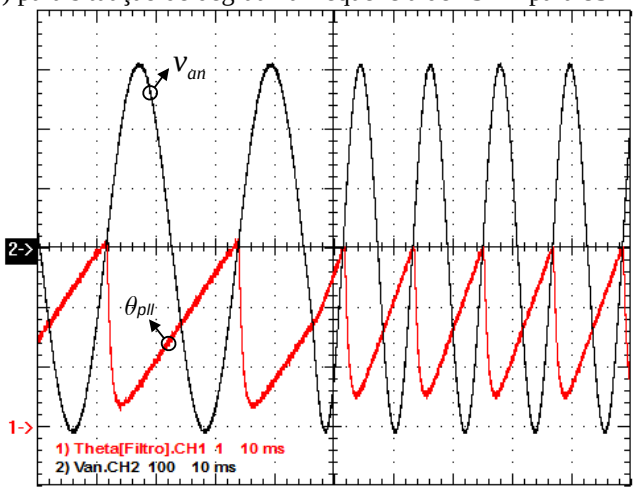
Fonte: Próprio autor.

Figura 6.6 - Formas de onda do ângulo θ_{pll} (1 - 1 *V/div* - 5 *ms*) e da tensão de fase da rede (2 - 100 *V/div* - 5 *ms*) para situação de religamento da rede no pico negativo de tensão.



Fonte: Próprio autor.

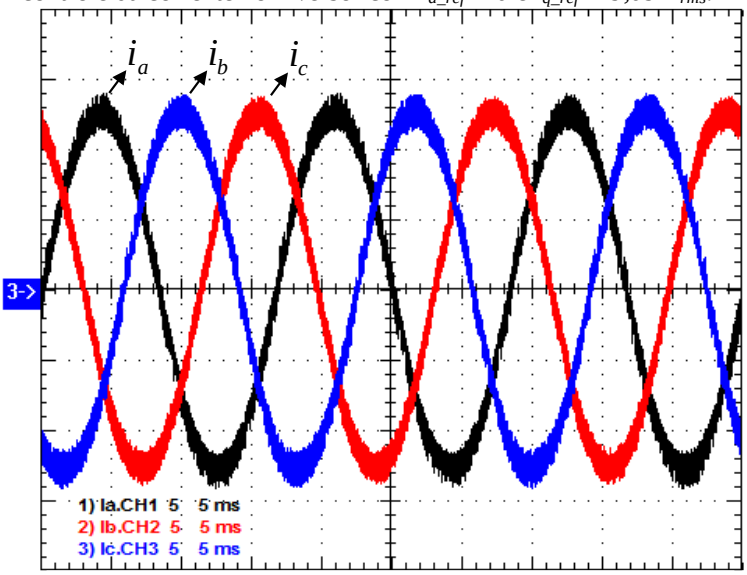
Figura 6.7 - Formas de onda do ângulo θ_{pll} (1 - 1 *V/div* - 10 *ms*) e da tensão de fase da rede (2 - 100 *V/div* – 10 *ms*) para situação de degrau na frequência de 45 Hz para 85 Hz.



Fonte: Próprio autor.

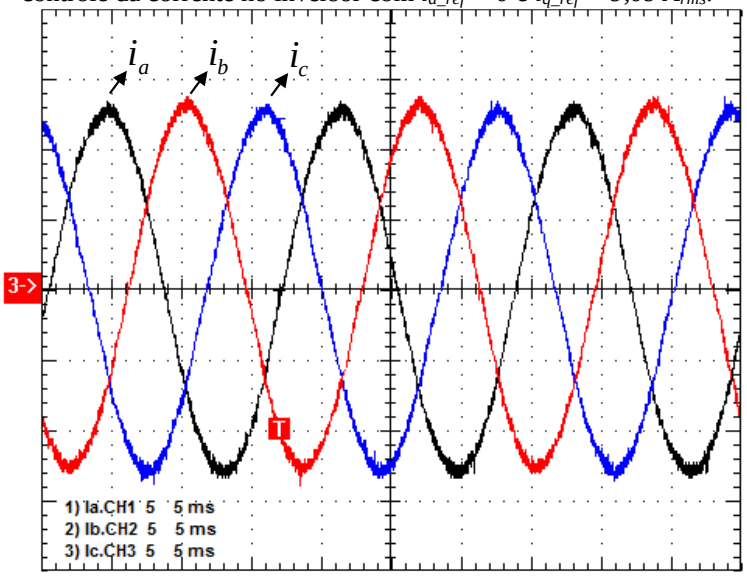
Estando o algoritmo de sincronismo operando satisfatoriamente, inicia-se a apresentação dos resultados experimentais do inversor validando a malha de corrente, a qual foi configurada com $i_{d_ref} = 0$ e $i_{q_ref} = 9{,}09\ A_{rms}$. Nas Figura 6.8 e Figura 6.9, podem ser vistas as formas de onda das correntes antes e após o filtro, respectivamente. Alcançou-se THD de aproximadamente 1,639% no ponto de conexão com a rede.

Figura 6.8 - Formas de onda das correntes no inversor (5 *A/div* - 5 *ms*) que validam a atuação da malha de controle da corrente no inversor com $i_{d_ref} = 0$ e $i_{q_ref} = 9{,}09\ A_{rms}$.



Fonte: Próprio autor.

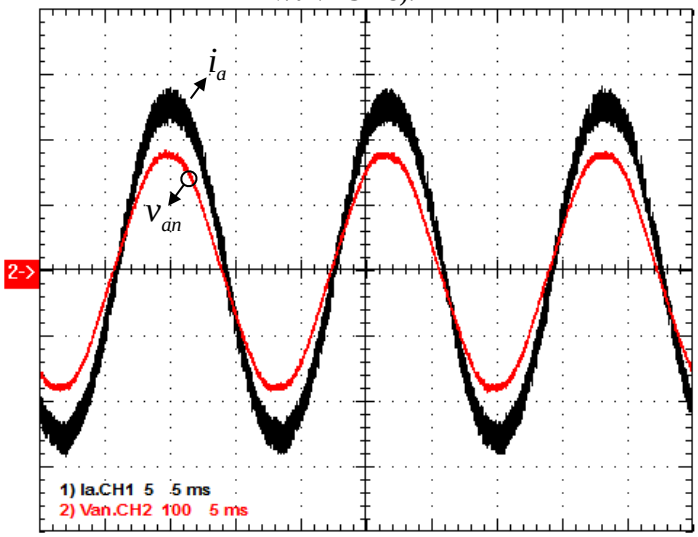
Figura 6.9 - Formas de onda das correntes injetadas na rede (5 *A/div* - 5 *ms*) que validam a atuação da malha de controle da corrente no inversor com $i_{d_ref} = 0$ e $i_{q_ref} = 9{,}09\ A_{rms}$.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 6.10 pode ser vista a forma de onda da tensão da rede (127 V_{rms}) em fase com a corrente controlada, apresentando fator de potência de 0,994 para uma potência de aproximadamente 3,4 kW.

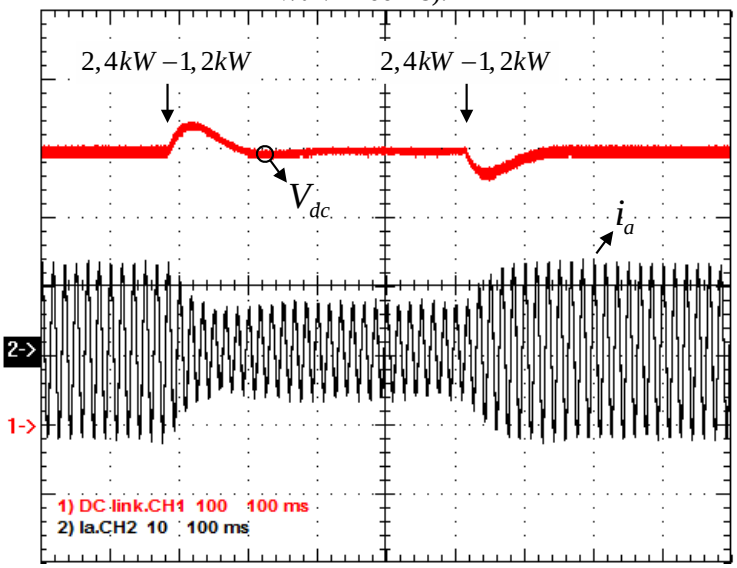
Figura 6.10 - Formas de onda da corrente no inversor (1 - 5 *A/div* - 5 *ms*) em fase com a tensão da rede (2 - *100 V/div* - *5 ms*).



Fonte: Próprio autor.

Posteriormente, valida-se a malha de tensão do inversor com V_{dc_ref} = *400 V*. Na Figura 6.11 pode ser vista a resposta dinâmica do sistema ao se aplicar um degrau de potência de 2,4 kW para 1,2 kW em *t = 180 ms* e de 1,2 kW para 2,4 kW em *t = 620 ms*. Conforme pode ser visto, o tempo de resposta é de aproximadamente 120 *ms* e o *overshoot* inferior a 10%.

Figura 6.11 - Formas de onda da corrente no inversor (1 - 10 *A/div* - 100 *ms*) e da tensão no link DC (2 - *100 V/div* - *100 ms*).

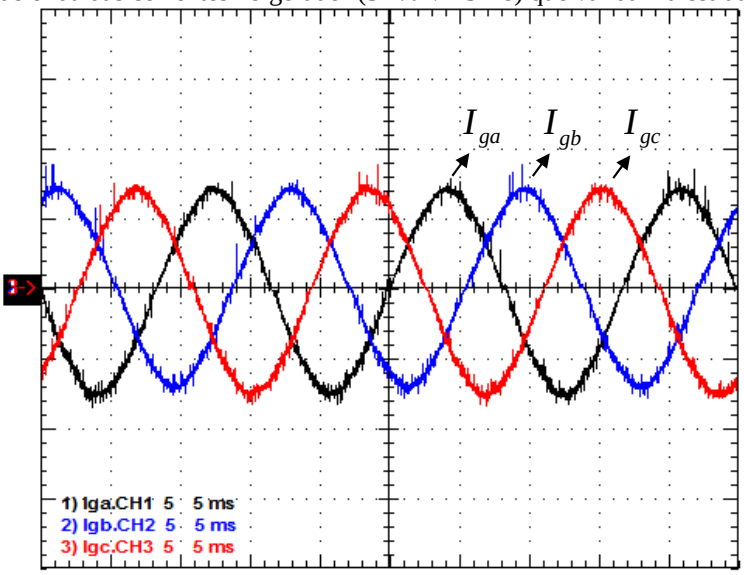


Fonte: Próprio autor.

O resultado da atuação da estratégia de autocontrole pode ser conferida na Figura 6.12, na qual podem ser vistas as correntes que circulam no gerador com valor de 5 A_{rms} e um THD de 2,6%.

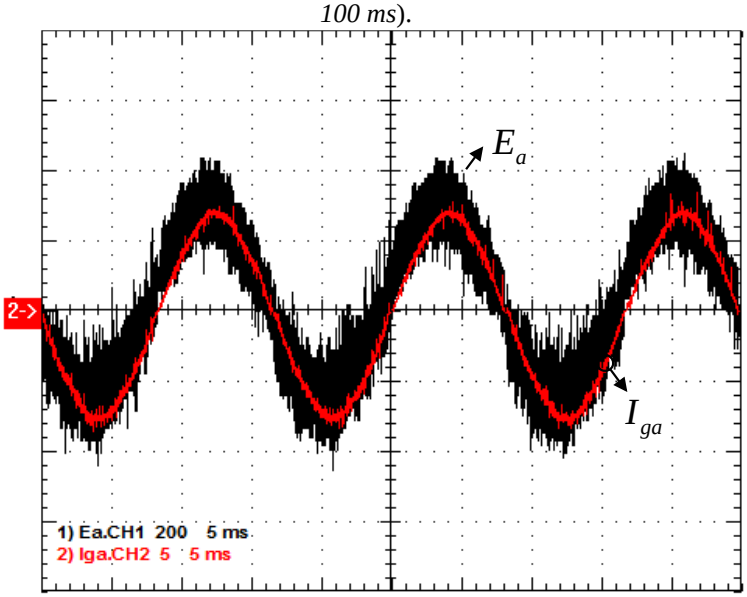
Podem ser vistas a tensão induzida no gerador E_a e a corrente I_{ga} praticamente em fase na Figura 6.13. Obteve-se um fator de potência de 0,942. Nesta situação, tem-se correntes de 5 A_{rms} e tensão de 220 V_{rms}, ou seja, uma potência de entrada de aproximadamente 3,3 kW.

Figura 6.12 - Formas de onda das correntes no gerador (5 *A/div* - 5 *ms*) que validam a estratégia de autocontrole.



Fonte: Próprio autor.

Figura 6.13 - Formas de onda da tensão induzida (*1 - 200 V/div - 5 ms*) e da corrente no gerador (*1 - 10 A/div - 100 ms*).



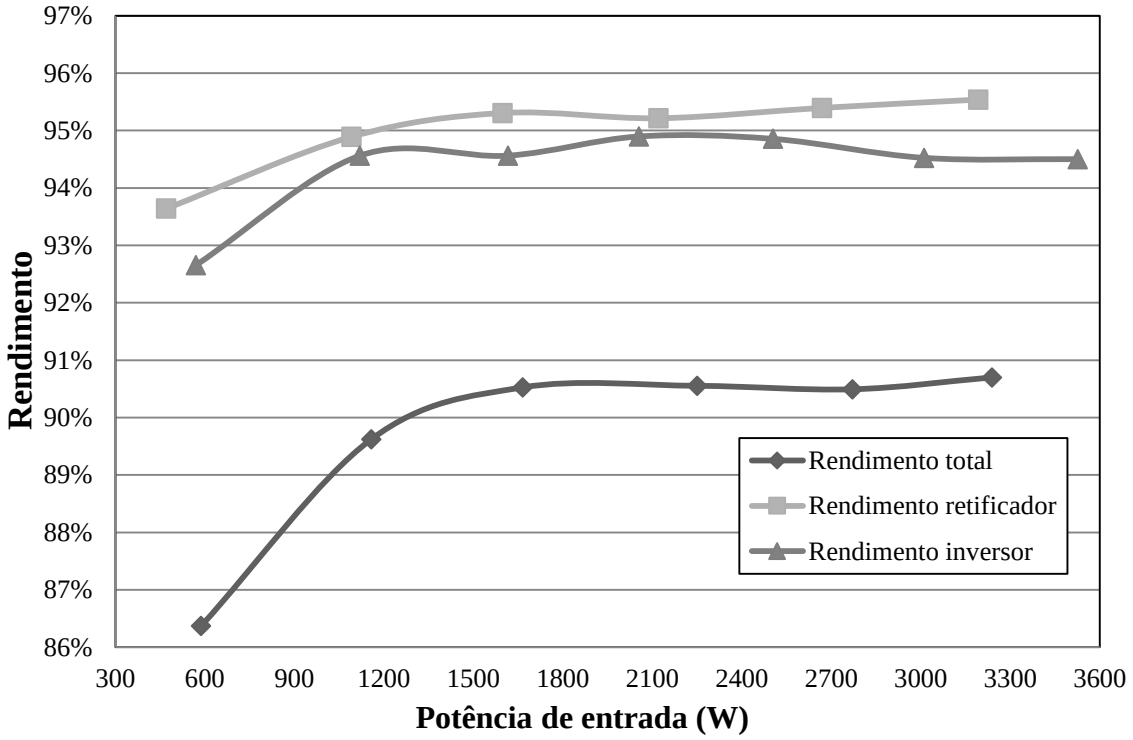
Fonte: Próprio autor.

Para a condição preliminar de V_{dc_ref} = *400V*, levantaram-se as curvas de rendimento do sistema (Figura 6.14). Verifica-se que o rendimento do retificador é sempre maior que o do inversor em conforme com os valores calculados (os componentes do inversor apresentam perdas por comutação bem maiores). Mesmo para esta condição, a qual está bem distante das condições nominais dos interruptores (os quais possuem capacidade de bloqueio de tensão de 900/1200 V), o rendimento global apresenta-se satisfatório, superior a 90%.

Seguindo a mesma metodologia apresentada no Apêndice A e no Apêndice B, foram calculados os rendimentos para a condição de $V_{dc} = 400\ V$ e $P_{3\Phi} = 3\ kW$. O rendimento teórico obtido para o inversor foi de 94,55%, o qual se encontra bem próximo aos valores obtidos na prática (Figura 6.14). Já o rendimento teórico obtido para o retificador foi de 97,96% e na prática, em contrapartida, alcançou-se rendimento máximo de 95,54%.

Espera-se que, ao aumentar a tensão do link DC para *700 V* e a potência para *6 kW*, os rendimentos obtidos continuem estando bem próximos aos valores calculados e apresentados no Apêndice A e Apêndice B: 96,94% para o inversor e 98,67% para o retificador.

Figura 6.14 - Curvas de rendimento dos estágios retificador, inversor e do sistema completo com $V_{dc} = 400\ V$.



Fonte: Próprio autor.

CONCLUSÃO

Em função do potencial eólico abundante do Brasil, da expansão da geração de energia elétrica a partir de fontes renováveis e do crescimento da geração distribuída, desenvolveu-se neste trabalho um sistema de capaz de converter a energia cinética dos ventos em energia elétrica e injetá-la na rede.

Utilizou-se um gerador síncrono de imã permanente, que tem se tornado uma tendência em função das suas características vantajosas (não possuem escovas, podem ser construídos com elevado número de pólos, dispensam a necessidade da caixa de engrenagens, possuem volume e peso reduzido, dentre outras). Este gerador opera com velocidade variável ditada pelo algoritmo de rastreamento de máximo ponto de potência ou pelo algoritmo de limitação de potência (habilitado quando a potência cinética disponível é superior ao valor de potência máxima que o conversor foi projetado para processar, 6 kW).

Designou-se um conversor de dois estágios para processar esta energia. O retificador *boost bridgeless* trifásico absorve a energia fornecida pelo gerador e injeta no link DC. A técnica de autocontrole (com a qual é possível se alcançar um fator de potência praticamente unitário e baixas distorções de corrente com apenas um controlador proporcional e sem o uso de sensores de tensão) foi escolhida para controlar as correntes que circulam no gerador. Uma outra vantagem apresentada pela topologia idealizada é a possibilidade de serem usados drivers simples em função de todos os semicondutores estarem conectados ao mesmo terminal emissor.

O estágio de conversão DC-AC é compreendido por um inversor fonte de tensão ponte completa trifásico largamente utilizado na indústria, o qual apresenta a vantagem de possuir menor quantidade de semicondutores que o retificador, ao passo que requer drivers mais robustos que possuam proteção contra curtos de braço. Além de serem mais caros que os utilizados no retificador, nestes drivers existem blocos de *dead-time* que acarretam maior distorção nas formas de onda.

Um filtro de saída de ordem elevada é necessário para reduzir o *ripple* nas correntes do inversor e cumprir com exigências normativas de componentes harmônicas (ao contrário do retificador que se utiliza da indutância síncrona elevada do gerador). Este fato acarreta em perdas adicionais ou aumenta a complexidade do controle.

O sistema completo foi projetado e simulado para potências de até 6 kW e resultados satisfatórios foram alcançados. A taxa de distorção de corrente no retificador foi de

1,65% e fator de potência de 0,997. Para o inversor, um fator de potência praticamente unitário (0,999), resultado de um controle baseado na teoria das potências instantâneas operando em conjunto com um algoritmo de sincronismo (q-PLL), e uma taxa de distorção de corrente de 1,68% foram concebidos.

Por meio de testes experimentais para potências de até 3,4 kW, validou-se o princípio de funcionamento do conversor proposto. Alcançaram-se taxa de distorção harmônica de corrente de 1,639%, fator de potência de 0,994 e rendimento de 94,55% no estágio inversor e taxa de distorção de corrente de 2,6%, fator de potência de 0,942 e rendimento de 95,54% no estágio retificador. O conversor completo apresentou rendimento superior a 90%.

Conclui-se que o sistema exposto está em conforme com os objetivos apresentados inicialmente: robusto (não existe a possibilidade de curto de braço no retificador, por exemplo); eficiente (rendimentos satisfatórios acima de 90% foram alcançados); de simples implementação (a técnica de autocontrole é designada por um controlador proporcional, a técnica de MPPT utilizada é do tipo torque ótimo, dentre outros) e de baixo custo (não são necessários anemômetros para aferir a velocidade do vento, nem de sensores de tensão para realizar controle das correntes no gerador, e nem sensor de velocidade no eixo do gerador para processar o algoritmo de MPPT).

Como propostas de trabalhos futuros essenciais, citam-se o ensaio do sistema completo (considerando a turbina eólica instalada) e a implementação das proteções (anti-ilhamento, curto-circuito, subfrequência, sobrefrequência, etc.) no ponto de conexão com a rede, exigidas por norma.

Ao longo do desenvolvimento do protótipo, algumas possíveis melhorias no WECS proposto se mostraram evidentes mas, em função do tempo, não se fez possível a execução.

A possibilidade de se utilizar o mesmo microprocessador utilizado no inversor no retificador é um exemplo. O DSP utilizado apresenta um conversor A/D com melhor resolução, possui maior capacidade de processamento (200 MIPS, bem superior aos 30 MIPS do dsPIC), e garante execução mais eficiente das operações aritméticas e trigonométricas (em função da existência da FPU e TMU).

A otimização do desempenho da resposta do sistema pode ser alcançada ao serem considerados os sinais de *feedforward* nas malhas de controle, ou serem utilizados outros tipos de controladores (atraso de fase adaptativo, por exemplo, em vez de autocontrole, para se alcançar maior margem de estabilidade no estágio AC-DC, e assim, proporcionar melhor aproveitamento de energia em velocidades do vento inferiores a 4 m/s).

REFERÊNCIAS

ABB. **Technical Application Papers No.13**: Wind power plants. Bergamo, 2011. Disponível em: <https://www192.abb.com/LVPCanada/Catalogues/Segment%20Information/Wind/Tech%20Paper%20Wind.pdf>. Acesso em: 29 set. 2015.

ACKERMANN, T. **Wind Power in Power systems**. Stockholm: John Wiley & Sons, Ltd, 2005. ISBN 0-470-85508-8.

Agência Nacional de Energia Elétrica. **Micro e Minigeração Distribuída**: Sistema de Compensação de Energia Elétrica. Brasília, 2014. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/biblioteca/downloads/livros/caderno-tematico-microeminigeracao.pdf>. Acesso em: 23 set. 2015.

Agência Nacional de Energia Elétrica. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST**: Módulo 3 - Acesso ao Sistema de Distribuição. São Paulo, 2012. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/arquivos/pdf/modulo3_revisao_5.pdf>. Acesso em: 23 set. 2015.

AHUJA, H.; BHUVANESWARI, G.; BALASUBRAMANIAN, R. Performance comparison of DFIG and PMSG based WECS. In: Renewable Power Generation (RPG 2011), IET Conference on, 2011, Edinburgh. **Conference Publications...** Edinburgh: IET, 6-8 Set. 2011. p. 1-6.

AKAGI, H.; HIROKAZU, E.; AREDES, M. **Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning**. New Jersey: John Wiley & Sons, 2007. ISBN 978-0-470-10761-4.

ALENCAR, C. E. D. **Estudo e desenvolvimento experimental de um sistema eólico interligado à rede elétrica**. 2012. 120 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2012.

Allegro MicroSystems. **ACS712 - Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor**. Massachusets, 2006. Disponível em: <http://www.allegromicro.com/en/Products/Current-Sensor-ICs/Zero-To-Fifty-Amp-Integrated-Conductor-Sensor-ICs/ACS712.aspx>. Acesso em: 27 out. 2015.

ANAYA-LARA, O. et al. **Wind Energy Generation Modelling and Control**. Chichester: John Wiley & Sons Ltd, 2009. ISBN 978-0-470-71433-1.

Associação Brasileira de Energia Eólica. **Boletim de Dados**: Setembro/2015. São Paulo, 2015. Disponível em: <http://abeeolica.org.br/pdf/Boletim-de-Dados-ABEEolica-Setembro-2015-Publico.pdf>. Acesso em: 23 set. 2015.

Banco Nacional do Desenvolvimento. **Regras para o credenciamento e financiamento de aerogeradores**. Rio de Janeiro, 2012. Disponível em:

<http://www.bndes.gov.br/SiteBNDES/export/sites/default/bndes_pt/Galerias/Arquivos/produtos/download/credenciamento_aerogeradores_anexo1.pdf>. Acesso em: 23 set. 2015.

BARBI, I. **Eletrônica de potência: projeto de fontes chaveadas**. 2. ed. Florianópolis: Ed. do Autor, 2007.

BORGONOVO, D. **Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos empregando a transformação de Park**. 2001. 175 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.

BORGONOVO, D. et al. A Self-Controlled Power Factor Correction Single-Phase Boost Pre-Regulator. In: Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th, 2005, Recife. **Conference Publications...** Recife: IEEE, 16-16 Jun. 2005. p. 2351-2357.

BURTON, T. et al. **Wind Energy Handbook**. 2. ed. Chichester: John Wiley & Sons Ltd, 2011. ISBN 978-0-470-69975-1.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital Control in Power Electronics**. 2. ed. United States: Morgan & Claypool Publishers, 2006.

CHINCHILLA, M.; ARNALTES, S.; BURGOS, J. C. Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid. **Energy Conversion, IEEE Transactions on,** v. 21, n. 1, p. 130-135, 2006. ISSN 0885-8969.

COELCE. **Norma Técnica NT-010/2012 R-00**: Conexão de Micro e Minigeração Distribuída ao Sistema Elétrico da Coelce. Fortaleza, 2012. Disponível em: <https://www.coelce.com.br/media/77439/nt-010_r-00_copianaocontrolada.pdf>. Acesso em: 23 set. 2015.

Conselho Nacional de Política Fazendária. **Convênio ICMS 101/97**. Rio de Janeiro, 1997. Disponível em: <http://www1.fazenda.gov.br/confaz/confaz/convenios/icms/1997/CV101_97.htm>. Acesso em: 23 set. 2015.

DE SOUZA, A. F.; BARBI, I. A new ZVS-PWM unity power factor rectifier with reduced conduction losses. **Power Electronics, IEEE Transactions on,** v. 10, n. 6, p. 746-752, 1995. ISSN 0885-8993.

DROFENIK, U.; KOLAR, J. W. A General scheme for calculating switching and conduction-losses of power semiconductors in numerical circuit simulations of power electronic systems. In: International Power Eletronics Conference, IPEC, 2005, Niigata, Japan. **Conference Publications...** Niigata, Japan: IEEE, 04-08 Apr. 2005. p. 1-7.

Empresa de Pesquisa Energética. **Leilão de Energia Reserva - Eólica**. Brasília, 2009. Disponível em: <http://www.epe.gov.br/imprensa/PressReleases/20091214_1.pdf>. Acesso em: 23 set. 2015.

Empresa de Pesquisa Energética. **Plano Decenal de Expansão de Energia 2024**. Brasília, 2015. Disponível em: <http://www.epe.gov.br/PDEE/PDE%202024.pdf>. Acesso em: 23 set. 2015.

ENERSUD. **Turbina Eólica Verne 555**. Rio de Janeiro, 2011. Disponível em: <http://enersud1.hospedagemdesites.ws/?page_id=147>. Acesso em: 05 out. 2015.

ENJETI, P. N.; MARTINEZ, R. A high performance single phase AC to DC rectifier with input power factor correction. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC '93. Conference Proceedings 1993., Eighth Annual, 1993, San Diego, CA. **Conference Publications...** San Diego, CA: IEEE, 7-11 Mar. 1993. p. 190-195.

Global Wind Energy Council. **Global Statistics**. Brussels, 2014. Disponível em: <http://www.gwec.net/global-figures/graphs/>. Acesso em: 23 set. 2015.

Global Wind Energy Council. **Global Statistics**. Brussels, 2015. Disponível em: <http://www.gwec.net/global-figures/graphs/>. Acesso em: 19 mar. 2016.

Google. **Google Maps**. 2015. Disponível em: <https://www.google.com.br/maps/@-3.7416066,-38.5730876,740m/data=!3m1!1e3?hl=pt-BR>. Acesso em: 05 out. 2015.

Google Patents. Daniel M. Mitchell. **AC-DC Converter having an improved power factor**. US4412277 A, 3 set. 1982, 25 out. 1983. Disponível em: <http://www.google.com/patents/US4412277>. Acesso em: 08 out. 2015.

GUO, X.-Q.; WU, W.-Y.; GU, H.-R. Phase locked loop and synchronization methods for grid-interfaced converters: a review. **Przegląd Elektrotechniczny,** v. 87, n. 4, p. 182-187, 2011. ISSN 0033-2097.

HEIER, S. **Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems**. 2. ed. Chichester: John Wiley & Sons Ltd, 2006.

Institute of Electrical and Electronic Engineers. **IEEE 1547**: Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems. New York, 2003. Acesso em: 5 set. 2015.

Institute of Electrical and Electronic Engineers. **IEEE 519**: IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems. New York, 1992. Acesso em: 7 out. 2015.

International Electrotechnical Commission. **IEC 61000-3-2 Electromagnetic Compatibility (EMC)**: Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase). New York, 2014. Acesso em: 5 set. 2015.

LANGE, A. D. B. **Retificador PFC monofásico PWM bridgeless três-níveis de alto desempenho**. 2012. 190 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2012.

LEÃO, R. N. A. **Inversor multinível híbrido simétrico trifásico de cinco níveis baseado nas topologias half-bridge e ANPC**. 2013. 145 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2013.

LI, H.; CHEN, Z. Overview of different wind generator systems and their comparisons. **Renewable Power Generation, IET,** v. 2, n. 2, p. 123-138, 2008. ISSN 1752-1416.

MALEKIAN, K. et al. Detailed modeling of wind power plants incorporating variable-speed Synchronous Generator. In: Electrical Power & Energy Conference (EPEC), 2009 IEEE, 2009, Montreal, QC. **Conference Publications...** Montreal, QC: IEEE, 22-23 Oct. 2009. p. 1-6.

MANAULLAH et al. Performance comparison of DFIG and SCIG based wind energy conversion systems. In: Computational Intelligence on Power, Energy and Controls with their impact on Humanity (CIPECH), 2014 Innovative Applications of, 2014, Ghaziabad. **Conference Publications...** Ghaziabad: IEEE, 28-29 Nov. 2014. p. 285-290.

MARTINEZ, R.; ENJETI, P. N. A high-performance single-phase rectifier with input power factor correction. **Power Electronics, IEEE Transactions on,** v. 11, n. 2, p. 311-317, 1996. ISSN 0885-8993.

Microchip. **dsPIC30F4011/4012 Data Sheet - High-Performance, 16-Bit Digital Signal Controllers**. United States, 2010. Disponível em: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/70135C.pdf>. Acesso em: 11 jan. 2015.

MILLER, A.; MULJADI, E.; ZINGER, D. S. A variable speed wind turbine power control. **Energy Conversion, IEEE Transactions on,** v. 12, n. 2, p. 181-186, 1997. ISSN 0885-8969.

Ministério de Minas e Energia. **O PROINFA**: Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica. Brasília, 2004. Disponível em: <http://www.mme.gov.br/programas/proinfa/>. Acesso em: 23 set. 2015.

Ministério de Minas e Energia. **Energia Eólica no Brasil e Mundo**. Brasília, 2014. Disponível em: <http://www.mme.gov.br/documents/10584/1256600/Folder+Energia+Eolica.pdf/b1a3e78c-7920-4ae5-b6e8-7ba1798c5961>. Acesso em: 23 set. 2015.

Ministério do Meio Ambiente. **Resolução Nº 462, de 24 de Julho de 2014**. Brasília, 2014. Disponível em: <http://www.mma.gov.br/port/conama/res/res14/Resol462.pdf>. Acesso em: 23 set. 2015.

MULLER, S.; DEICKE, M.; DE DONCKER, R. W. Doubly fed induction generator systems for wind turbines. **Industry Applications Magazine, IEEE,** v. 8, n. 3, p. 26-33, 2002. ISSN 1077-2618.

OLIVEIRA, D. S. et al. A Three-Phase High-Frequency Semicontrolled Rectifier for PM WECS. **Power Electronics, IEEE Transactions on,** v. 25, n. 3, p. 677-685, 2010. ISSN 0885-8993.

ON Semiconductor. **Power Factor Correction (PFC) Handbook**. Colorado, 2014. Disponível em: <http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/HBD853-D.PDF>. Acesso em: 27 out. 2015.

PENA, R.; CLARE, J. C.; ASHER, G. M. Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation. **Electric Power Applications, IEE Proceedings -,** v. 143, n. 3, p. 231-241, 1996. ISSN 1350-2352.

PINTO, M. **Fundamentos de energia eólica**. Rio de Janeiro: LTC, 2013. ISBN 978-85-216-2160-7.

QIANG, W.; BIN, W. Analysis and comparison of current-source-converter-based medium-voltage PMSG wind energy conversion systems. In: Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2015 IEEE 6th International Symposium on, 2015, Aachen. **Conference Publications...** Aachen: IEEE, 22-25 Jun. 2015. p. 1-6.

SASSO, E. M. et al. Investigação dos modelos de circuitos de sincronismo trifásicos baseados na teoria das potências real e imaginária instantâneas (p-PLL e q-PLL). In: XIV Congresso Brasileiro de Automática, 2002, Natal. **Conference Publications...** Natal, 02-04 Set. 2002. p. 480-485.

SEMIKRON. **SKHI 22 A/B (R) Driver Data Sheet**. 2008. Disponível em: <http://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skhi-22-a-b-r-l5012521>. Acesso em: 13 nov. 2015.

SHARMA, R.; RASMUSSEN, T. W.; JENSEN, B. B. Application of a synchronous generator with a boost converter in wind turbines: an experimental overview. **Renewable Power Generation, IET,** v. 6, n. 6, p. 414-423, 2012. ISSN 1752-1416.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid converters for photovoltaic and wind power systems**. New Delhi: John Wiley & Sons, 2011. ISBN 978-0-470-05751-3.

Texas Instruments. **TMS320F2837xS Delfino Microcontrollers**. Dallas, 2015. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28377s.pdf>. Acesso em: 15 jun. 2015.

TOFOLI, F. L.; PEREIRA, D. D. C.; PAULA, W. J. D. Proposta de aplicação da teoria de sistemas de controle no ensino de eletrônica de potência em cursos de graduação. In: Congresso Brasileiro de Educação em Engenharia (COBENGE), 2014, Juiz de Fora. **Publicações em Congresso...** Juiz de Fora: ABENGE, 16-19 Set. 2014. p. 12.

TZE-FUN, C.; LOI LEI, L. Permanent-Magnet Machines for Distributed Power Generation: A Review. In: Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE, 2007, Tampa. **Conference Publications...** Tampa: IEEE, 24-28 Jun. 2007. p. 1-6.

VATTUONE, L. et al. Open-end-winding PMSG for wind energy conversion system with dual boost NPC converter. In: Industrial Technology (ICIT), 2013 IEEE International Conference on, 2013, Cape Town. **Conference Publications...** Cape Town: IEEE, 25-28 Fev. 2013. p. 1763-1768.

WATANABE, E. H.; STEPHAN, R. M.; AREDES, M. New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads. **Power Delivery, IEEE Transactions on,** v. 8, n. 2, p. 697-703, 1993. ISSN 0885-8977.

WU, B. **High-Power Converters and AC Drives**. New Jersey: John Wiley & Sons Ltd, 2006.

XIAOTIAN, T.; JINGYA, D.; BIN, W. A novel converter configuration for wind applications using PWM CSI with diode rectifier and buck converter. In: Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International, 2011, Niagara Falls, ON. **Conference Publications...** Niagara Falls, ON: IEEE, 15-18 Mai. 2011. p. 359-364.

YARAMASU, V.; BIN, W. Three-level boost converter based medium voltage megawatt PMSG wind energy conversion systems. In: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE, 2011, Phoenix, AZ. **Conference Publications...** Phoenix, AZ: IEEE, 17-22 Set. 2011. p. 561-567.

_____. Predictive Control of a Three-Level Boost Converter and an NPC Inverter for High-Power PMSG-Based Medium Voltage Wind Energy Conversion Systems. **Power Electronics, IEEE Transactions on,** v. 29, n. 10, p. 5308-5322, 2014. ISSN 0885-8993.

YARAMASU, V. et al. High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies. **Proceedings of the IEEE,** v. 103, n. 5, p. 740-788, 2015. ISSN 0018-9219.

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. A neutral-point clamped converter system for direct-drive variable-speed wind power unit. **Energy Conversion, IEEE Transactions on,** v. 21, n. 2, p. 596-607, 2006. ISSN 0885-8969.

APÊNDICE A - ESTUDO DE PERDAS NO RETIFICADOR

Inicia-se o estudo de perdas no retificador calculando os esforços de corrente nos semicondutores o quais são dependentes das funções de modulação (funções que determinam o comportamento matemático da corrente ao longo de um intervalo de tempo) $\delta_{Dxy}(\theta)$ para os diodos, $\delta_{Sxy}(\theta)$ para os interruptores e $\delta_{Sxy_D}(\theta)$ para os diodos em antiparalelo com os interruptores sendo $x = 1,2$ e $y = a,b,c$ os identificadores dos semicondutores. Assim, determinam-se os esforços de corrente de acordo com as equações para os interruptores:

$$I_{Sxy_{MED}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \delta_{Sxy}(\theta)\cdot i_{Sxy}(\theta)\cdot d\theta \tag{A.1}$$

$$I_{Sxy_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \delta_{Sxy}(\theta)\cdot i_{Sxy}(\theta)^2\cdot d\theta} \tag{A.2}$$

E seus diodos:

$$I_{Sxy_D_{MED}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \delta_{Sxy_D}(\theta)\cdot i_{Sxy_D}(\theta)\cdot d\theta \tag{A.3}$$

$$I_{Sxy_D_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \delta_{Sxy_D}(\theta)\cdot i_{Sxy_D}(\theta)^2\cdot d\theta} \tag{A.4}$$

Assim como para os diodos $D_{x,y}$:

$$I_{Dxy_{MED}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \delta_{Dxy}(\theta)\cdot i_{Dxy}(\theta)\cdot d\theta \tag{A.5}$$

$$I_{Dxy_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \delta_{Dxy}(\theta)\cdot i_{Dxy}(\theta)^2\cdot d\theta} \tag{A.6}$$

Definem-se as funções de modulação que regem o funcionamento do conversor $\delta'_{ga}(\theta)$, $\delta'_{gb}(\theta)$, $\delta'_{gc}(\theta)$:

$$\begin{aligned} \delta'_{ga}(\theta) &= m_{a,r}\cdot\left|sen(\theta-\phi_{2,r})\right| \\ \delta'_{gb}(\theta) &= m_{a,r}\cdot\left|sen(\theta-{}^{2\pi}\!/_{3}-\phi_{2,r})\right| \\ \delta'_{gc}(\theta) &= m_{a,r}\cdot\left|sen(\theta+{}^{2\pi}\!/_{3}-\phi_{2,r})\right| \end{aligned} \tag{A.7}$$

Sendo $\Phi_{2,r}$ o ângulo de atraso existente entre a moduladora e a tensão induzida nos terminais do gerador e $m_{a,r}$ o índice de modulação em amplitude dado por:

$$m_{a,r} = \frac{E_i \cdot \sqrt{2} - R_{gi} \cdot I_{gi,pico}}{V_{dc}} \tag{A.8}$$

Da mesma forma, definem-se as funções das correntes que circulam em cada fase do gerador:

$$\begin{aligned} i_{ga}(\theta) &= I_{gi,pico} \cdot sen(\theta - \phi_{1,r}) \\ i_{gb}(\theta) &= I_{gi,pico} \cdot sen(\theta - {2\pi}/{3} - \phi_{1,r}) \\ i_{gc}(\theta) &= I_{gi,pico} \cdot sen(\theta + {2\pi}/{3} - \phi_{1,r}) \end{aligned} \tag{A.9}$$

Sendo $\Phi_{1,r}$ o ângulo de atraso existente entre a tensão induzida nos terminais do gerador e a corrente que circula neste (ou seja, o fator de potência), o qual poderia facilmente ser desprezado em função do seu valor muito próximo ao valor nulo (fator de potência unitário).

Analisando o princípio de funcionamento do conversor pode-se então determinar as funções de comutação e de corrente para os diodos da fase a:

$$\begin{aligned} \delta_{D1,a}(\theta) &= \{\delta'_{ga}(\theta) \quad \text{se} \quad \phi_{1,r} \le \theta \le \phi_{1,r} + \pi \\ i_{D1,a}(\theta) &= \{i_{ga}(\theta) \quad \text{se} \quad \phi_{1,r} \le \theta \le \phi_{1,r} + \pi \end{aligned} \tag{A.10}$$

$$\begin{aligned} \delta_{D2,a}(\theta) &= \begin{cases} \delta'_{ga}(\theta) & \text{se} \quad 0 \le \theta \le \phi_{1,r} \\ \delta'_{ga}(\theta) & \text{se} \quad \phi_{1,r} + \pi \le \theta \le 2\pi \end{cases} \\ i_{D2,a}(\theta) &= \begin{cases} -i_{ga}(\theta) & \text{se} \quad 0 \le \theta \le \phi_{1,r} \\ -i_{ga}(\theta) & \text{se} \quad \phi_{1,r} + \pi \le \theta \le 2\pi \end{cases} \end{aligned} \tag{A.11}$$

Para os interruptores da fase a:

$$\begin{aligned} \delta_{S1,a}(\theta) &= \{1 - \delta'_{ga}(\theta) \quad \text{se} \quad \phi_{1,r} \le \theta \le \phi_{1,r} + \pi \\ i_{S1,a}(\theta) &= \{i_{ga}(\theta) \quad \text{se} \quad \phi_{1,r} \le \theta \le \phi_{1,r} + \pi \end{aligned} \tag{A.12}$$

$$\delta_{S2,a}(\theta)=\begin{cases}1-\delta'_{ga}(\theta) & \text{se} \quad 0\le\theta\le\phi_{1,r}\\ 1-\delta'_{ga}(\theta) & \text{se} \quad \phi_{1,r}+\pi\le\theta\le 2\pi\end{cases}$$
$$i_{S2,a}(\theta)=\begin{cases}-i_{ga}(\theta) & \text{se} \quad 0\le\theta\le\phi_{1,r}\\ -i_{ga}(\theta) & \text{se} \quad \phi_{1,r}+\pi\le\theta\le 2\pi\end{cases} \tag{A.13}$$

Para os diodos intrínsecos aos interruptores da fase a:

$$\delta_{S1,a_D}(\theta)=\begin{cases}1 & \text{se} \quad 0\le\theta\le\phi_{1,r}\\ 1 & \text{se} \quad \phi_{1,r}+\pi\le\theta\le 2\pi\end{cases}$$
$$i_{S1,a_D}(\theta)=\begin{cases}-i_{ga}(\theta) & \text{se} \quad 0\le\theta\le\phi_{1,r}\\ -i_{ga}(\theta) & \text{se} \quad \phi_{1,r}+\pi\le\theta\le 2\pi\end{cases} \tag{A.14}$$

$$\delta_{S2,a_D}(\theta)=\begin{cases}1 & \text{se} \quad \phi_{1,r}\le\theta\le\pi+\phi_{1,r}\end{cases}$$
$$i_{S2,a_D}(\theta)=\begin{cases}i_{ga}(\theta) & \text{se} \quad \phi_{1,r}\le\theta\le\pi+\phi_{1,r}\end{cases} \tag{A.15}$$

Considerando os parâmetros:

$$\begin{aligned}P_{3\phi}&=6kW\\ E_{i,pico}&=586,989V\\ V_{dc}&=700V\\ R_{gi}&=1,3\Omega\\ L_{gi}&=10mH\\ I_{gi,pico}&=6,8A\end{aligned} \tag{A.16}$$

Encontra-se:

$$\begin{aligned}m_{a,r}&=0,8259\\ \phi_{1,r}&=0,04rad\\ \phi_{2,r}&=0,053rad\end{aligned} \tag{A.17}$$

Calculam-se então os esforços de correntes para esta condição e comparam-se com os resultados de simulação, ambos presentes na Tabela A-1.

Tabela A-1 - Valores simulados e calculados dos esforços de corrente dos semicondutores do retificador para a condição nominal.

	Corrente Média (A)		Corrente Eficaz (A)	
	Calculado	Simulado	Calculado	Simulado
$D_{1,a}$	2,853	2,858	1,407	1,409
D_{12a}	2,853	2,858	1,407	1,408
$S_{1,a}$	1,863	1,867	0,762	0,761
$S_{2,a}$	1,863	1,867	0,762	0,761
S_{1,a_D}	3,407	3,414	2,169	2,170
S_{2,a_D}	3,407	3,414	2,169	2,170

FONTE: Próprio autor.

Calculados os esforços de corrente, podem ser definidos os semicondutores a serem utilizados e, a partir de informações dos fabricantes, calcular as perdas por condução e comutação.

São dadas as equações que determinam as perdas por condução nos interruptores e nos diodos respectivamente, conforme exposto por LEÃO (2013):

$$P_{Sxy_{COND}} = v_{TO} \cdot I_{Sxy_{MED}} + r_{TO} \cdot \left(I_{Sxy_{RMS}} \right)^2 \tag{A.18}$$

$$P_{Dxy_{COND}} = v_{D} \cdot I_{Dxy_{MED}} + r_{D} \cdot \left(I_{Dxy_{RMS}} \right)^2 \tag{A.19}$$

Optou-se pela utilização do diodo SiC C4D05120A fabricado pela CREE, para o qual o fornecedor oferece as funções, em função da temperatura de junção T_j escolhida para ser de 100 ºC:

$$v_D = 0,96 + (-1,22 \cdot 10^{-3} \cdot T_j) = 0,96 + (-1,22 \cdot 10^{-3} \cdot 100^o) = 0,838V \tag{A.20}$$

$$r_D = 0,08 + (8,5 \cdot 10^{-4} \cdot T_j) = 0,08 + (8,5 \cdot 10^{-4} \cdot 100^o) = 0,165\Omega \tag{A.21}$$

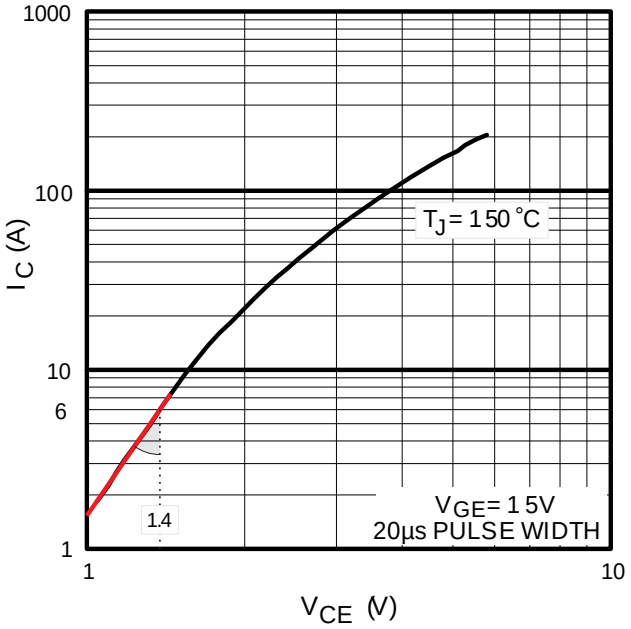
Calculam-se as perdas por condução nestes diodos:

$$P_{D1,a_{COND}} = v_D \cdot I_{D1,a_{MED}} + r_D \cdot \left(I_{D1,a_{RMS}} \right)^2 = 2,522W \tag{A.22}$$

$$P_{D2,a_{COND}} = v_D \cdot I_{D2,a_{MED}} + r_D \cdot \left(I_{D2,a_{RMS}} \right)^2 = 2,522W \tag{A.23}$$

Os interruptores utilizados no retificador são do tipo IGBT (*Insulated-Gate Bipolar Transistor*) referência IRG4PF50WD fabricado pela IR, para o qual são fornecidas as curvas presentes nas Figura A-1 e Figura A-2.

Figura A-1 - Linearização da curva V_{CE} x I_C do IGBT IRG4PF50WD.



Fonte: Próprio autor.

Linearizando a curva da Figura A-1, encontra-se:

$$r_{TO} = \frac{1,4-1}{6-1,8} = 0,095\Omega \tag{A.24}$$

A partir da equação da reta linearizada, encontra-se o valor de v_{TO} a partir dos pontos I_C=*6 A* e V_{CE} = *1,4 V*:

$$\begin{aligned} V_{CE} &= r_{TO} \cdot I_C + v_{TO} \\ v_{TO} &= 1,4 - 0,095 \cdot 6 = 0,83V \end{aligned} \tag{A.25}$$

E calculam-se as perdas por condução:

$$P_{S1,a_{COND}} = v_{TO} \cdot I_{S1,a_{MED}} + r_{TO} \cdot \left(I_{S1,a_{RMS}}\right)^2 = 0,963W \tag{A.26}$$

$$P_{S2,a_{COND}} = v_{TO} \cdot I_{S2,a_{MED}} + r_{TO} \cdot \left(I_{S2,a_{RMS}}\right)^2 = 0,963W \tag{A.27}$$

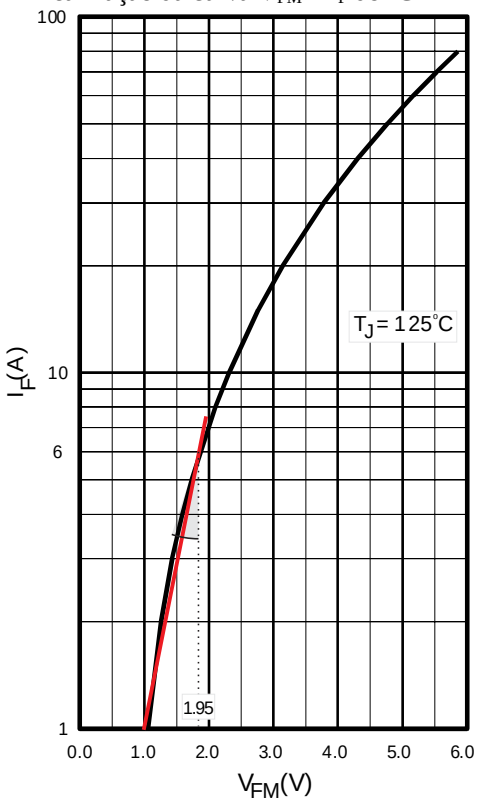
Linearizando a curva da Figura A-2, encontra-se:

$$r_D = \frac{1,95-1}{8-1} = 0,136\Omega \tag{A.28}$$

A partir da equação da reta linearizada, encontra-se o valor de v_D a partir dos pontos $I_F=6\ A$ e $V_{FM} = 1,95\ V$:

$$\begin{aligned} V_{FM} &= r_D \cdot I_F + v_D \\ v_D &= 1,95 - 0,136 \cdot 6 = 1,136V \end{aligned} \tag{A.29}$$

Figura A-2 - Linearização da curva V_{FM} x I_F do IGBT IRG4PF50WD.



Fonte: Próprio autor.

E calculam-se as perdas por condução nos diodos intrínsecos dos IGBTs:

$$P_{S1,a_D_{COND}} = v_D \cdot I_{S1,a_D_{MED}} + r_D \cdot \left(I_{S1,a_D_{RMS}}\right)^2 = 4,039W \tag{A.30}$$

$$P_{S2,a_D_{COND}} = v_D \cdot I_{D2,a_D_{MED}} + r_D \cdot \left(I_{S2,a_D_{RMS}}\right)^2 = 4,039W \tag{A.31}$$

O retificador trifásico totaliza então em perdas por condução:

$$P_{COND,\mathrm{r}} = 3 \cdot \left(P_{D1,a_{COND}} + P_{D2,a_{COND}} + P_{S1,a_{COND}} + P_{S2,a_{COND}} + P_{S1,a_D_{COND}} + P_{S2,a_D_{COND}} \right)$$
$$P_{COND,\mathrm{r}} = 45{,}141W \tag{A.32}$$

Para calcular as perdas por comutação, aproximam-se as curvas de energia dissipada durante o ligamento e o desligamento do interruptor por polinômios de segunda ordem (DROFENIK; KOLAR, 2005) segundo as expressões:

$$W_{Sxy_{ON}} = k_{o_{ON}} + k_{1_{ON}} \cdot i_{Sxy}(\theta) + k_{2_{ON}} \cdot i_{Sxy}(\theta)^2 \tag{A.33}$$

$$W_{Sxy_{OFF}} = k_{o_{OFF}} + k_{1_{OFF}} \cdot i_{Sxy}(\theta) + k_{2_{OFF}} \cdot i_{Sxy}(\theta)^2 \tag{A.34}$$

E calculam-se as perdas:

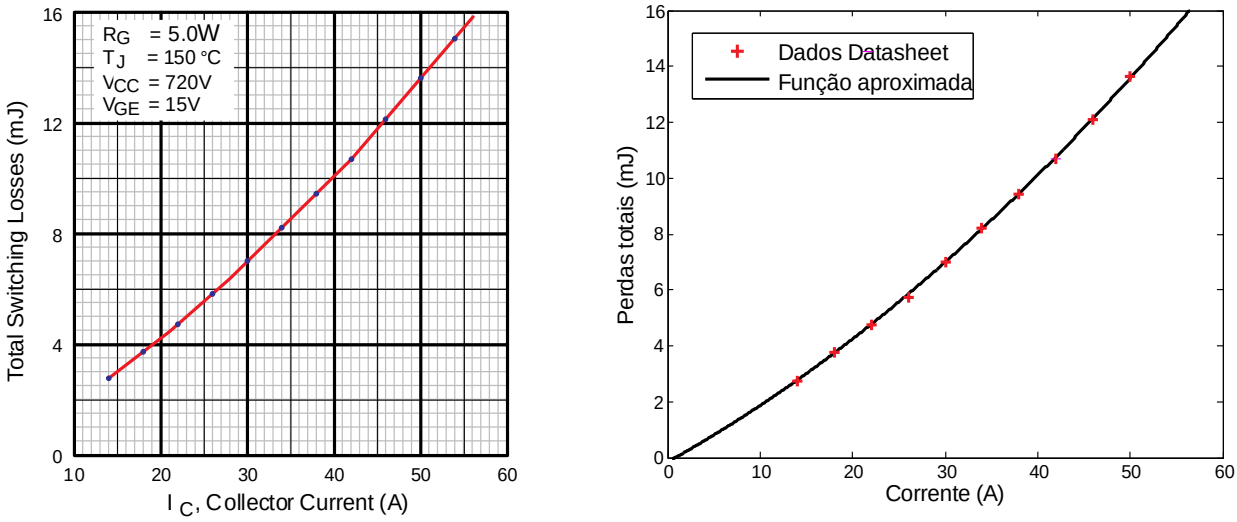
$$P_{Sxy_{ON}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f_s \cdot W_{Sxy_{ON}}(\theta) d\theta \tag{A.35}$$

$$P_{Sxy_{OFF}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f_s \cdot W_{Sxy_{OFF}}(\theta) d\theta \tag{A.36}$$

Conforme pode ser visto na Figura A-3, o fabricante fornece o gráfico das perdas totais por chaveamento. Aproxima-se esta curva por um polinômio de segunda ordem por meio do método dos mínimos quadrados e obtém-se:

$$\begin{aligned} k_o &= -1{,}7006 \cdot 10^{-4} \\ k_1 &= +1{,}8330 \cdot 10^{-4} \\ k_2 &= +1{,}8247 \cdot 10^{-6} \end{aligned} \tag{A.37}$$

Figura A-3 - Curvas da dissipação de energia durante a comutação do IGBT IRG4PF50WD.



Fonte: Próprio autor.

E calcula-se:

$$P_{S1,a_{COM}} = 1,063 \cdot \frac{V_{dc}}{720} \cdot \left[\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f_s \cdot \left(k_o + k_1 \cdot i_{S1,\mathrm{a}}(\theta) + k_2 \cdot i_{S1,a}(\theta)^2 \right) d\theta \right] = 5,396W \quad \text{(A.38)}$$

$$P_{S2,a_{COM}} = 1,063 \cdot \frac{V_{dc}}{720} \cdot \left[\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f_s \cdot \left(k_o + k_1 \cdot i_{S2,\mathrm{a}}(\theta) + k_2 \cdot i_{S2,a}(\theta)^2 \right) d\theta \right] = 5,396W \quad \text{(A.39)}$$

Sendo 1,063 um fator de ajuste fornecido pelo fabricante, visto que a resistência de gatilho utilizada é de 11 Ω ao invés de 5 Ω, valor para o qual foi fornecida a curva de perdas. Outro fator de ajuste é inserido ($V_{dc}/720$) de modo a adequar a tensão reversa que ao interruptor está submetido.

Desconsideram-se as perdas por comutação nos diodos D_{xy} por serem SiC assim como nos diodos intrínsecos ao IGBT em função de não haver interrupção de corrente sob tensão. Assim, têm-se as perdas totais por comutação no retificador:

$$P_{COM,\mathrm{r}} = 3 \cdot \left(P_{S1,a_{COM}} + P_{S2,a_{COM}} \right) = 32,378W \quad \text{(A.40)}$$

Por fim, calculam-se as perdas totais:

$$Perdas_{retificador} = P_{COM,\mathrm{r}} + P_{CON,\mathrm{r}} = 77,519W \quad \text{(A.41)}$$

E o rendimento do retificador na condição nominal:

$$\eta_r = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{3\phi} - R_{gi} \cdot I_{gi,pico}{}^2 - Perdas_{retificador}}{P_{3\phi} - R_{gi} \cdot I_{gi,pico}{}^2} \cdot 100\% = 98,668\% \qquad \text{(A.42)}$$

APÊNDICE B - ESTUDO DE PERDAS NO INVERSOR

O estudo de perdas para o inversor segue o mesmo roteiro apresentado para o retificador anteriormente. Inicia-se definindo as funções de modulação que regem o comportamento do conversor (função que determina o valor médio das razões cíclicas em um período de chaveamento) $\delta_a(\theta)$, $\delta_b(\theta)$, $\delta_c(\theta)$:

$$\begin{aligned} \delta_a(\theta) &= \frac{m_{a,i} \cdot sen(\theta + \phi_{2,i}) + 1}{2} \\ \delta_b(\theta) &= \frac{m_{a,i} \cdot sen(\theta - 2\pi/3 + \phi_{2,i}) + 1}{2} \\ \delta_c(\theta) &= \frac{m_{a,i} \cdot sen(\theta + 2\pi/3 + \phi_{2,i}) + 1}{2} \end{aligned} \tag{B.1}$$

Sendo $\Phi_{2,i}$ o ângulo de atraso existente entre a moduladora e a tensão da rede e $m_{a,i}$ o índice de modulação em amplitude, conforme definido anteriormente.

Da mesma forma, definem-se as funções das correntes que circulam em cada fase do inversor:

$$\begin{aligned} i_a(\theta) &= I_{pico} \cdot sen(\theta + \phi_{1,i}) \\ i_b(\theta) &= I_{pico} \cdot sen(\theta - 2\pi/3 + \phi_{1,i}) \\ i_c(\theta) &= I_{pico} \cdot sen(\theta + 2\pi/3 + \phi_{1,i}) \end{aligned} \tag{B.2}$$

Sendo $\Phi_{1,i}$ o ângulo de atraso existente entre a tensão de fase da rede e a corrente (ou seja, o fator de potência), o qual poderia facilmente ser desprezado em função do seu valor muito próximo ao valor nulo (fator de potência unitário).

São $\delta_x(\theta)$ as funções de modulação de cada interruptor do inversor, assim como $\delta_{Sx_D}(\theta)$ as funções de modulação para cada diodo em antiparalelo presente em cada interruptor sendo $x = 1,2,3...,6$.

Novamente em função da simetria, analisa-se apenas um braço do inversor e encontram-se:

$$\delta_{S1}(\theta)=\begin{cases}\delta_a(\theta) & \text{se} \quad 0\le\theta\le\pi-\phi_{1,i}\\ \delta_a(\theta) & \text{se} \quad 2\pi-\phi_{1,i}\le\theta\le 2\pi\end{cases}$$
$$i_{S1}(\theta)=\begin{cases}i_a(\theta) & \text{se} \quad 0\le\theta\le\pi-\phi_{1,i}\\ i_a(\theta) & \text{se} \quad 2\pi-\phi_{1,i}\le\theta\le 2\pi\end{cases} \tag{B.3}$$

$$\delta_{S1_D}(\theta)=\{\delta_a(\theta) \quad \text{se} \quad \pi-\phi_{1,i}\le\theta\le 2\pi-\phi_{1,i}$$
$$i_{S1_D}(\theta)=\{-i_a(\theta) \quad \text{se} \quad \pi-\phi_{1,i}\le\theta\le 2\pi-\phi_{1,i} \tag{B.4}$$

$$\delta_{S2}(\theta)=\{1-\delta_a(\theta) \quad \text{se} \quad \pi-\phi_{1,i}\le\theta\le 2\pi-\phi_{1,i}$$
$$i_{S2}(\theta)=\{-i_a(\theta) \quad \text{se} \quad \pi-\phi_{1,i}\le\theta\le 2\pi-\phi_{1,i} \tag{B.5}$$

$$\delta_{S2_D}(\theta)=\begin{cases}1-\delta_a(\theta) & \text{se} \quad 0\le\theta\le\pi-\phi_{1,i}\\ 1-\delta_a(\theta) & \text{se} \quad 2\pi-\phi_{1,i}\le\theta\le 2\pi\end{cases}$$
$$i_{S2_D}(\theta)=\begin{cases}i_a(\theta) & \text{se} \quad 0\le\theta\le\pi-\phi_{1,i}\\ i_a(\theta) & \text{se} \quad 2\pi-\phi_{1,i}\le\theta\le 2\pi\end{cases} \tag{B.6}$$

Considerando os parâmetros:

$$\begin{aligned}&P_{3\phi}=6kW\\&V_p=311{,}127V\\&V_{dc}=700V\\&r_{La}=r_{Lb}=r_{Lc}=100m\Omega\\&L_a=L_b=L_c=2mH\\&I_{pico}=12{,}856A\end{aligned} \tag{B.7}$$

Encontra-se:

$$\begin{aligned}&m_{a,\mathrm{i}}=0{,}944\\&\phi_{1,\mathrm{i}}=0{,}046rad\\&\phi_{2,\mathrm{i}}=0{,}03rad\end{aligned} \tag{B.8}$$

Assim, determinam-se os esforços de corrente de acordo com as equações, para os interruptores:

$$I_{Sx_{MED}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \delta_{Sx}(\theta)\cdot i_{Sx}(\theta)\cdot d\theta \tag{B.9}$$

$$I_{Sx_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \delta_{Sx}(\theta)\cdot i_{Sx}(\theta)^2\cdot d\theta} \tag{B.10}$$

E seus diodos:

$$I_{Sx_D_{MED}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \delta_{Sx_D}(\theta)\cdot i_{Sx_D}(\theta)\cdot d\theta \tag{B.11}$$

$$I_{Sx_D_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \delta_{Sx_D}(\theta)\cdot i_{Sx_D}(\theta)^2\cdot d\theta} \tag{B.12}$$

E comparam-se com os resultados de simulação, ambos presentes na Tabela B-1.

Tabela B-1 - Valores simulados e calculados dos esforços de corrente dos semicondutores do inversor para a condição nominal.

	Corrente Média (A)		Corrente Eficaz (A)	
	Calculado	Simulado	Calculado	Simulado
S_1	3,563	3,481	6,101	6,033
S_{1_D}	0,529	0,610	2,026	2,232
S_2	3,563	3,483	6,101	6,033
S_{2_D}	0,529	0,611	2,026	2,235

FONTE: Próprio autor.

Optou-se pela utilização do interruptor do tipo IGBT com diodo SiC do fabricante GeneSiC referência GA35XCP12-247, cuja curva de queda de tensão instantânea em função da corrente direta instantânea é dada pela Figura B-1, a qual é linearizada para serem calculadas as perdas por condução.

$$r_{TO} = \frac{2-0,8}{12-0} = 0,1\Omega \tag{B.13}$$

A partir da equação da reta linearizada, encontra-se o valor de v_{TO} a partir dos pontos $I_C=12\ A$ e $V_{CE} = 2\ V$:

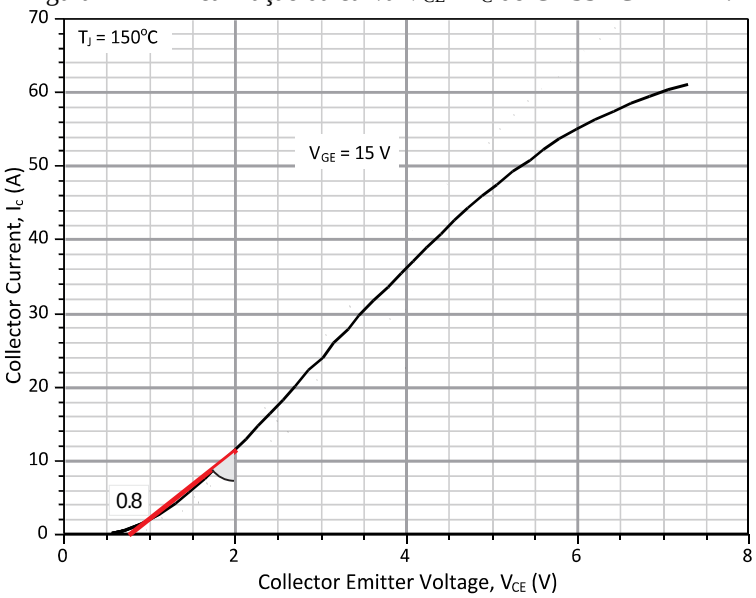
$$\begin{aligned} V_{CE} &= r_{TO}\cdot I_C + v_{TO} \\ v_{TO} &= 2-0,1\cdot 12 = 0,8V \end{aligned} \tag{B.14}$$

E calculam-se as perdas por condução:

$$P_{S1_{COND}} = v_{TO} \cdot I_{S1_{MED}} + r_{TO} \cdot \left(I_{S1_{RMS}} \right)^2 = 6,573W \tag{B.15}$$

$$P_{S2_{COND}} = v_{TO} \cdot I_{S2_{MED}} + r_{TO} \cdot \left(I_{S2_{RMS}} \right)^2 = 6,573W \tag{B.16}$$

Figura B-1 - Linearização da curva V_{CE} x I_C do GA35XCP12-247.



Fonte: Próprio autor.

O mesmo processo é realizado para se calcular as perdas por condução nos diodos intrínsecos dos interruptores cuja, curva que relaciona a queda de tensão instantânea com a corrente instantânea é dada pela Figura B-2 para qual se obtém, a partir da linearização:

$$r_D = \frac{2-0,9}{14-0} = 0,079\Omega \tag{B.17}$$

A partir da equação da reta linearizada, encontra-se o valor de v_D a partir dos pontos $I_F = 14\ A$ e $V_{FM} = 2\ V$:

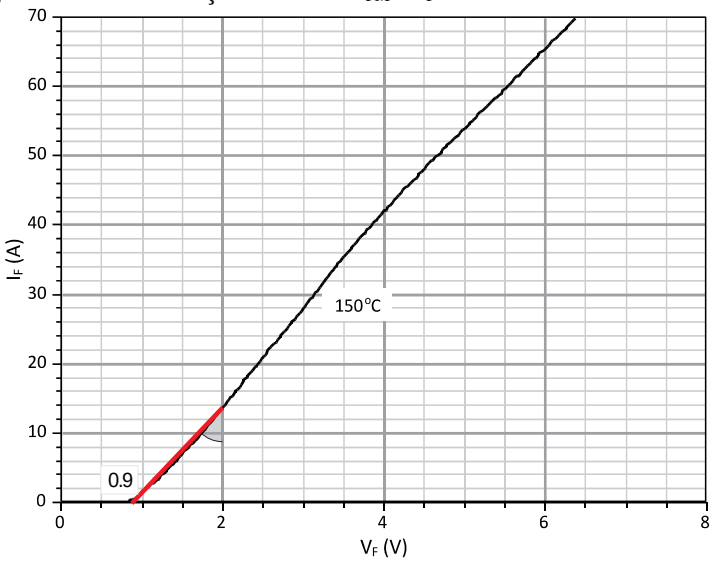
$$\begin{aligned} V_{FM} &= r_D \cdot I_F + v_D \\ v_D &= 2 - 0,079 \cdot 14 = 0,9V \end{aligned} \tag{B.18}$$

E calculam-se as perdas por condução:

$$P_{S1_D_{COND}} = v_D \cdot I_{S1_D_{MED}} + r_D \cdot \left(I_{S1_D_{RMS}} \right)^2 = 0,798W \tag{B.19}$$

$$P_{S2_D_{COND}} = v_D \cdot I_{D2_D_{MED}} + r_D \cdot \left(I_{S2_D_{RMS}} \right)^2 = 0,798W \tag{B.20}$$

Figura B-2 - Linearização da curva V_{FM} x I_F do IGBT GA35XCP12-247.



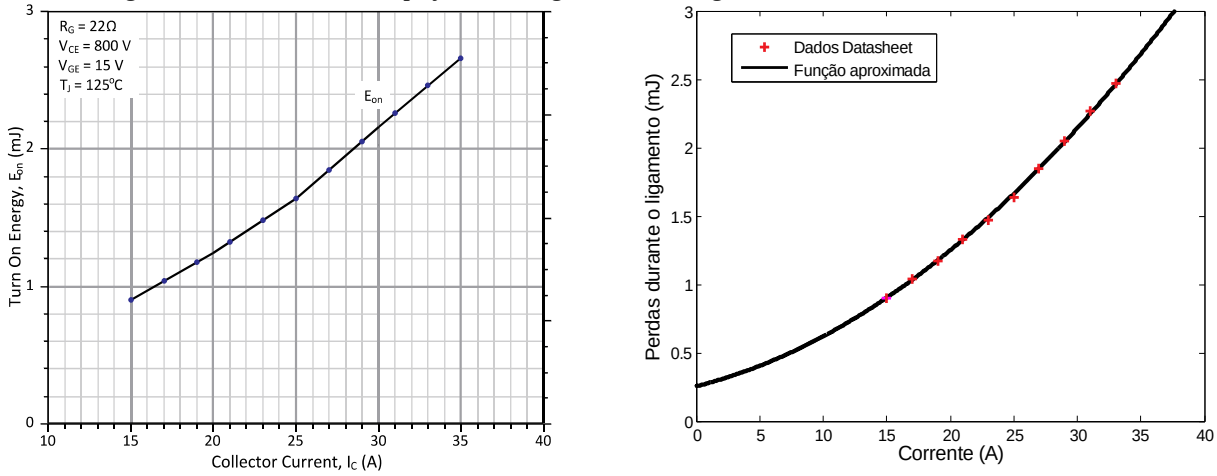
Fonte: Próprio autor.

O inversor trifásico totaliza então em perdas por condução:

$$P_{COND,i} = 3 \cdot \left(P_{S1_{COND}} + P_{S2_{COND}} + P_{S1_D_{COND}} + P_{S2_D_{COND}} \right) = 44,226W \tag{B.21}$$

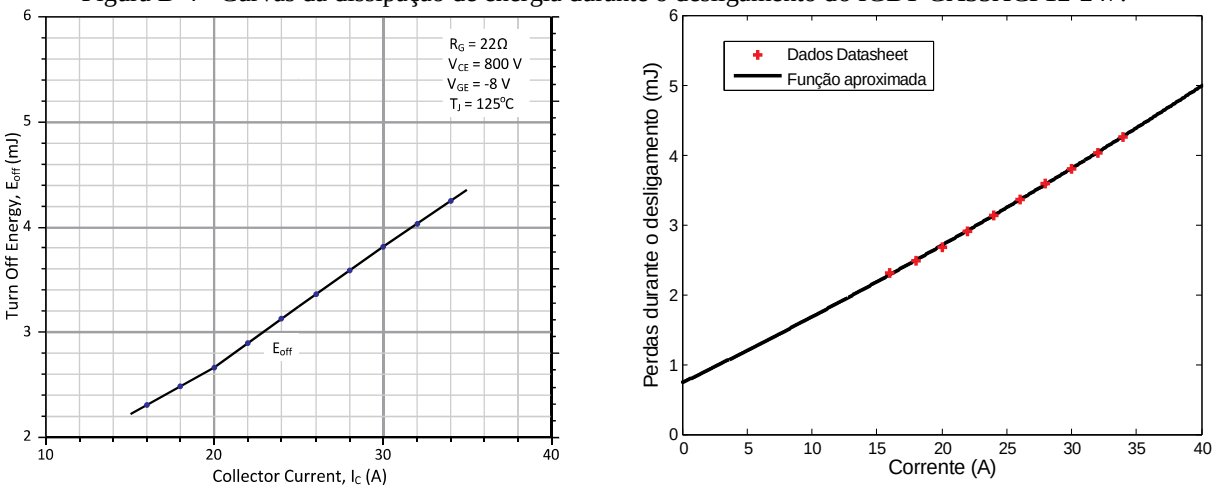
Calculam-se as perdas por condução aproximando-se as curvas de energia dissipada durante o ligamento e o desligamento do interruptor por polinômios de segunda ordem. Para o IGBT GA35XCP12-247 tem-se as curvas reais e aproximadas presentes nas Figura B-3 e Figura B-4.

Figura B-3 - Curvas da dissipação de energia durante o ligamento do IGBT GA35XCP12-247.



Fonte: Próprio autor.

Figura B-4 - Curvas da dissipação de energia durante o desligamento do IGBT GA35XCP12-247.



Fonte: Próprio autor.

A partir da linearização obtêm-se:

$$\begin{aligned} k_{o_{ON}} &= +2,5372 \cdot 10^{-4} \\ k_{1_{ON}} &= +2,3252 \cdot 10^{-5} \\ k_{2_{ON}} &= +1,3191 \cdot 10^{-6} \end{aligned} \tag{B.22}$$

$$\begin{aligned} k_{o_{OFF}} &= +7,3118 \cdot 10^{-4} \\ k_{1_{OFF}} &= +9,0448 \cdot 10^{-5} \\ k_{2_{OFF}} &= +3,9394 \cdot 10^{-7} \end{aligned} \tag{B.23}$$

Obtêm-se as funções de perdas para os interruptores:

$$W_{S1_{ON}} = k_{o_{ON}} + k_{1_{ON}} \cdot i_{S1}(\theta) + k_{2_{ON}} \cdot i_{S1}(\theta)^2 \tag{B.24}$$

$$W_{S1_{OFF}} = k_{o_{OFF}} + k_{1_{OFF}} \cdot i_{S1}(\theta) + k_{2_{OFF}} \cdot i_{S1}(\theta)^2 \tag{B.25}$$

$$W_{S2_{ON}} = k_{o_{ON}} + k_{1_{ON}} \cdot i_{S2}(\theta) + k_{2_{ON}} \cdot i_{S2}(\theta)^2 \tag{B.26}$$

$$W_{S2_{OFF}} = k_{o_{OFF}} + k_{1_{OFF}} \cdot i_{S2}(\theta) + k_{2_{OFF}} \cdot i_{S2}(\theta)^2 \tag{B.27}$$

E calculam-se as perdas:

$$P_{S1_{ON}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f_s \cdot W_{S1_{ON}}(\theta) d\theta = 4,235W \tag{B.28}$$

$$P_{S1_{OFF}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f_s \cdot W_{S1_{OFF}}(\theta) d\theta = 11,735W \tag{B.29}$$

$$P_{S2_{ON}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f_s \cdot W_{S2_{ON}}(\theta) d\theta = 4,235W \tag{B.30}$$

$$P_{S2_{OFF}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f_s \cdot W_{S2_{OFF}}(\theta) d\theta = 11,735W \tag{B.31}$$

Desconsideram-se as perdas por comutação nos diodos intrínsecos por serem SiC. Assim, tem-se as perdas totais por comutação no retificador:

$$P_{COM,i} = 3 \cdot \left(P_{S1_{ON}} + P_{S1_{OFF}} + P_{S2_{ON}} + P_{S2_{OFF}} \right) = 95,82W \tag{B.32}$$

Por fim, calculam-se as perdas totais:

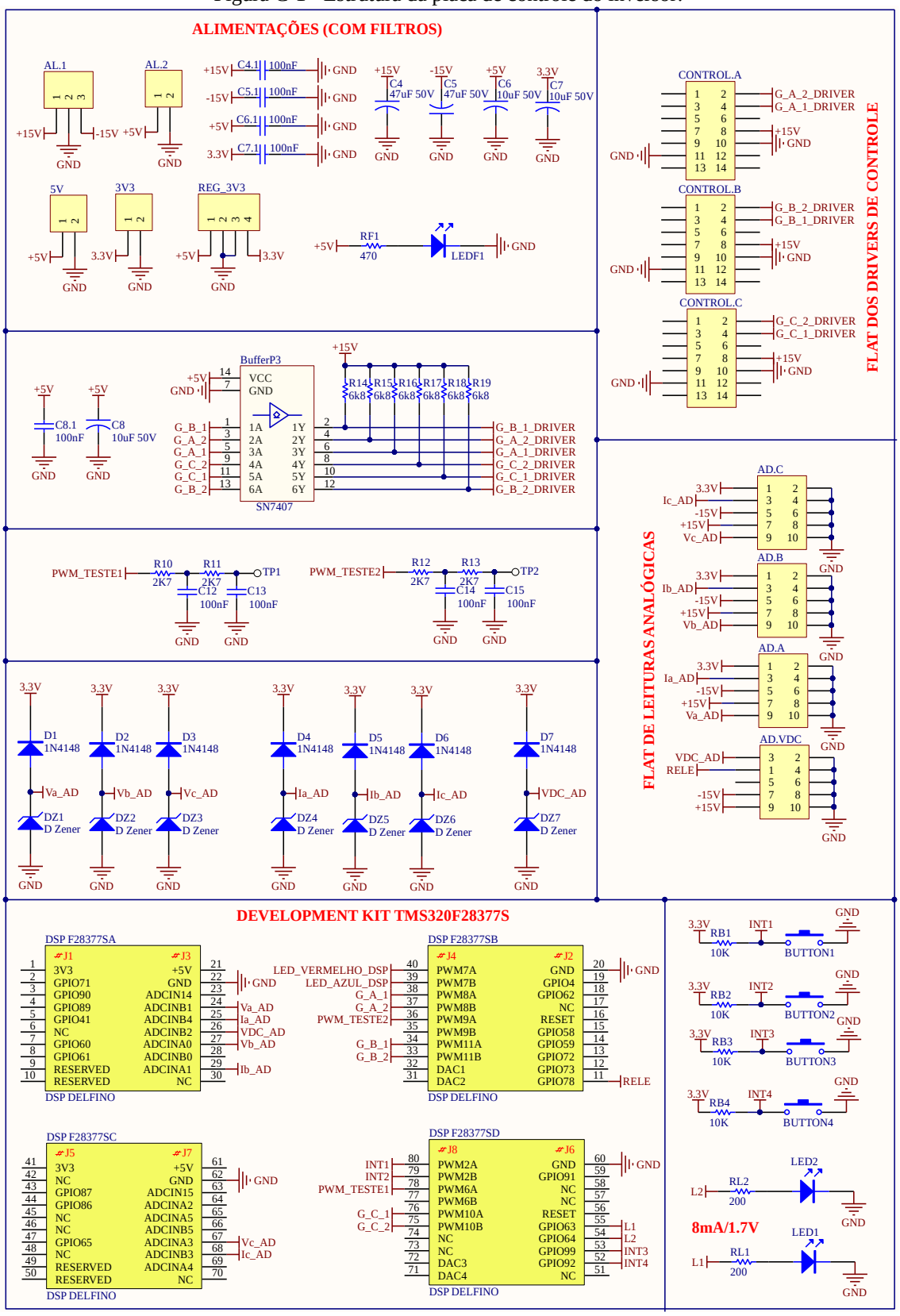
$$Perdas_{inversor} = P_{COM,i} + P_{CON,i} = 140,046W \tag{B.33}$$

E o rendimento do retificador na condição nominal:

$$\eta_i = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{3\phi}}{P_{3\phi} + r_L \cdot I_{pico}^2 + Perdas_{inversor}} \cdot 100\% = 96,936\% \tag{B.34}$$

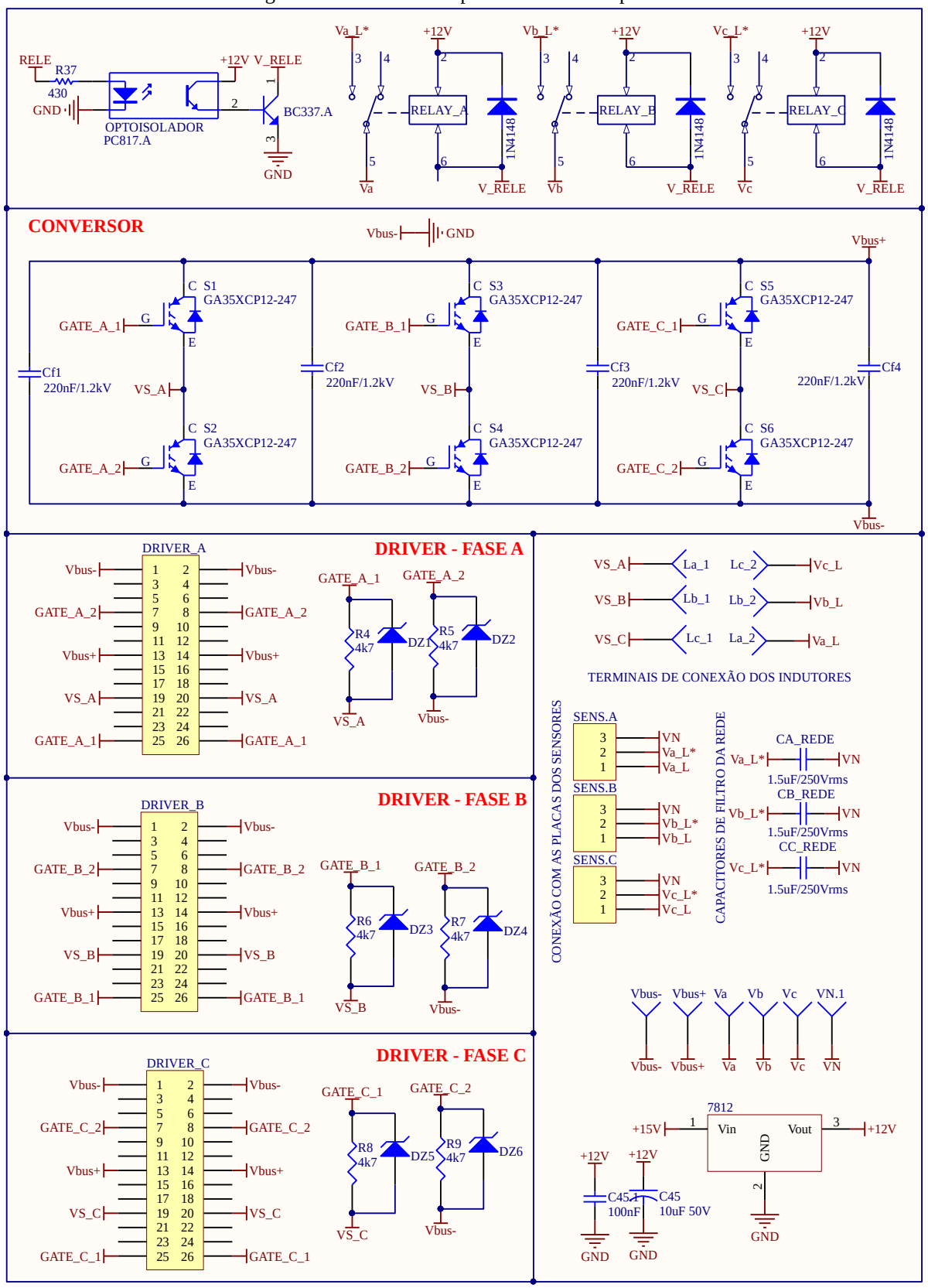
APÊNDICE C - DESENVOLVIMENTO DO PROTÓTIPO EXPERIMENTAL

Figura C-1 - Estrutura da placa de controle do inversor.



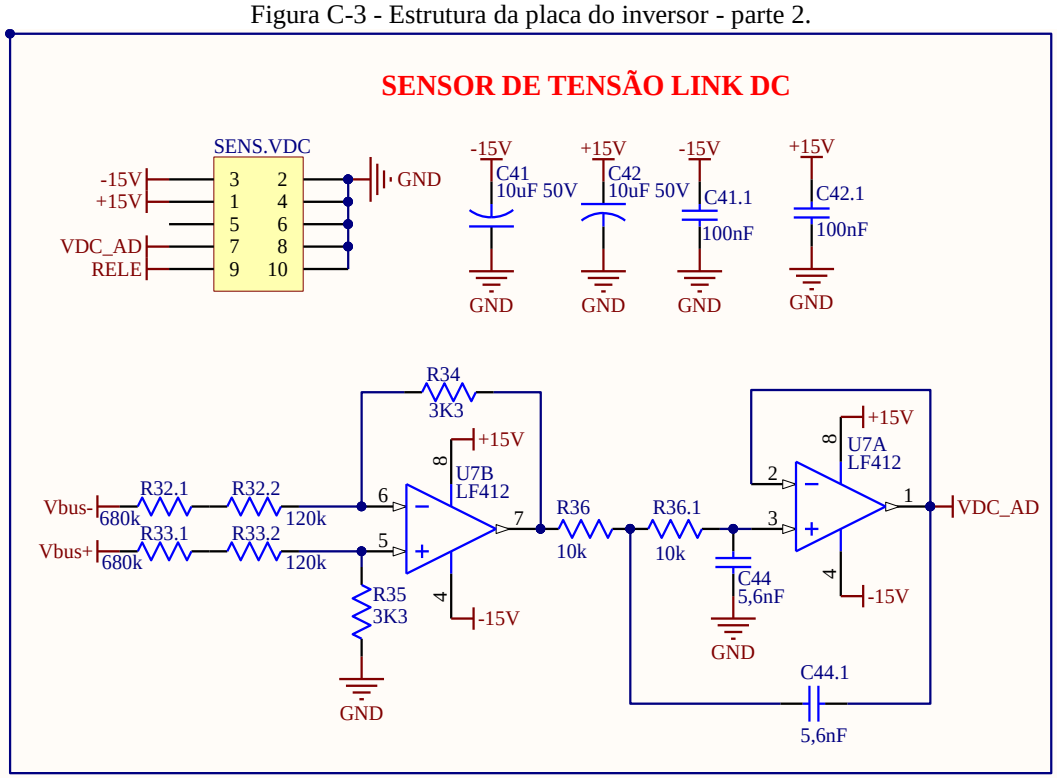
Fonte: Próprio autor.

Figura C-2 - Estrutura da placa do inversor - parte 1.



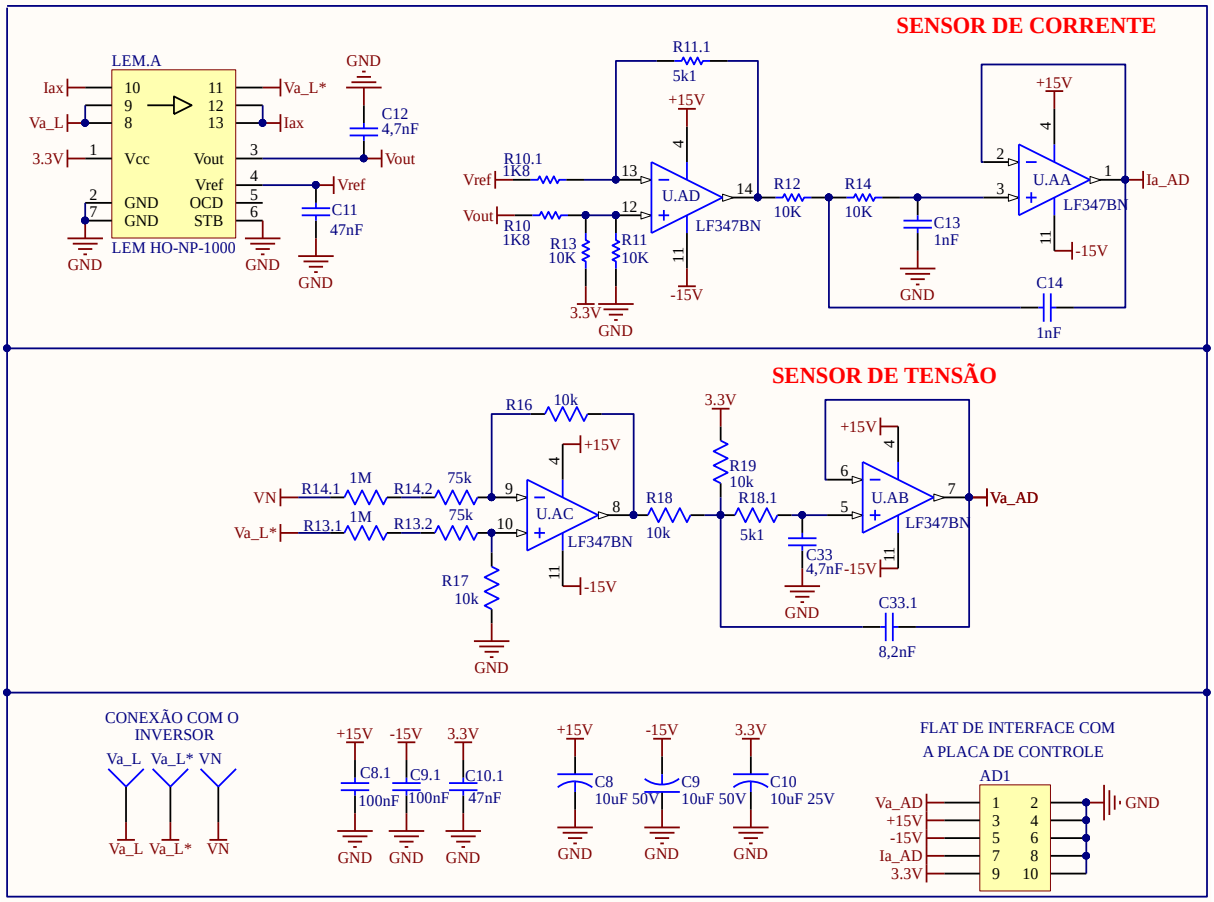
Fonte: Próprio autor.

Figura C-3 - Estrutura da placa do inversor - parte 2.



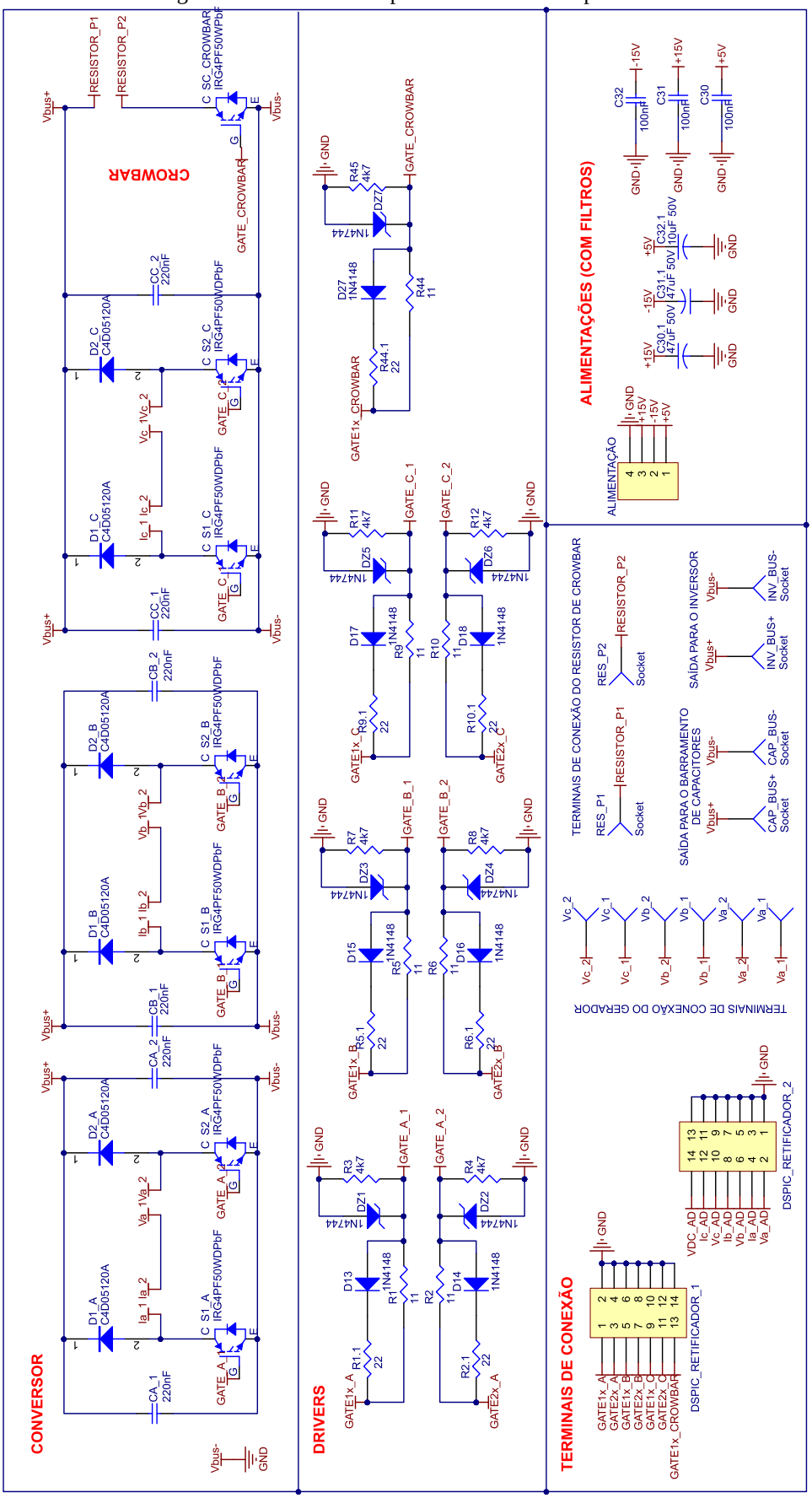
Fonte: Próprio autor.

Figura C-4 - Estrutura dos sensores de corrente e tensão do inversor.



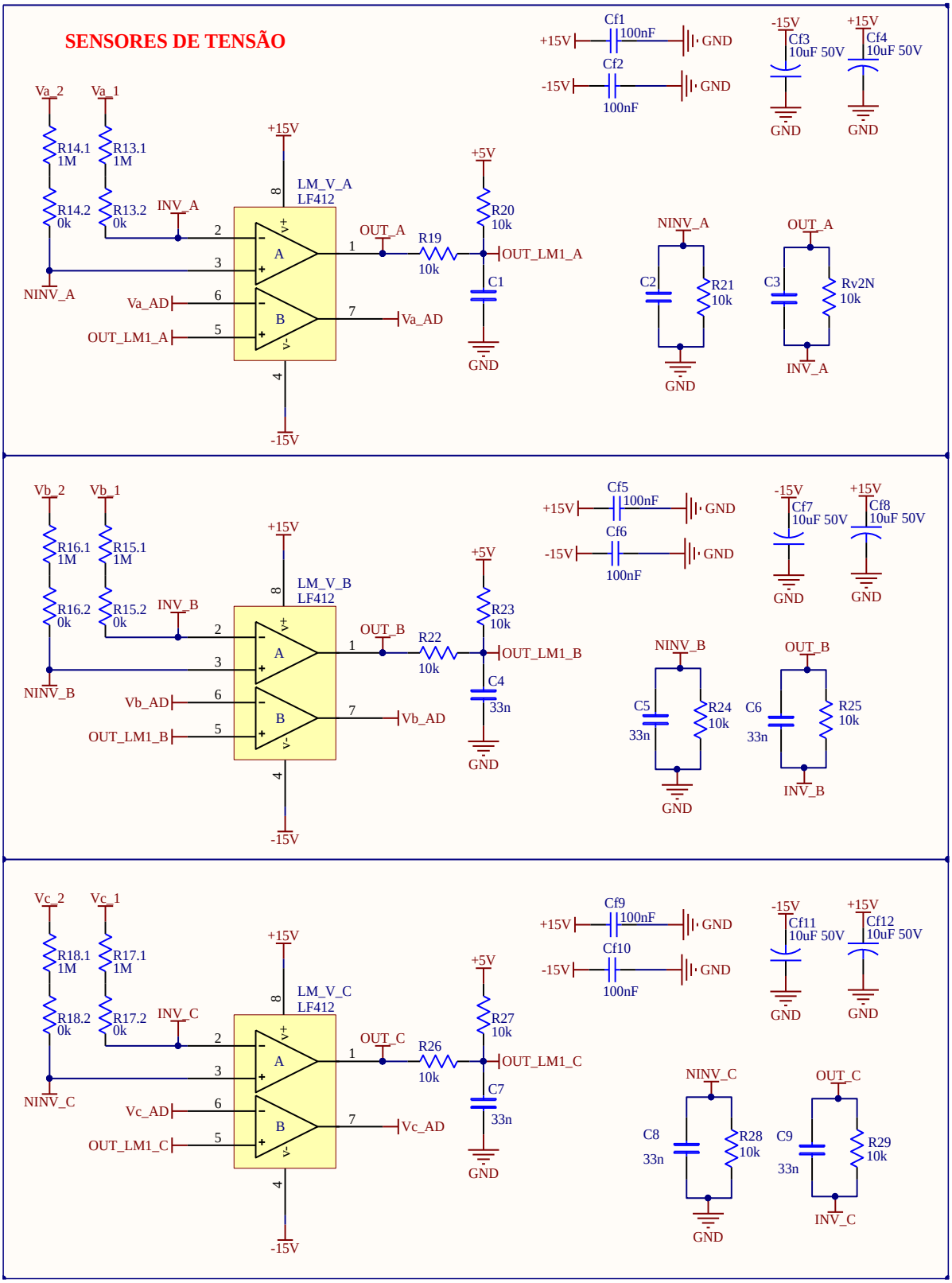
Fonte: Próprio autor.

Figura C-5 - Estrutura da placa do retificador - parte 1.



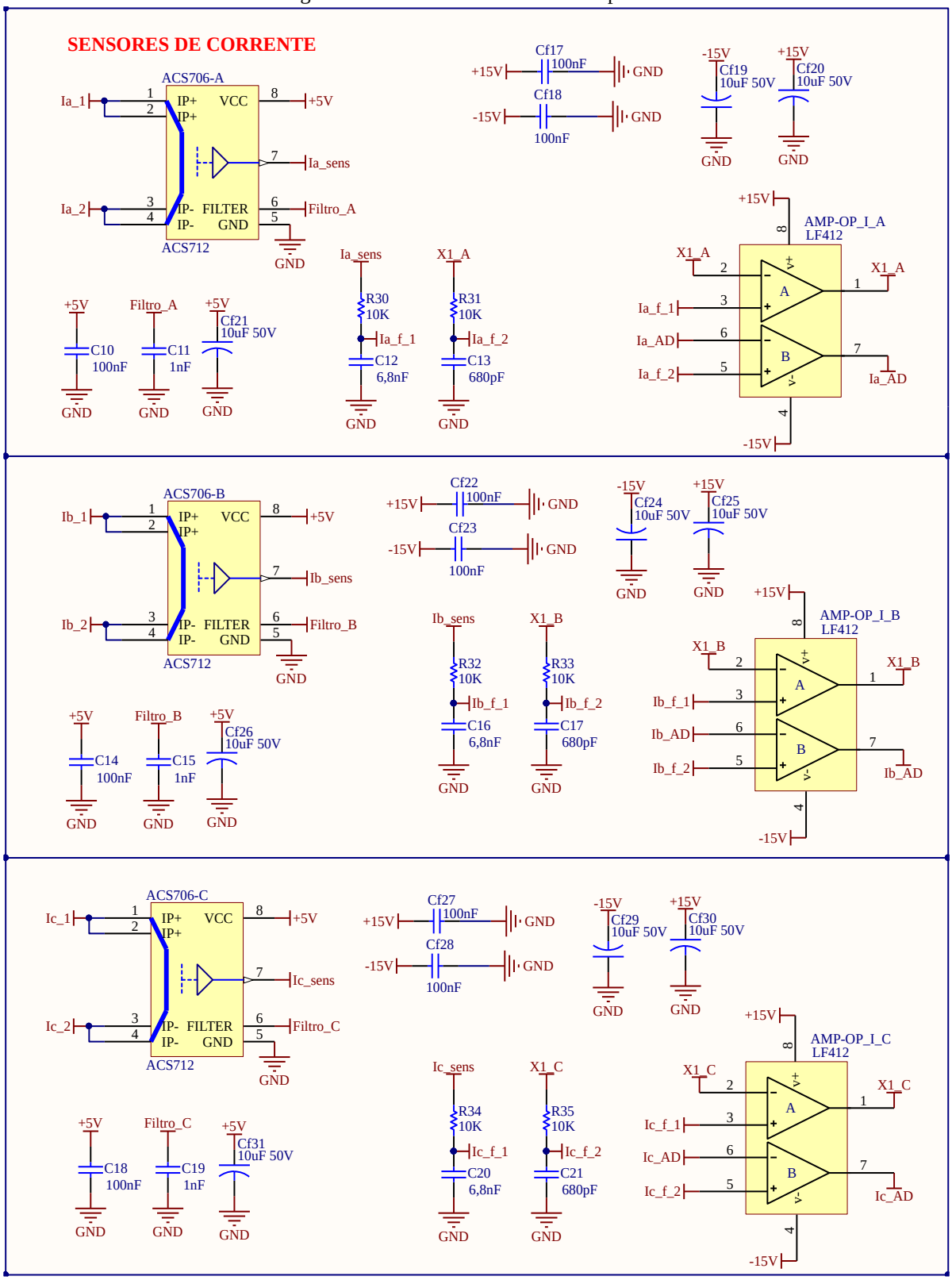
Fonte: Próprio autor.

Figura C-6 - Estrutura do retificador - parte 2.



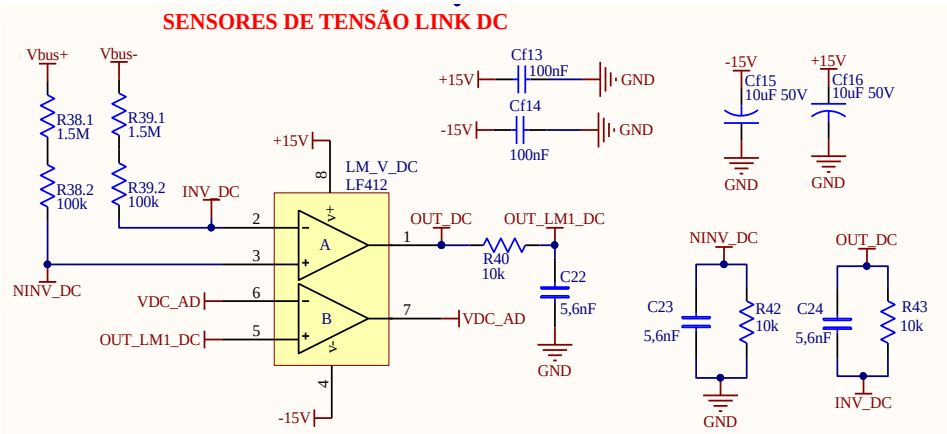
Fonte: Próprio autor.

Figura C-7 - Estrutura do retificador - parte 3.



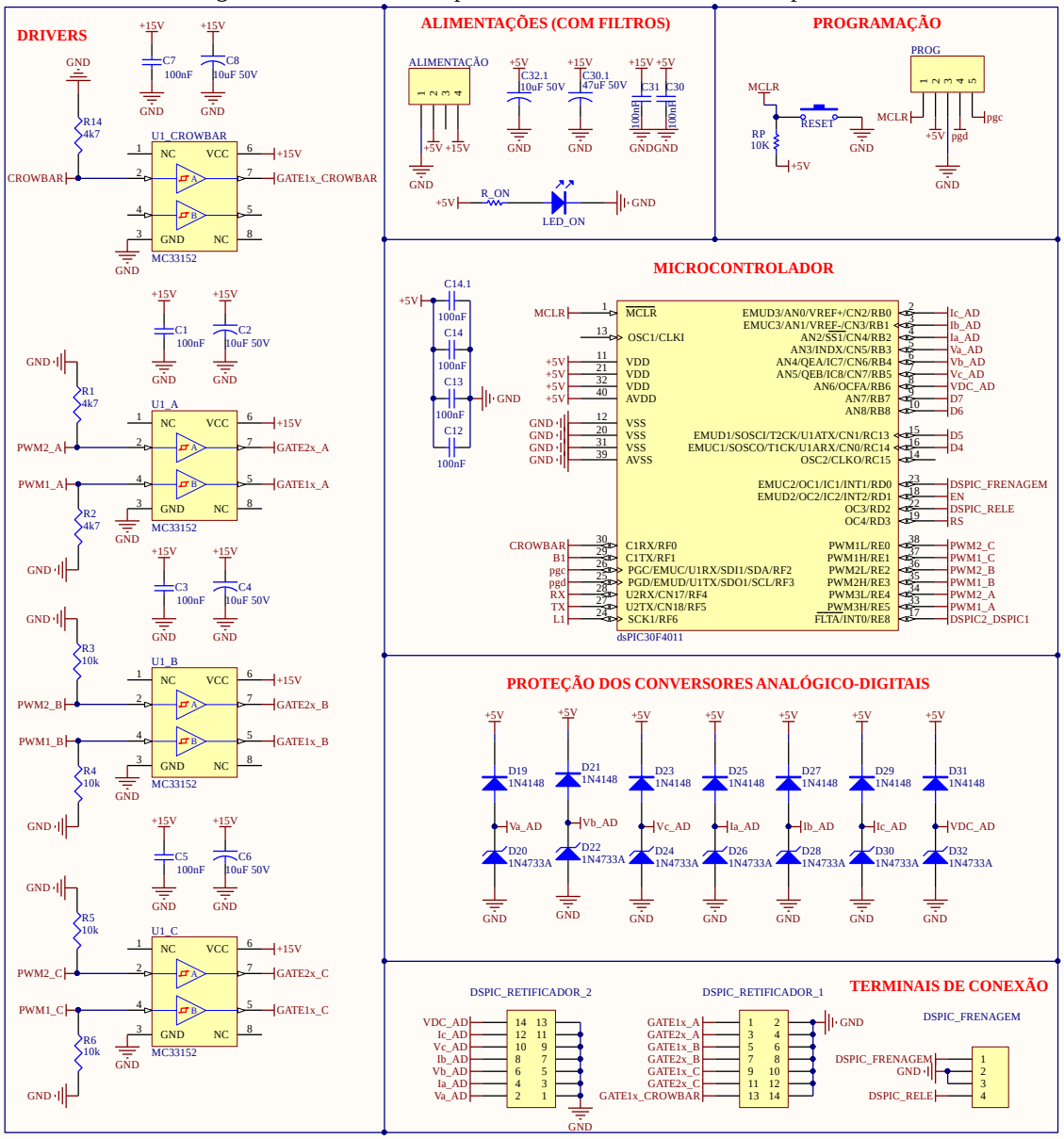
Fonte: Próprio autor.

Figura C-8 - Estrutura do retificador - parte 4.



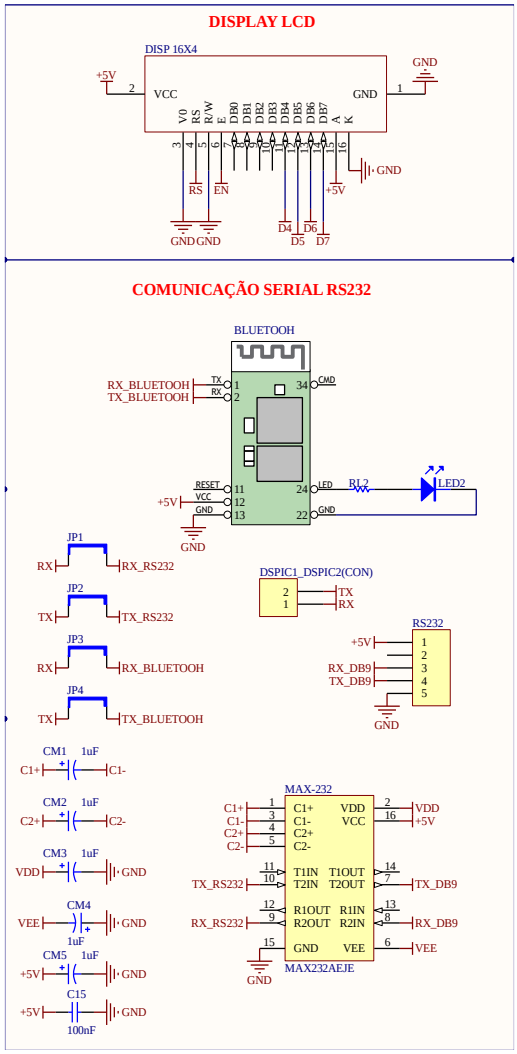
Fonte: Próprio autor.

Figura C-9 - Estrutura da placa do controle do retificador - parte 1.



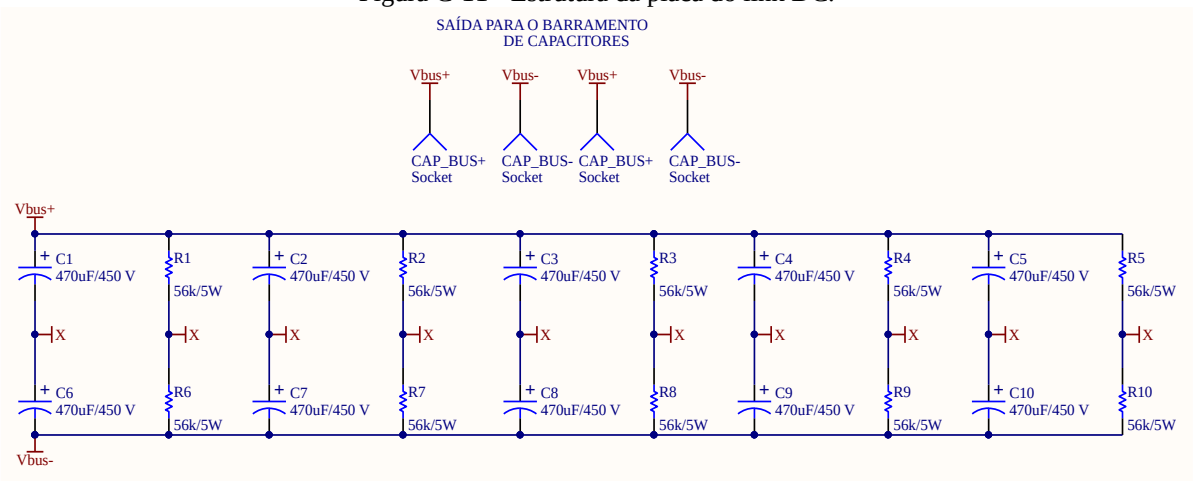
Fonte: Próprio autor.

Figura C-10 - Estrutura da placa do controle do retificador - parte 2.



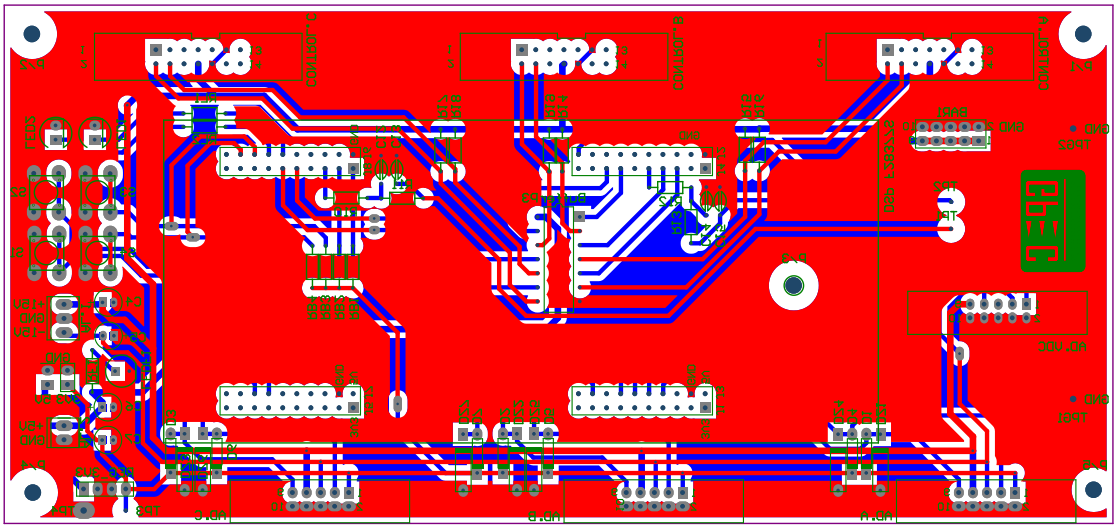
Fonte: Próprio autor.

Figura C-11 - Estrutura da placa do link DC.



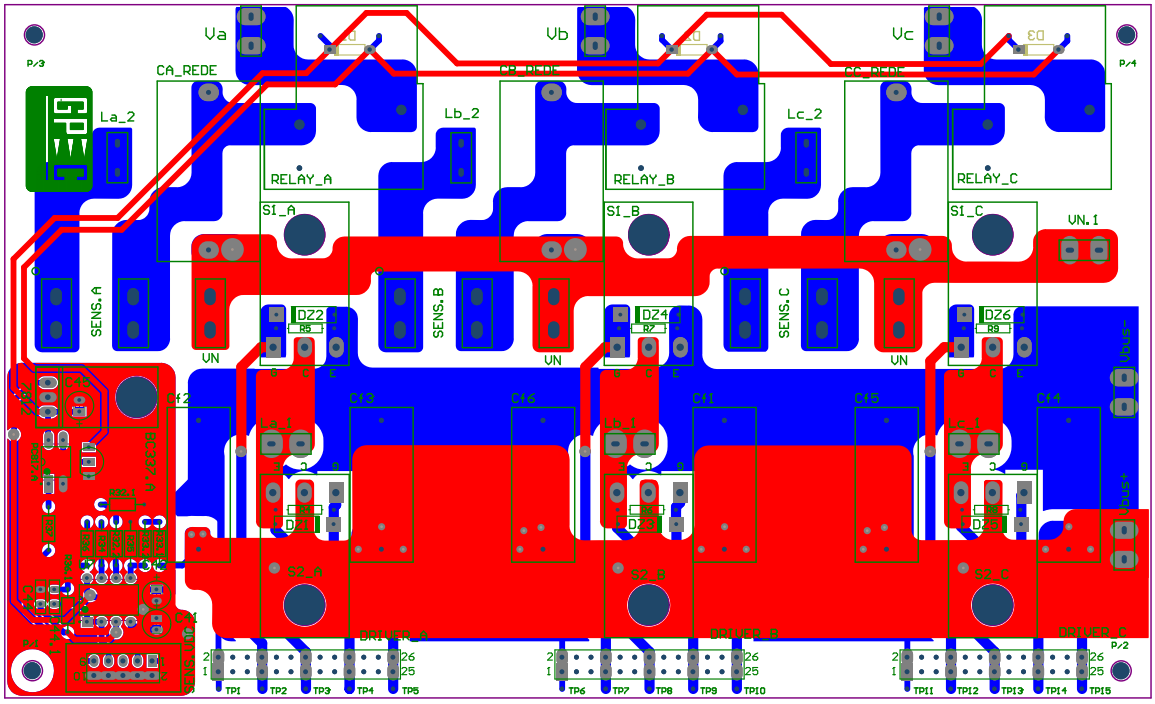
Fonte: Próprio autor.

Figura C-12 - Layout da placa de controle do inversor.



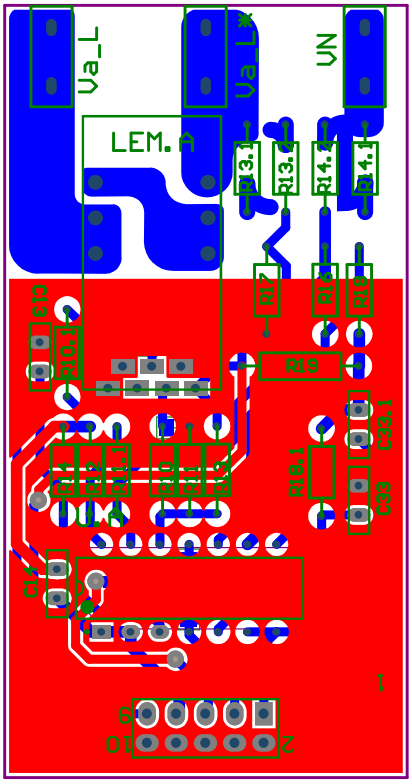
Fonte: Próprio autor.

Figura C-13 - Layout da placa do inversor.



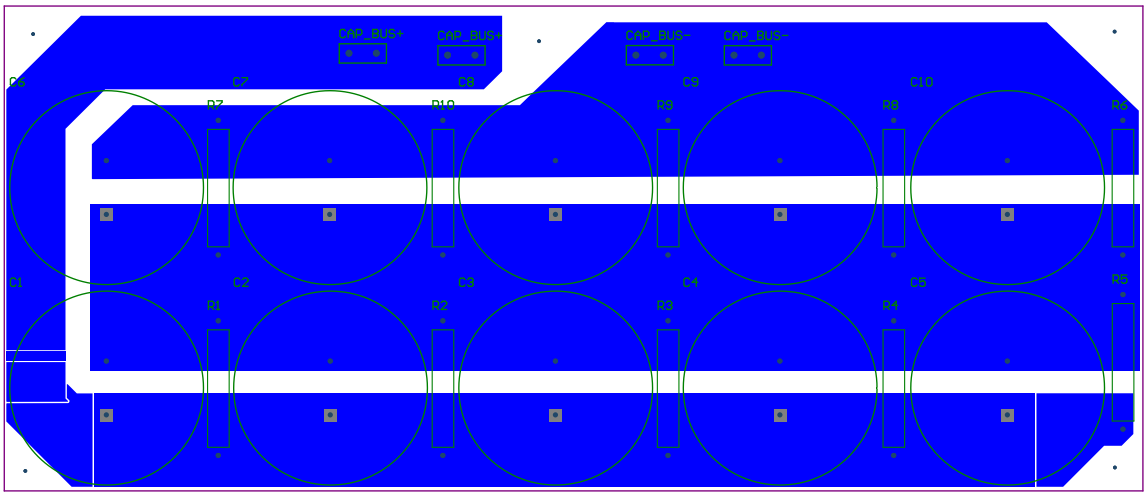
Fonte: Próprio autor.

Figura C-14 - Layout das placas dos sensores do inversor.



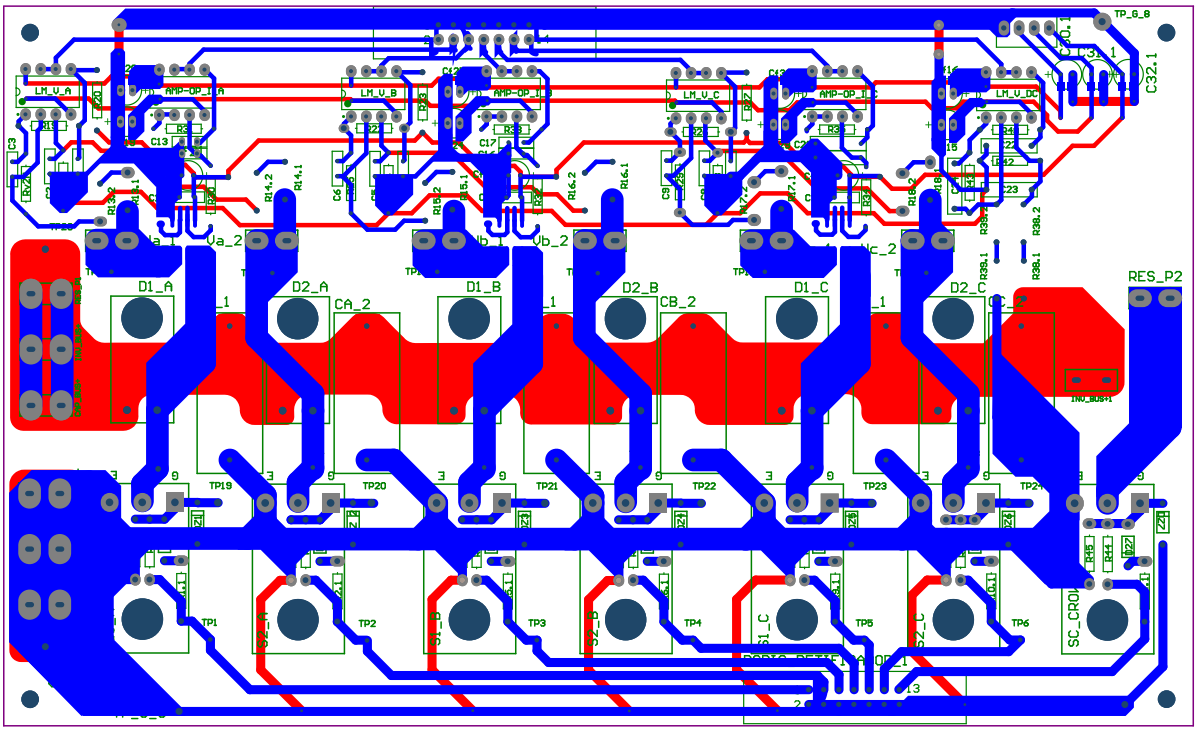
Fonte: Próprio autor.

Figura C-15 - Layout da placa do link DC.



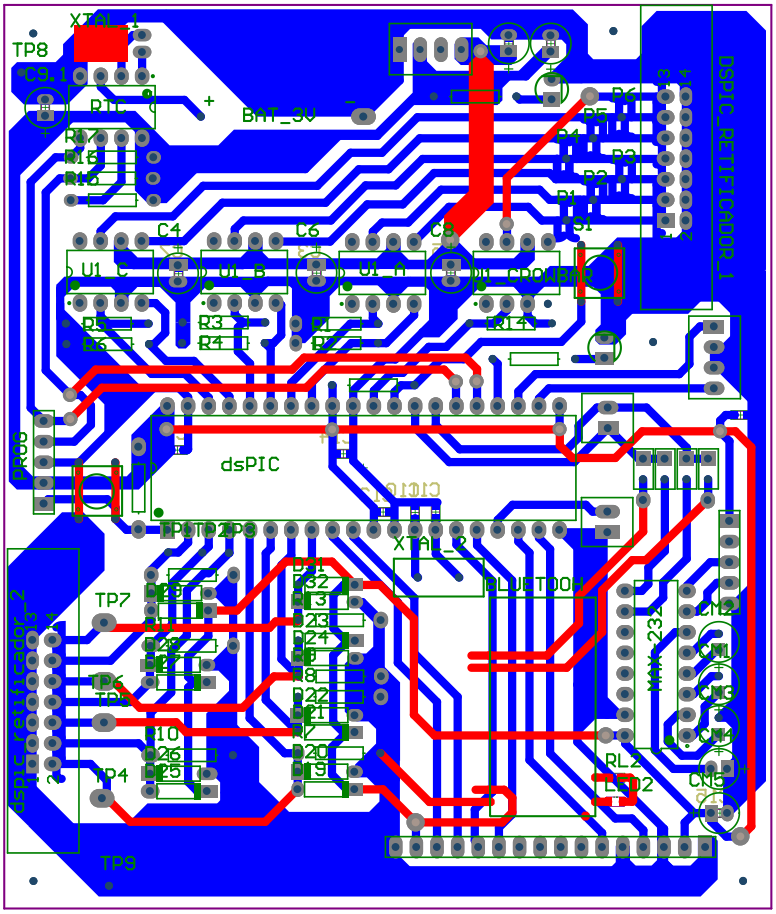
Fonte: Próprio autor.

Figura C-16 - Estrutura da placa do retificador.



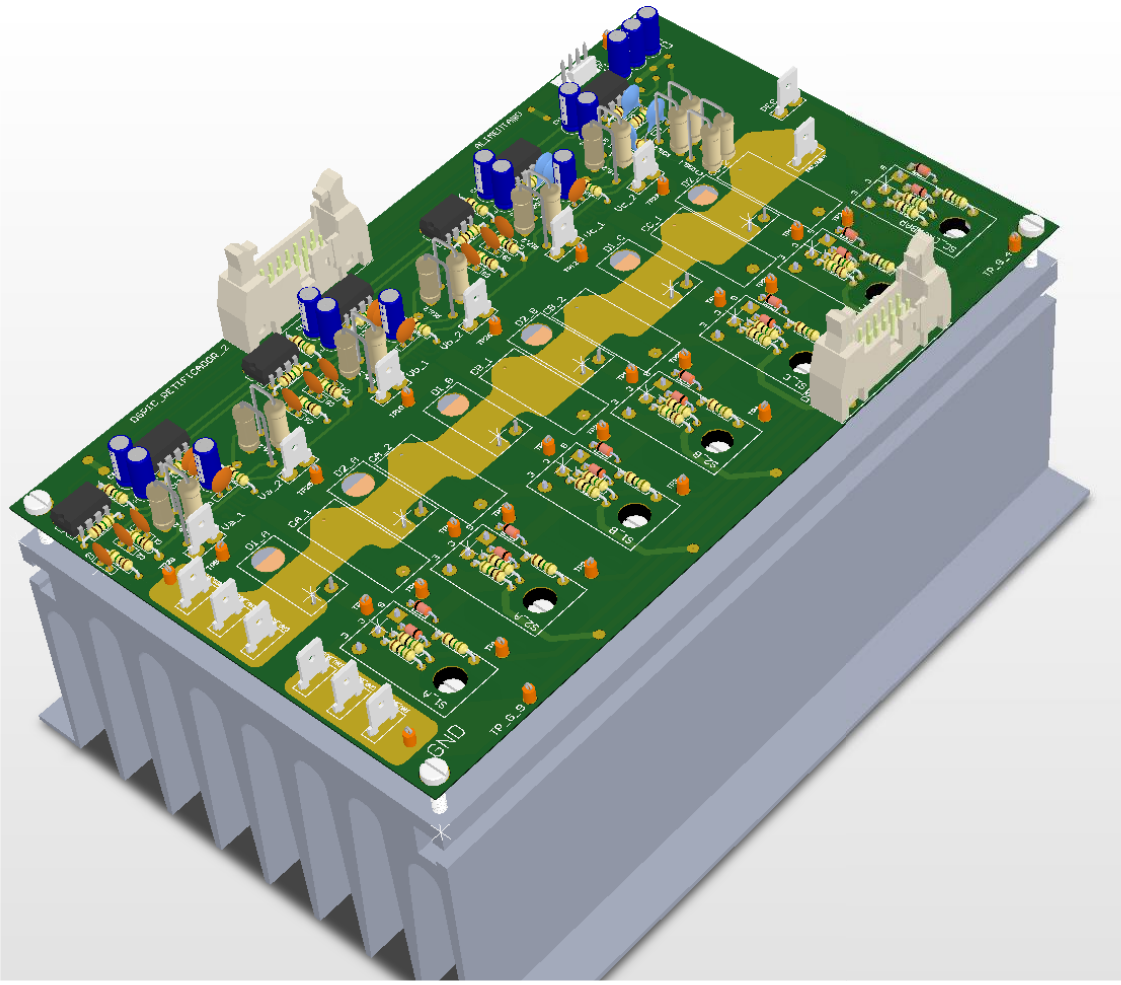
Fonte: Próprio autor.

Figura C-17 - Estrutura da placa de controle do retificador link DC.



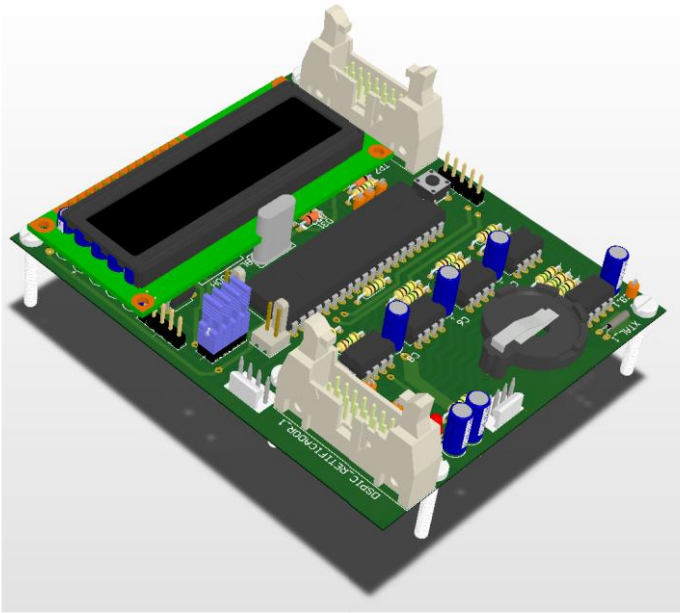
Fonte: Próprio autor.

Figura C-18 - Visualização 3D da placa do retificador.



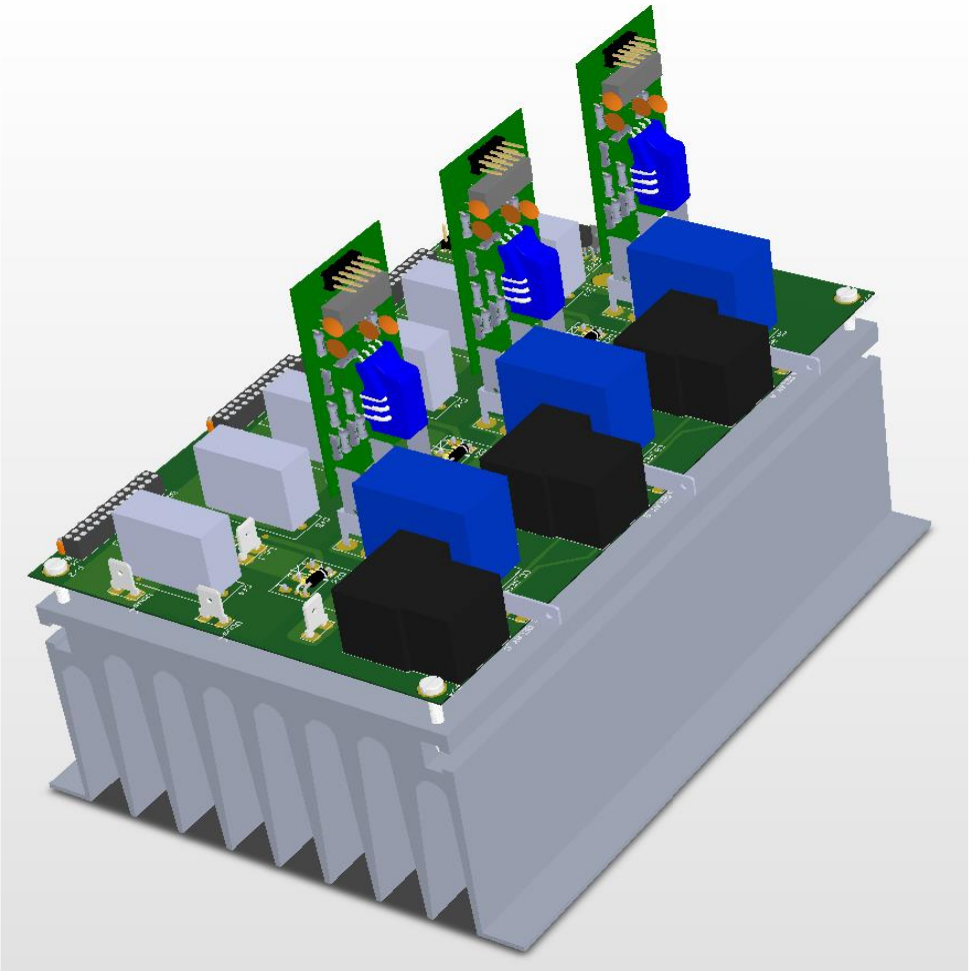
Fonte: Próprio autor.

Figura C-19 - Visualização 3D da placa de controle do retificador.



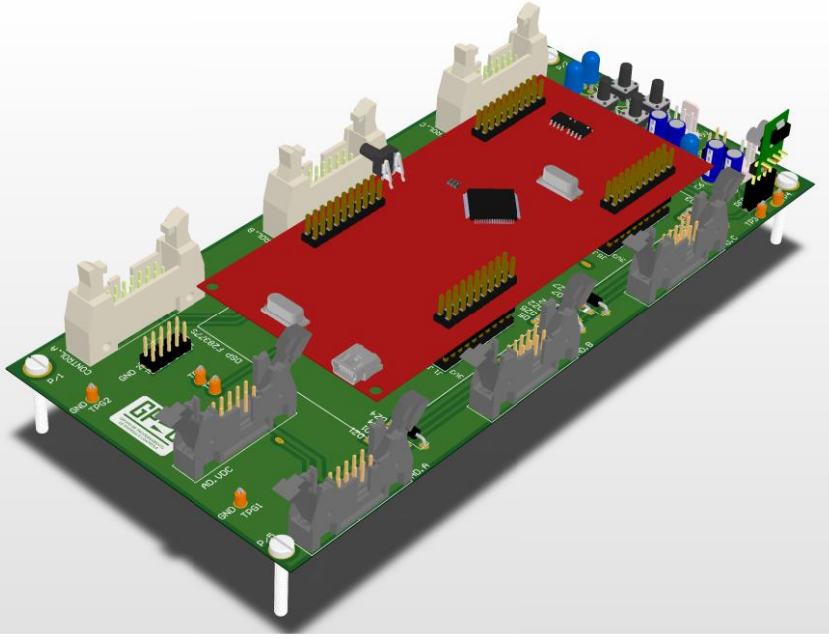
Fonte: Próprio autor.

Figura C-20 - Visualização 3D da placa do inversor.



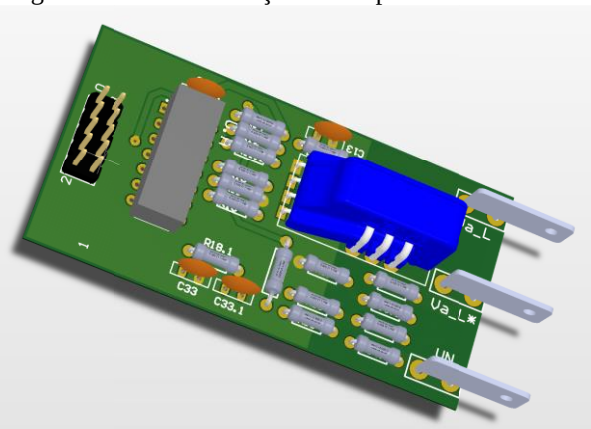
Fonte: Próprio autor.

Figura C-21 - Visualização 3D da placa de controle do inversor.



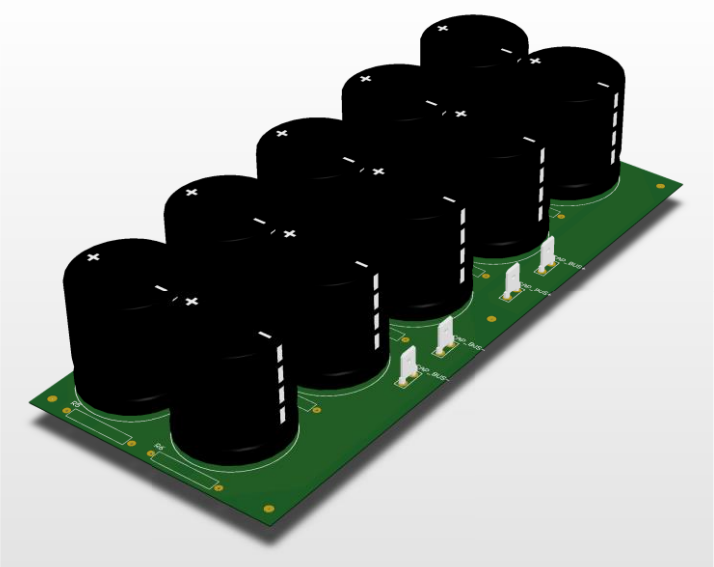
Fonte: Próprio autor.

Figura C-22 - Visualização 3D da placa dos sensores.



Fonte: Próprio autor.

Figura C-23 - Visualização 3D da placa do link DC.



Fonte: Próprio autor.