



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JEFFERSON MAIA DE SOUSA

**UM SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA DE 53kW CONECTADO À
REDE ELÉTRICA UTILIZANDO UM EMULADOR DE TURBINA EÓLICA.**

FORTALEZA

2021

JEFFERSON MAIA DE SOUSA

UM SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA DE 53kW CONECTADO À
REDE ELÉTRICA UTILIZANDO UM EMULADOR DE TURBINA EÓLICA.

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Demercil de Sousa Oliveira Jr.

Coorientador: Prof. Dr. Juliano de Oliveira Pacheco.

FORTALEZA

2021

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

D32s de Sousa, Jefferson.
UM SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA DE 53kW CONECTADO À REDE ELÉTRICA UTILIZANDO UM EMULADOR DE TURBINA EÓLICA. / Jefferson de Sousa. – 2021.
88 f. : il. color.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2021.

Orientação: Prof. Dr. Demercil de Sousa Oliveira Júnior.

Coorientação: Prof. Dr. Juliano de Oliveira Pacheco.

1. Energia Eólica. 2. Emulador de Turbina Eólica. 3. Fontes Renováveis. 4. Conversor conectado à rede elétrica. 5. WECS. I. Título.

CDD 621.3

JEFFERSON MAIA DE SOUSA

UM SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA DE 53kW CONECTADO À REDE
ELÉTRICA UTILIZANDO UM EMULADOR DE TURBINA EÓLICA.

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Aprovada em: ___/___/_____.

BANCA EXAMINADORA

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

Prof. Dr. Juliano de Oliveira Pacheco (Coorientador)
Universidade de Fortaleza (UNIFOR)

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

Prof. Dr. Herminio Miguel de Oliveira Filho
Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira (UNILAB)

RESUMO

Com a crescente produção de energia elétrica através do aproveitamento da energia eólica, a eletrônica de potência é de grande importância para a conexão dessa fonte de energia a rede elétrica, e existe a necessidade de se testar esses conversores em espaços reduzidos e com um menor custo financeiro para diferentes perfis de vento. Nesse contexto, este trabalho tem como objetivo propor um sistema de conversão de energia eólica de 53kW com um emulador de turbina eólica. Para o emulador é utilizado um motor de indução trifásico de 100 cv da fabricante WEG, uma caixa de engrenagens para reduzir a velocidade de rotação e aumentar o torque e um inversor WEG CFW-09 para controlar o motor e garantir que tenha as mesmas características torque-velocidade de uma turbina real. É utilizado um gerador síncrono de ímã permanente (PMSG, do inglês *Permanent Magnet Synchronous Generator*) de 53 kW para converter a energia mecânica em elétrica com um conversor eletrônico de potência para conexão à rede elétrica. O conversor opera com a frequência variável da tensão do PMSG e apresenta dois estágios de conversão de energia (CA/CC e CC/CA). O primeiro estágio de conversão é composto por três retificadores *boost bridgeless* monofásicos, sendo um por fase e que utiliza as indutâncias síncronas do próprio PMSG como elemento armazenador de energia e para correção do fator de potência. O segundo estágio de conversão é composto por um inversor de tensão trifásico em ponte com um filtro indutivo. O sistema de emulação de turbina eólica é apresentado, desde os detalhes da sua construção física, da modelagem da turbina e da aplicação desenvolvida em LABVIEW. No trabalho é analisada a modelagem e a modulação por portadora do estágio retificador, a modelagem em dq e a modulação vetorial espacial do inversor. A validação do conversor é feita por simulação no *software* PSIM. As simulações são realizadas para diversos pontos de operação com diferentes frequências e potências, apresentando valores de THD abaixo de 5% e elevado fator de potência, tanto na corrente do lado do PMSG quanto no lado da rede.

Palavras-chave: Energia Eólica. Emulador de Turbina Eólica. Fontes Renováveis. Conversor conectado à rede elétrica. WECS

ABSTRACT

With the increasing production of electric energy using wind energy, power electronics presents a great collaboration with the connection of this energy source to the electrical grid, and there is a need to test these converters in reduced spaces and at a lower cost for different wind profiles. In this context, this work aims to propose a 53kW wind energy conversion system with a wind turbine emulator. For the emulator, a 100 cv three-phase induction motor from the manufacturer WEG is used, a gearbox to reduce the rotation speed and increase the torque and a WEG CFW-09 inverter to control the motor and ensure that it has the same torque-speed characteristics of a real turbine. A 53 kW permanent magnet synchronous generator (PMSG) is used to convert mechanical energy into electrical energy with an electronic power converter for connection to the electrical grid. The converter operates with the variable frequency of the PMSG voltage and features two power conversion stage (AC/DC and DC/AC). The first conversion stage consists of three single-phase boost bridgeless rectifiers, one per phase, which uses the synchronous inductances of the PMSG itself as an energy storage element and for power factor correction. The second conversion stage is composed of a full-bridge three-phase voltage inverter with an inductive filter. The wind turbine emulation system is presented, from the details of its physical construction, the turbine modeling and the application developed in LABVIEW. The work analyzes the modeling and carrier modulation of the rectifier stage, the dq modeling and the spatial vector modulation of the inverter. Converter validation is done by simulation in PSIM software. The simulations are performed for several operating points with different frequencies and powers, with THD values below 5% and high power factor, both in the current on the PMSG side and on the grid side.

Keywords: Wind Power. Wind Turbine Emulator. Renewable Energy. Grid-tied Converter. WECS.

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	8
1.1. Sistema proposto.....	9
1.2. Estrutura do trabalho.	10
2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.	12
2.1. Classificação de turbinas eólicas.	12
2.2. Princípios de conversão de energia eólica.	13
2.3. Configurações de WECS.....	14
2.4. Emulação de turbina eólica.	18
3. EMULADOR DE TURBINA EÓLICA.	19
3.1. Coeficiente de potência da turbina eólica emulada.	19
3.2. Sistema de emulação de turbina eólica.....	20
3.2.1. <i>Elementos mecânicos do emulador de turbina eólica.</i>	21
3.2.2. <i>Funcionamento do emulador de turbina eólica.</i>	22
3.2.3. <i>Configuração do inversor WEG CFW-09.</i>	23
3.2.4. <i>Aplicação LABVIEW.</i>	25
3.3. Sistema de emulação desenvolvido em laboratório.	26
4. CONVERSOR DE CONEXÃO À REDE ELÉTRICA.	28
4.1. Estágio retificador.....	28
4.1.1. <i>Análise qualitativa e quantitativa do conversor.</i>	29
4.1.2. <i>Modelagem e Controle.</i>	32
4.2. Estágio Inversor.....	33
4.2.1. <i>Análise qualitativa do conversor.</i>	33
4.2.2. <i>Filtro de conexão à rede elétrica.</i>	34
4.2.3. <i>Modulação vetorial espacial do inversor.</i>	35
4.2.3.1. <i>Mapa vetorial das tensões de saída do inversor.</i>	36
4.2.3.2. <i>Planos de separação e planos limites.</i>	36
4.2.3.3. <i>Cálculo dos tempos de comutação.</i>	39
4.2.3.4. <i>Sequência de comutação.</i>	40
4.2.3.5. <i>Algoritmo da SVM.</i>	41
4.2.4. <i>Modelagem e controle.</i>	42
4.3. Sincronismo com DSOGI-FLL.....	45
4.3.1. <i>DSOGI-FLL contínuo.</i>	45
4.3.2. <i>DSOGI-FLL Discreto.</i>	47

5. PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR DE CONEXÃO À REDE ELÉTRICA.	50
5.1. Dimensionamento dos elementos passivos do circuito de potência.	50
<i>5.1.1. Dimensionamento do indutor de conexão à rede elétrica.</i>	<i>50</i>
<i>5.1.2. Dimensionamento do indutor do retificador.</i>	<i>52</i>
<i>5.1.3. Dimensionamento do barramento CC.</i>	<i>52</i>
5.2. Sensores e circuitos de condicionamento.	54
<i>5.2.1. Filtros e circuito de offset.</i>	<i>54</i>
<i>5.2.2. Medição das correntes da rede e do PMSG.</i>	<i>57</i>
<i>5.2.3. Medição das tensões da rede e do PMSG.</i>	<i>58</i>
<i>5.2.4. Medição da tensão do barramento CC.</i>	<i>60</i>
5.3. Semicondutores, drivers e circuitos correlatos.	61
5.4. Circuitos de proteção, força e comando.	63
<i>5.4.1. Circuito de força e proteção do lado da rede e do PMSG.</i>	<i>63</i>
<i>5.4.2. Circuito de comando e sinalização.</i>	<i>65</i>
<i>5.4.3. DSP.</i>	<i>67</i>
<i>5.4.4. Projeto dos controladores.</i>	<i>70</i>
<i>5.4.4.1. Controlador do retificador</i>	<i>70</i>
<i>5.4.4.2. Controlador do inversor.</i>	<i>73</i>
5.5. Protótipo em desenvolvimento.	76
6. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	78
CONCLUSÃO	84
REFERÊNCIAS	86

1. INTRODUÇÃO

A energia eólica vem sendo utilizada pela humanidade por milhares de anos, facilitando trabalhos que exigiriam muito esforço físico, como bombeamento de água e movimentação de moinhos, e trabalhos que antes eram inviáveis, como movimentar pequenas e grandes embarcações pelos oceanos.

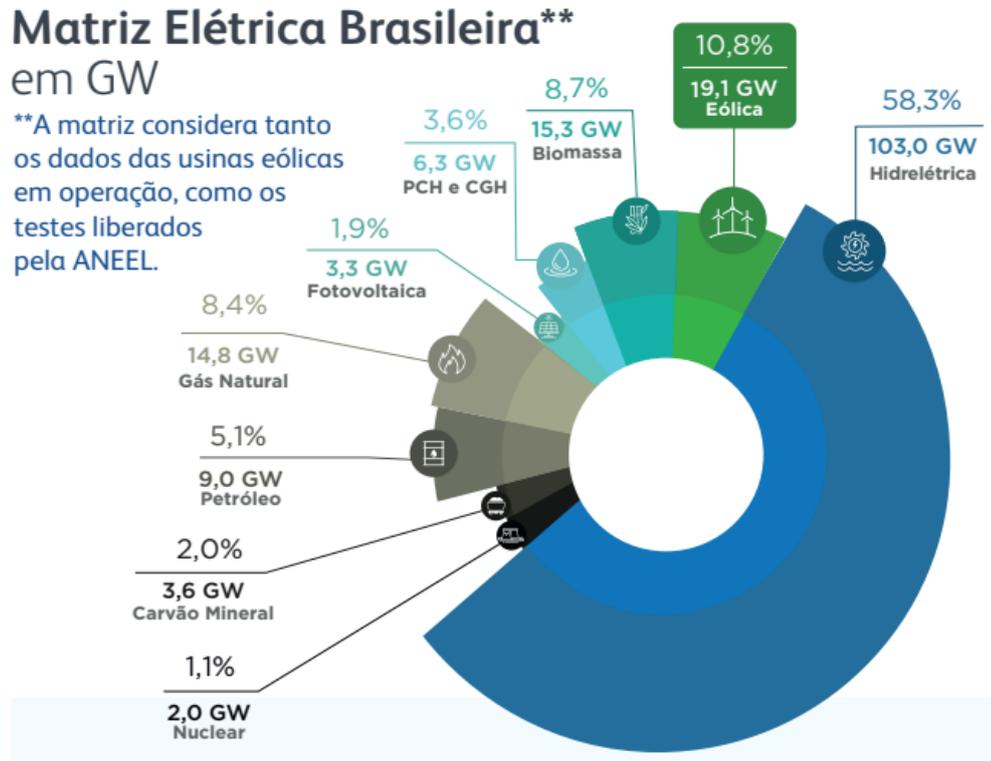
Apesar da sua utilização há bastante tempo, somente no ano de 1976, com a crise do petróleo, o primeiro aerogerador foi conectado à rede elétrica da Dinamarca. Nessa mesma década, em 1979, houve uma inclusão no Plano de Metas do Governo do Estado do Ceará (PLAMEG) de identificar e levantar as potencialidades energéticas não convencionais no estado, dentre essas potencialidades foram estudadas a solar, a eólica e a biomassa (SCHUBERT, ADECE, *et al.*, 2019). Mas só no ano de 1992 entrou em operação o primeiro aerogerador instalado do Brasil e nos quase dez anos seguintes a energia eólica permaneceu praticamente sem crescimento.

Paralelamente no Ceará, no ano de 1996 foi inaugurado o parque eólico do Mucuripe com 4 geradores de 300kW cada e no ano de 1998 foi realizado pela Companhia Energética do Ceará (COELCE) a 1ª concorrência nacional de energias renováveis que resultou nas usinas eólicas da Prainha, de 10 MW, e da Taíba, de 5MW, sendo as primeiras usinas comerciais do país. Com todo o potencial eólico do estado do Ceará, surge o Atlas do Potencial Eólico do Estado do Ceará em 2001, que foi o primeiro do tipo no país e colocou o Ceará no mapa mundial de energia eólica, trazendo umas das maiores fabricantes do mundo em pás e torres para geração eólica, a Wobben Windpower.

Outro marco para a energia eólica foi a Lei nº 10.438/2002 que instaurou o Programa de Incentivo às Fontes Alternativas (PROINFA) pelo governo brasileiro. O estado do Ceará sozinho recebeu 35% do investimento em energia eólica do PROINFA, totalizando 50 MW de potência instalada no estado. Nos anos iniciais do PROINFA, a energia eólica ainda era considerada uma energia cara, mas apresentava a vantagem da diversificação da matriz energética nacional e da complementariedade com a energia hidráulica que já vinha sendo muito utilizada no país. Mesmo com a criação do PROINFA, o aproveitamento de energia eólica só começou a efetivamente crescer no ano de 2009 com os leilões de comercialização de energia exclusivamente eólica.

O balanço energético nacional de 2020 (BEN-2020), produzido pela Empresa de Pesquisa Energética (EPE), a Figura 1.1 apresenta o gráfico da oferta interna de energia elétrica com uma fatia considerável de 9% de energia eólica. Sendo o Ceará um dos principais, com um total de 2075 MW de capacidade instalada de geração de energia eolielétrica, atrás somente dos estados da Bahia e do Rio Grande do Norte.

Figura 1.1 Oferta interna de energia elétrica por fonte no ano de 2019.



Fonte: (ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE ENERGIA EÓLICA, 2021).

A geração total de energia elétrica através da energia eólica no Brasil em 2010 era de 2.177 GWh e alcançou em 2019 um total de 55.986 GWh (EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA, 2020), graças ao grande potencial da região nordeste do país e as políticas públicas de incentivo à geração eólicoelétrica. Atualmente o Brasil se encontra entre os 10 maiores produtores do mundo, juntamente com grandes potências como a China, a Alemanha e os Estados Unidos.

Como mostrado, o Ceará sempre se apresentou como um precursor no quesito energia eólica, sendo atualmente um dos maiores produtores do país e abrigando várias fabricantes de pás e torres eólicas. Com o recente Atlas Eólico e Solar de 2019 produzido pelo governo do estado do Ceará ficou evidente também o grande potencial de geração eólica *offshore* do estado, devido ao perfil do vento, a baixa profundidade do mar no litoral cearense e a complementariedade com a energia solar disponível no interior do estado (SCHUBERT, ADECE, *et al.*, 2019).

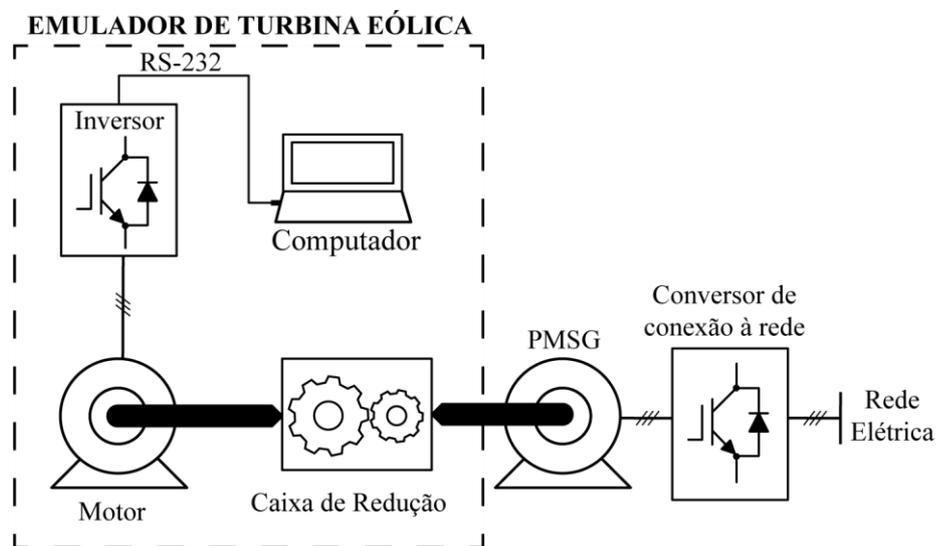
1.1. Sistema proposto.

Este trabalho propõe um sistema de conversão de energia eólica (WECS, do inglês *Wind Energy Conversion System*) de 53kW utilizando um emulador de turbina eólica, como

mostrado no diagrama de blocos da Figura 1.2. Com esse sistema proposto é possível obter o comportamento de um WECS real em uma situação controlada e espaço físico reduzido, não necessitando de um túnel de vento.

O emulador é composto por um conjunto com um motor e uma caixa de redução acionado por um inversor trifásico, garantindo que o comportamento torque-velocidade seja equivalente ao de uma turbina eólica. Um gerador síncrono de imã permanente (PMSG, do inglês *Permanent Magnet Synchronous Generator*) é mecanicamente acoplado ao emulador, transformando a energia mecânica em elétrica. O PMSG é conectado à rede elétrica por um conversor eletrônico de potência.

Figura 1.2 – Sistema de conversão de energia eólica com emulador de turbina proposto.



Fonte: Próprio Autor.

1.2. Estrutura do trabalho.

O trabalho é composto por 6 capítulos. Este primeiro apresentou uma contextualização do tema à nível global e regional, deixando clara a motivação do trabalho proposto.

No segundo capítulo é feita a revisão bibliográfica, no qual são apresentados os principais tipos de turbinas eólicas, o princípio de conversão de energia eólica, configurações de WECS e sistemas de emulação encontrados na bibliografia.

No capítulo 3 é apresentado o emulador de turbina eólica desenvolvido, descrevendo os componentes, explicando o seu funcionamento e a sua implementação com uma aplicação LABVIEW.

No capítulo 4 o conversor de conexão à rede elétrica é analisado, mostrando o

funcionamento dos dois estágios, o estágio retificador com o conversor *boost bridgeless* e o estágio inversor. A modulação, a modelagem e o filtro de conexão à rede elétrica do conversor também são discutidos.

No capítulo 5 é apresentado todo o projeto do conversor de conexão à rede elétrica, mostrando o dimensionamento dos elementos, o projeto das malhas de controle, o circuito de acionamento, proteção e comando e diversos outros circuitos relacionados a implementação prática são mostrados.

No capítulo 6 são mostrados os resultados de simulação no *software* PSIM, evidenciando o THD e o fator de potência para diversos pontos de operação.

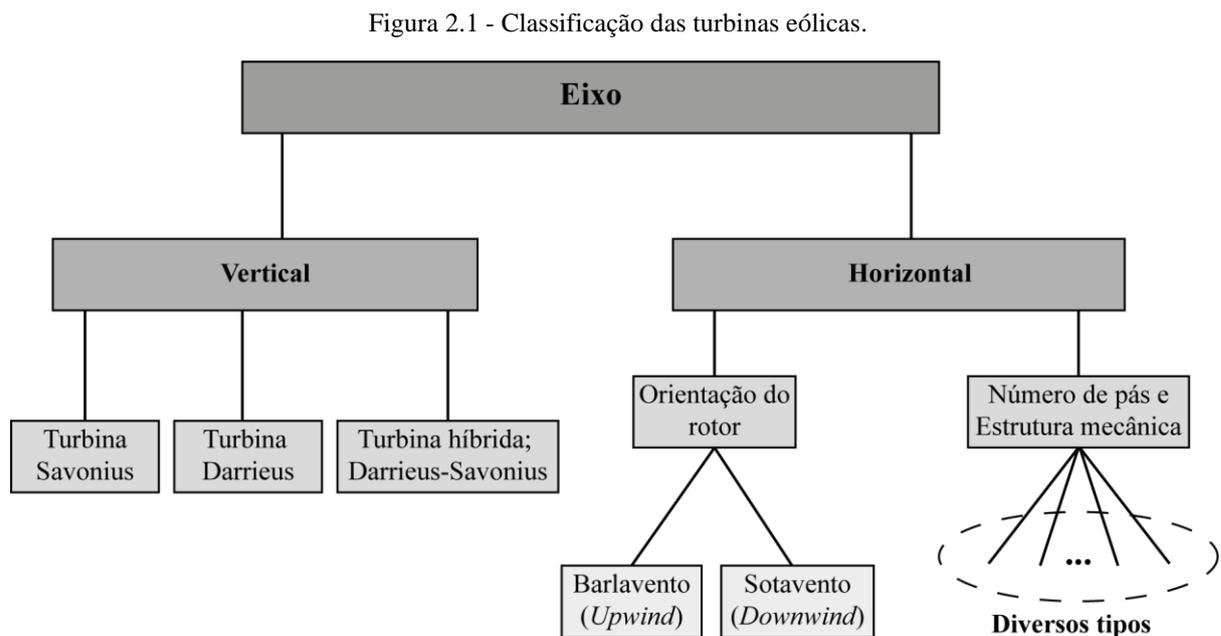
Logo após, são expostas as conclusões do trabalho, evidenciando tanto os pontos positivos quanto os negativos. E por último, as proposições futuras são apresentadas para que se dê continuidade ao trabalho desenvolvido na dissertação.

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.

Este capítulo apresenta a revisão bibliográfica dos principais temas relacionados a dissertação. Dentre os assuntos abordados, tem-se: classificação das turbinas eólicas, conversão de energia eólica, configurações de WECS e os principais trabalhos relacionados a emulação de turbinas eólicas.

2.1. Classificação de turbinas eólicas.

A classificação das turbinas eólicas é feita como mostrada na Figura 2.1, as principais classificações são quanto a orientação do eixo e quanto a orientação do rotor para o caso de turbinas com eixo horizontal (ABB, 2011).



Fonte: Próprio Autor.

Segundo YARAMASU, WU, *et al.* (2015), as turbinas de eixo vertical constituem apenas 1% das turbinas utilizadas e são divididas em três tipos e todas apresentam baixa eficiência se comparadas com as turbinas de eixo horizontal, a vantagem dessas turbinas é que não necessitam de sistemas de orientação em relação à direção do vento.

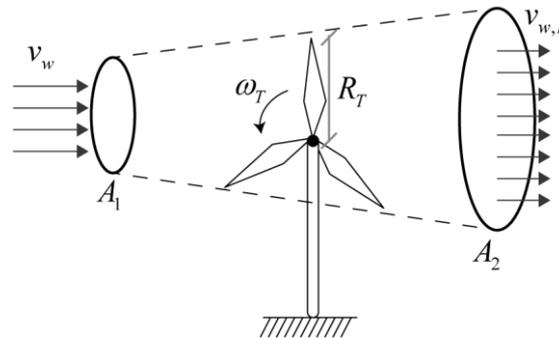
As turbinas de eixo horizontal são classificadas quanto ao a posição do rotor em relação à torre, podendo o rotor ser voltado para o vento (barlavento) ou o rotor na posição contrária a incidência do vento (sotavento), ou seja, atrás da torre. Outras características, como a quantidade de pás e estrutura mecânica, classificam as turbinas de eixo horizontais em

diversos tipos. As turbinas com três pás apresentam melhor balanceamento de forças aerodinâmicas e melhor estabilidade mecânica com uma quantidade reduzida de pás (ABB, 2011). Nesse trabalho é emulada uma turbina de eixo horizontal, com o rotor possuindo três pás e voltado para o vento.

2.2. Princípios de conversão de energia eólica.

O vento consiste em uma massa de ar em movimento e, como toda massa em movimento, apresenta energia cinética que é aproveitada por uma turbina eólica para gerar um movimento rotacional através do rotor. A Figura 2.2 mostra esse fluxo de ar em uma turbina.

Figura 2.2 – Fluxo de ar através em uma turbina eólica



Fonte: Próprio Autor.

O vento apresenta inicialmente uma velocidade v_w antes de passar pela turbina e ao passar a velocidade é reduzida para $v_{w,F}$ dada a perda de energia cinética do vento para a turbina. A equação (2.1) mostra a energia absorvida pela turbina (E_{MEC}) para uma determinada massa de ar m_w .

$$E_{MEC} = \frac{m_w (v_w^2 - v_{w,F}^2)}{2} \quad (2.1)$$

A potência do vento absorvida pela turbina (P_{MEC}) é calculada derivando a massa de ar que depende do seu volume e da sua densidade volumétrica, P_{MEC} é mostrada em (2.2). Onde $v_{w,T}$ é a velocidade do vento no instante que a massa de ar está na turbina, A_T área circular feita pelo movimento da turbina e ρ é a densidade do ar.

$$P_{MEC} = A_T \rho \frac{(v_w^2 - v_{w,F}^2) v_{w,T}}{2} \quad (2.2)$$

A relação entre a potência mecânica absorvida pela turbina e a potência total do vento (P_w) é chamada de coeficiente de potência (C_P), mostrado em (2.3).

$$C_P = \frac{P_{MEC}}{P_W} \quad (2.3)$$

Onde P_W é dada por (2.4).

$$P_W = A_T \rho \frac{v_W^3}{2} \quad (2.4)$$

O C_P diretamente está relacionado com as características aerodinâmicas da turbina e apresenta um valor máximo teórico chamado de limite de Betz, mostrado em (2.5) (HEIER, 2006). O valor dado pelo limite de Betz só é obtido em turbinas ideais, ou seja, idealmente uma turbina eólica não consegue converter mais do que 59,3% da energia cinética do vento.

$$C_{P,Betz} = 0,593 \quad (2.5)$$

A velocidade específica (λ) é outro parâmetro muito utilizado para caracterizar o comportamento de uma turbina eólica, sendo ele a razão entre a velocidade linear na ponta do rotor e a velocidade do vento. A velocidade específica é mostrada em (2.6), onde R_T é o comprimento da pá do rotor e ω_T é a velocidade angular do rotor.

$$\lambda = \frac{\omega_T R_T}{v_W} \quad (2.6)$$

A potência da turbina (P_{MEC}) escrita em função do coeficiente de potência é mostrada em (2.7), assim como torque do rotor (T_{MEC}) em (2.8).

$$P_{MEC} = P_W C_P(\lambda, \beta) = \frac{1}{2} \rho \pi R_T^2 v_W^3 C_P(\lambda, \beta) \quad (2.7)$$

$$T_{MEC} = \frac{P_{MEC}}{\omega_T} = \frac{1}{2} \rho \pi R_T^2 v_W^3 \frac{C_P(\lambda, \beta)}{\omega_T} \quad (2.8)$$

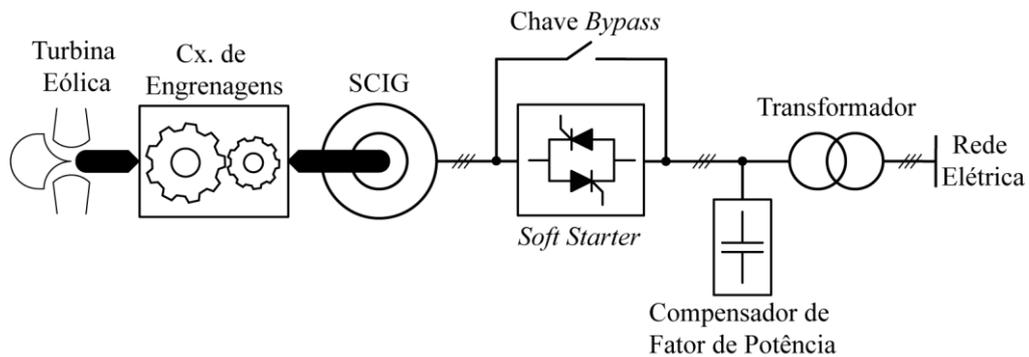
2.3. Configurações de WECS

As configurações de WECS podem ser classificadas em 5 topologias diferentes (YARAMASU, WU, *et al.*, 2015). Essa classificação é feita em relação a velocidade de rotação ser fixa ou variável, o tipo de gerador utilizado e como é feita a conexão do sistema à rede elétrica.

A topologia 1 utiliza um gerador de indução em gaiola de esquilo (SCIG, do inglês *Squirrel Cage Induction Generator*) operando com uma velocidade de rotação fixa. Nessa configuração, o gerador é conectado à rede elétrica por um *soft-starter*, que após a partida a chave de *bypass* é acionada. Existe a necessidade de uma caixa de engrenagens para adequação das velocidades da turbina e do gerador e de um circuito de compensação do fator de potência. Essa topologia foi uma das primeiras a ser utilizada em WECS, apresentando

como grandes vantagens: a simplicidade, os baixos custos iniciais e a operação confiável. As principais desvantagens incluem: mudanças na velocidade do vento são refletidos diretamente à rede elétrica e faltas na rede causam impactos nos componentes mecânicos. Essas principais desvantagens ocorrem devido ao fato do aerogerador ser conectado diretamente à rede elétrica, sem o uso de conversor de potência.

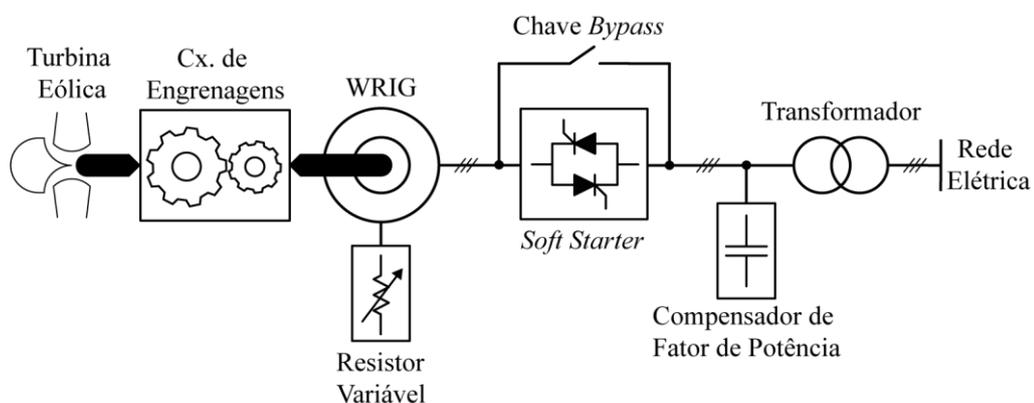
Figura 2.3 – Topologia 1 de WECS.



Fonte: Próprio Autor.

A topologia 2 utiliza um gerador de indução de rotor bobinado (WRIG, do inglês *Wound Rotor Synchronous Generator*) operando com uma velocidade semivariável. Essas variações são de até $\pm 10\%$ e são possíveis graças ao resistor variável no rotor do gerador, a conexão à rede elétrica é feita através de um *soft starter* e um transformador. Essa topologia também exige a necessidade de uma caixa de engrenagens para adequação das velocidades da turbina e do gerador e de um circuito de compensação do fator de potência. As possíveis operações com pequenas variações de velocidade já garantem um melhor aproveitamento da energia do vento, mas há um acréscimo das perdas devido ao resistor variável do rotor.

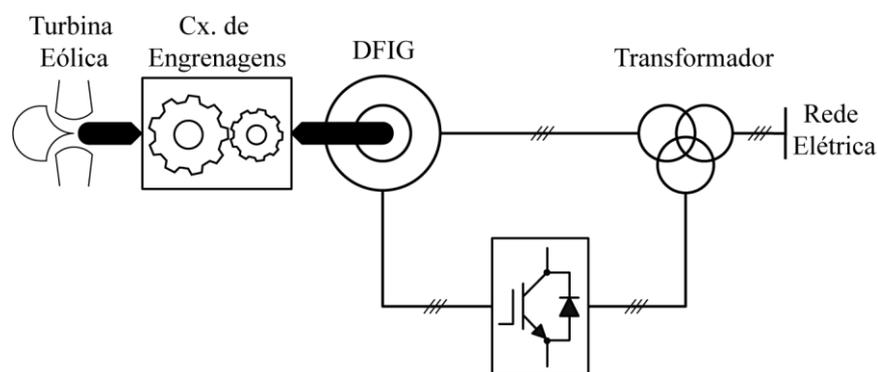
Figura 2.4 – Topologia 2 de WECS.



Fonte: Próprio Autor.

A topologia 3 utiliza de um gerador de indução duplamente alimentado (DFIG, do inglês *Doubly-Fed Induction Generator*) podendo operar com velocidade semivariável de até $\pm 30\%$, mas com a necessidade de uma caixa de engrenagens. Diferentemente das outras topologias, o estator do DFIG é conectado diretamente a rede elétrica, mas o conversor de potência no rotor permite a variação de velocidade, controle da energia reativa e, segundo WU, LANG, *et al.*(2011), o conversor processa aproximadamente 30% da potência do gerador. Esta topologia corresponde a aproximadamente 50% de participação do mercado mundial de aerogeradores.

Figura 2.5 – Topologia 3 de WECS.



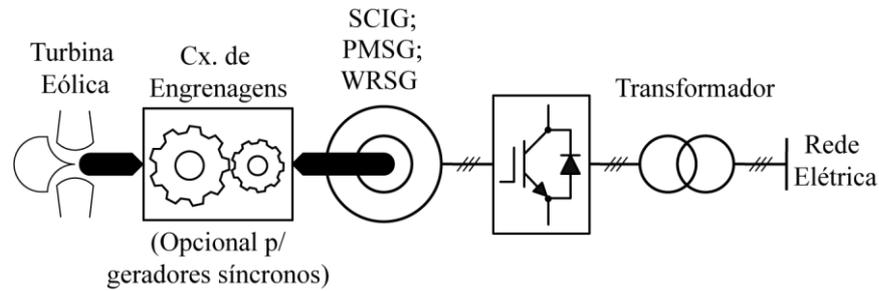
Fonte: Próprio Autor.

A topologia 4 tem a flexibilidade de poder operar com três tipos de geradores diferentes: o SCIG, o PMSG e o gerador síncrono de rotor bobinado (WRSG, do inglês *Wound-Rotor Synchronous Generator*). Podendo operar com velocidade completamente variável graças ao conversor de potência utilizado para conexão à rede elétrica que desacopla o gerador da rede elétrica. Graças a isso, essa topologia apresenta uma melhor conversão de energia eólica utilizando um rastreador do ponto de máxima potência (MPPT, do inglês *Maximum Power Point Tracker*). A caixa de engrenagens, comum a outras estruturas, pode ser eliminada utilizando geradores com grande quantidade de polos.

Devido a todas as características citadas, esta topologia se apresenta como sendo mais robusta se comparada com as topologias 1, 2 e 3 e que já é a segunda maior em participação do mercado (YARAMASU, WU, *et al.*, 2015), mesmo com a desvantagem de o conversor de potência ter que processar toda a potência do gerador. Esta topologia é utilizada no WECS desse trabalho, com a turbina substituída por um motor e uma caixa de redução acoplado a um PMSG com 40 polos.

A topologia 5 utiliza um gerador WRSG conectado diretamente a rede elétrica que opera com velocidade variável utilizando um sistema de conversão mecânica, uma transmissão de razão variável, que garante que a velocidade no eixo do gerador seja constante. Essa topologia não é muito utilizada dada a complexidade do sistema mecânico.

Figura 2.6 – Topologia 4 de WECS.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 2.7 – Topologia 5 de WECS.



Fonte: Próprio Autor.

A Tabela 1 resume as topologias dos WECS com as suas principais características.

Tabela 1 – Classificação das diferentes configurações de WECS.

Topologias de WECS	Velocidade de rotação	Gerador	Caixa de Engrenagens	Conexão à rede elétrica
<i>Topologia 1</i>	Fixa – Variação de ($\pm 1\%$)	SGIC	Necessita	Soft-starter com chave de <i>Bypass</i> e compensador de fator de potência
<i>Topologia 2</i>	Semivariável – Variação de ($\pm 10\%$)	WRIG	Necessita	Soft-starter com chave de <i>Bypass</i> e compensador de fator de potência
<i>Topologia 3</i>	Semivariável – Variação de ($\pm 30\%$)	DFIG	Necessita	Conversor processa aproximadamente 30% da potência do gerador
<i>Topologia 4</i>	Completamente Variável – Variação de (0-100%)	SCIG PMSG WRSG	Opcional	Conversor processa toda a potência do gerador
<i>Topologia 5</i>	Completamente Variável – Variação de (0-100%)	- WRSG	Necessita	Não precisa de conversor por apresentar um controle mecânico

Fonte: Próprio Autor.

2.4. Emulação de turbina eólica.

As turbinas eólicas são componentes de grandes dimensões, caros e dependem do vento. A fim de evitar todos esses problemas, os emuladores de turbina eólica são propostos como uma solução viável. Um emulador é composto por um motor elétrico controlado para ter o mesmo comportamento do torque-velocidade de uma turbina real, podendo até emular o comportamento para diversos perfis de vento, tudo isso em um espaço reduzido, controlado e com menor investimento financeiro (SOMBRA, 2020).

Os emuladores de turbina eólica podem ser desenvolvidos utilizando diversos tipos de motores elétricos, normalmente sendo: Motor de indução trifásico (MIT), motor de corrente contínua ou motor síncrono de ímã permanente (PMSM, do inglês *Permanent Magnet Synchronous Motor*).

Os motores de corrente contínua apresentam comutadores e escovas que necessitam de manutenção constante, sendo uma grande desvantagem em relação aos seus concorrentes. O MIT e o PMSM não necessitam de excitação no rotor, reduzindo as manutenções, mas o PMSM é bem mais caro e com uma menor densidade de potência que o MIT (SANTOS, 2015). Para este trabalho é utilizado um MIT de 100 cv da WEG que é relativamente mais barato e apresenta baixos custos de manutenção.

Existem diversos trabalhos na literatura que tratam de emuladores de turbina eólica. (LOPES, LHUILIER, *et al.*, 2005), (MONFARED, KOJABADI e RASTEGAR, 2008), (JUNIOR, 2016) propõem a utilização de motores CC para emulação de turbinas eólicas. Sendo (LOPES, LHUILIER, *et al.*, 2005) um dos primeiros trabalhos a considerar o efeito do sombreamento da torre e do gradiente de vento, mas sem considerar a dinâmica da turbina, diferentemente do trabalho de (MONFARED, KOJABADI e RASTEGAR, 2008) que considera a dinâmica da turbina.

O trabalho de (YAN, FENG e DONG, 2016) propõe um emulador de turbina utilizando um PMSM, mas desconsidera as características aerodinâmicas das turbinas.

O emulador proposto por (SOMBRA, 2020), desenvolvido na Universidade Federal do Ceará, utiliza um MIT com uma técnica de controle vetorial do tipo controle orientado por campo para a velocidade de rotação do motor, são considerados os efeitos aerodinâmicos do aerogerador e a dinâmica do motor.

3. EMULADOR DE TURBINA EÓLICA.

Este capítulo apresenta os princípios de conversão de energia eólica como um embasamento para a implementação do emulador, em seguida são descritos os elementos que compõem o emulador proposto e, finalmente, é apresentado o funcionamento do emulador e como foi implementado.

3.1. Coeficiente de potência da turbina eólica emulada.

Um emulador de turbina eólica tem como função fazer com que um motor apresente o mesmo perfil de torque e velocidade de uma turbina real. O seu uso se torna necessário para realização de ensaios em laboratórios em que se deseja verificar a conexão de um WECS à rede elétrica, dada o baixo custo e tamanho reduzido se comparado com a utilização de tuneis de vento e turbinas reais.

O coeficiente de potência de uma turbina real é descrito em função da velocidade específica e do ângulo de inclinação da pá em relação ao plano de rotação do rotor, chamado de ângulo de passo (β) e a maior extração de potência ocorre quando o ângulo é igual a zero. Para a turbina com três pás que será emulada nesse trabalho, o coeficiente de potência é dado por (3.1) e os valores dos coeficientes da equação para a turbina utilizada nesse trabalho são mostrados na Tabela 2, adaptado de HEIER (2006) para atender as características mecânicas do WECS proposto.

$$\begin{cases} C_p(\lambda, \beta) = C_1 \left(\frac{C_2}{\lambda_1} - C_3\beta - C_4\beta^x - C_5 \right) e^{\frac{-C_6}{\lambda_1}} + C_7\lambda \\ \lambda_1 = \frac{1}{\frac{1}{2,5\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1}} \end{cases} \quad (3.1)$$

Tabela 2 – Coeficientes da equação de $C_p(\lambda, \beta)$.

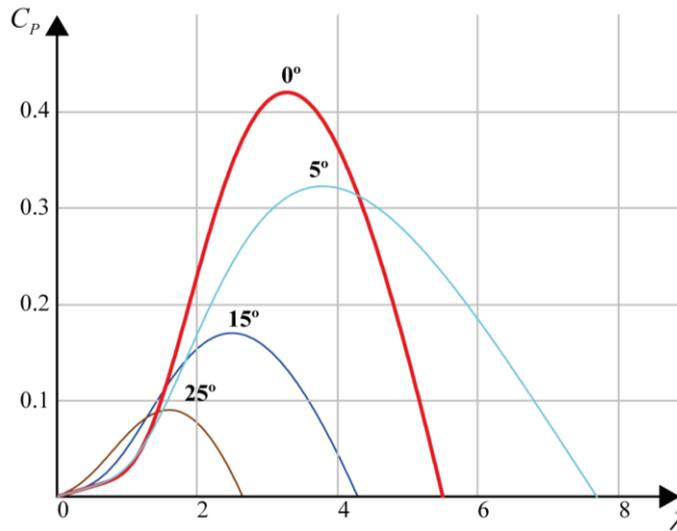
C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6	C_7	x
0,5	116	0,4	0	5	21	0.025	1,5

Fonte: Próprio Autor.

A Figura 3.1 mostra um gráfico que relaciona o coeficiente de potência (3.1) e a velocidade específica para diversos ângulos de passo. Os pontos de maior potência para os diferentes ângulos ocorrem na chamada velocidade específica ótima ($\lambda_{ótimo}$). Na velocidade específica ótima e com ângulo de passo de 0° é obtido o coeficiente de potência máximo ($C_{P,max}$) para a turbina com as características dadas por (3.1), possuindo o valor mostrado em (3.2).

$$C_{P,\max} = C_P(\lambda_{\text{ótimo}}, 0^\circ) = 0,42 \quad (3.2)$$

Figura 3.1 - Coeficiente de potência em função da velocidade específica para diferentes ângulos de passo.

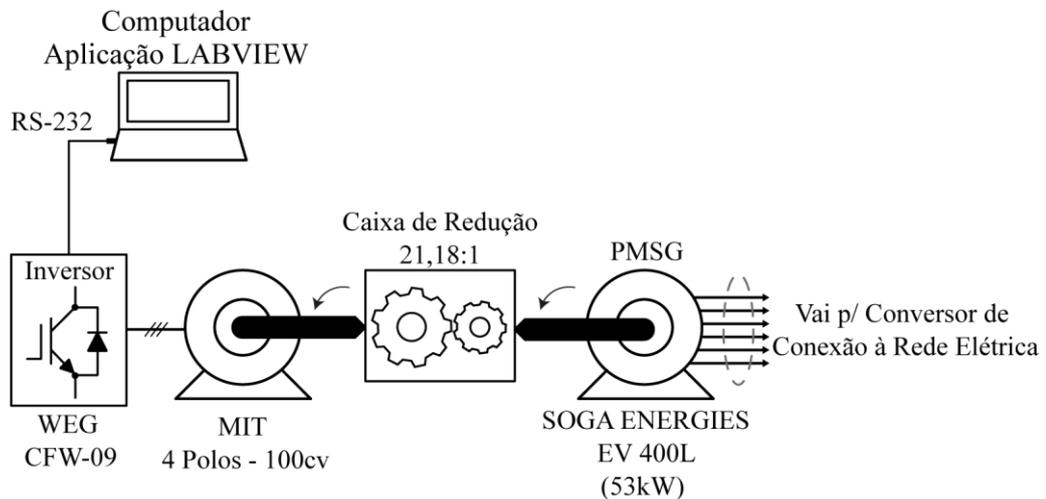


Fonte: Próprio Autor.

3.2. Sistema de emulação de turbina eólica.

O emulador de turbina eólica implementado é mostrado com maiores detalhes na Figura 3.2. O mesmo tem a função de garantir que o eixo conectado ao PMSG tenha o mesmo perfil de torque e velocidade de uma turbina eólica real através do controle do motor por um inversor que se comunica com uma aplicação LABVIEW no computador.

Figura 3.2 – Emulador de turbina eólica.



Fonte: Próprio Autor.

3.2.1. Elementos mecânicos do emulador de turbina eólica.

A parte mecânica do emulador é composta por um motor de indução trifásico da WEG e uma caixa de redução com relação de transformação de 21,18:1 para adequar a velocidade de rotação do motor a de uma turbina real. As especificações do motor são mostradas na Tabela 3 e a do gerador são mostradas na Tabela 4. O motor apresenta potência nominal de aproximadamente 75 kW e é conectado a um PMSG com potência nominal de 53kW para garantir que o motor apresente flexibilidade e consiga alcançar valores de torque e velocidade necessários.

Tabela 3 -Especificações do motor de indução trifásico.

<i>Potência nominal ($P_{n,motor}$)</i>	75 kW (100 cv)
<i>Frequência</i>	60 Hz
<i>Número de polos</i>	4
<i>Tensão de alimentação</i>	220/380/440 V
<i>Corrente nominal</i>	242/140/121 A
<i>Corrente de partida</i>	2057/1191/1029 A
<i>Rotação Nominal</i>	1780 rpm
<i>Escorregamento Nominal</i>	1,11%
<i>Momento de inercia</i>	1,01 kgm ²

Fonte: (WEG, 2020).

Tabela 4 – Especificações do PMSG SOGA ENERGIES EV 400L.

<i>Potência nominal ($P_{n,PMSG}$)</i>	53 kW
<i>Rotação nominal</i>	90 rpm
<i>Frequência nominal da tensão de saída</i>	30 Hz
<i>Número de Polos</i>	40
<i>Indutância Síncrona (L_{sinc})</i>	1,12 mH
<i>Resistência por fase (R_{PMSG})</i>	27 mΩ
<i>Tensão eficaz de linha – sem carga</i>	400 V
<i>Momento de inércia (J_{PMSG})</i>	9,696 kgm ²

Fonte: (SOGA ENERGIES, 2017)

É considerado que a turbina emulada apresenta o mesmo momento de inércia do conjunto motor, caixa de redução e PMSG.

3.2.2. Funcionamento do emulador de turbina eólica.

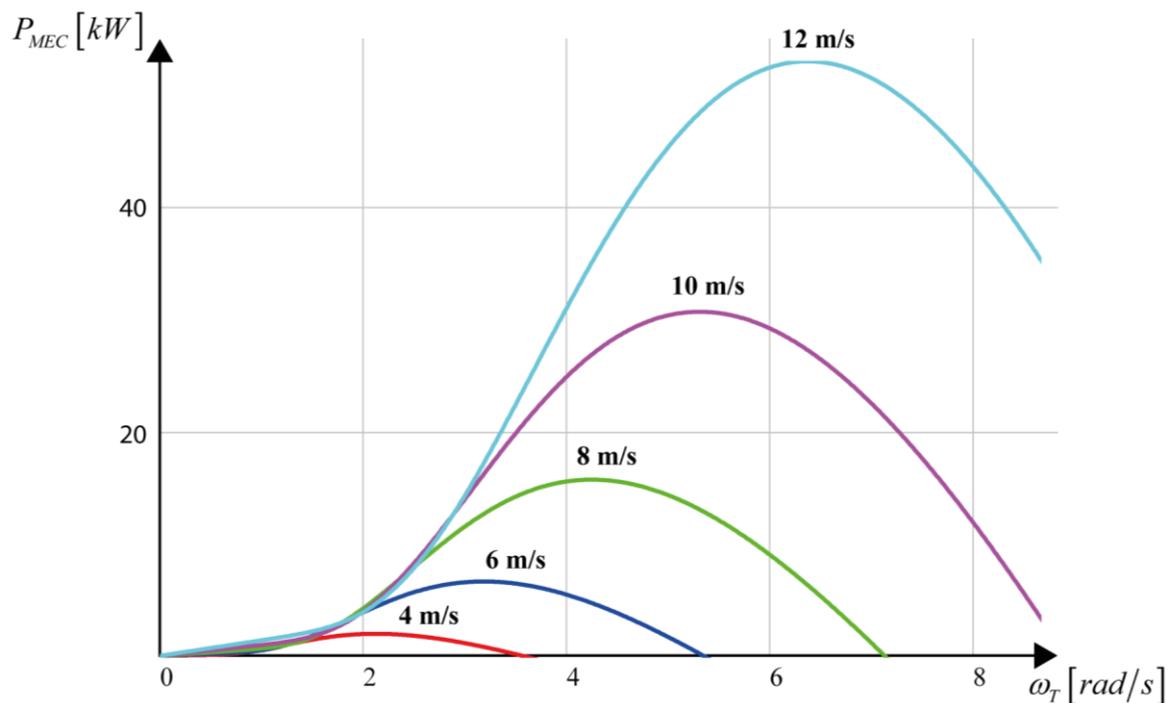
O princípio do emulador de turbina eólica é controlar o torque do sistema mecânico composto pelo motor e caixa de redução. O referido controle é realizado por um inversor WEG CFW-09 e a referência de torque é obtida por (2.8). Uma aplicação LABVIEW desenvolvida é responsável por calcular essa referência e de se comunicar com o inversor.

A turbina emulada apresenta a sua potência máxima para uma velocidade do vento de 12m/s e possui valor igual a potência do PMSG. Considerando isso, o cálculo do comprimento da pá (R_T) é realizado manipulando (2.7) e isolando o termo desejado. O cálculo de R_T é mostrado em (3.3).

$$R_T = \sqrt{\frac{2P_{n,PMSG}}{\rho\pi v_{w,base}^3 C_{P,max}}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 53000}{1,225 \cdot \pi \cdot 12^3 \cdot 0,42}} = 6,235m \quad (3.3)$$

As curvas de potência em função da velocidade angular (ω_T) para diversas velocidades de vento e com o valor do R_T já calculado são mostradas na Figura 3.3, sendo obtidas com o uso de (2.7). As curvas de potência são essenciais para descrever o comportamento de uma turbina para diversas velocidades angulares de rotação e velocidades do vento, além de ser possível a partir dela calcular o torque. A velocidade angular está limitada pela velocidade angular máxima ($\omega_{T,max}$) de 8,661 rad/s no eixo da caixa de redução.

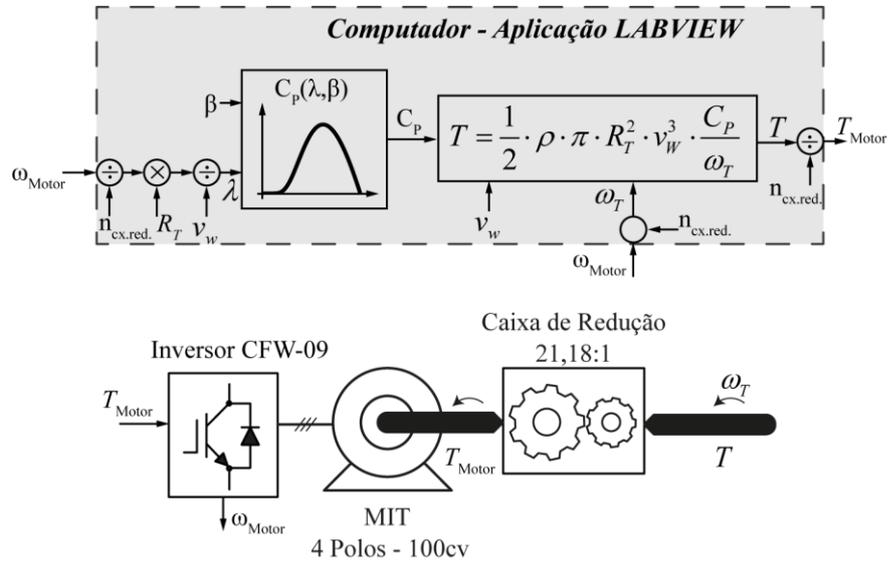
Figura 3.3 - Curva de potência por velocidade de rotação com a indicação das velocidades máximas de rotação.



Fonte: Próprio Autor.

Assim, de posse das curvas de potência, o diagrama de blocos do funcionamento do emulador de uma turbina eólica de 53kW é mostrado na Figura 3.4 e descrito logo abaixo.

Figura 3.4 – Diagrama de blocos do funcionamento do emulador.



Fonte: Próprio Autor.

Como já dito, o inversor WEG CFW-09 é responsável por controlar o MIT dada uma referência de torque enviada pela aplicação LABVIEW, para isso é utilizado o controle vetorial *sensless* do torque. Importante observar que os valores de velocidade e torque do motor referentes a comunicação com o inversor precisam ser compensados para representar a velocidade angular e o torque no eixo da caixa de redução, ou seja, os valores são divididos por $n_{cx.red.}$.

Com a leitura indireta da velocidade angular no eixo da caixa de redução, a aplicação em LABVIEW já consegue calcular o valor de torque com o auxílio de (2.8) e com condições pré-definidas de velocidade do vento (v_w) e ângulo de passo (β) para o perfil que se deseja emular.

3.2.3. Configuração do inversor WEG CFW-09.

Para que o inversor opere como está descrito no diagrama de blocos, o mesmo precisa ser configurado através da mudança dos seus parâmetros, que são identificados pela letra “P” seguida de um número com três dígitos. As configurações dos parâmetros se dão em três eixos: Parâmetros do motor, Configuração do Controlador e Configuração da Comunicação. Cada um desses é descrito com detalhes.

a) **Parâmetros do motor:** O inversor WEG CFW-09 precisa de dados do motor

para que o opere corretamente, evitando, assim, condições de operação inviáveis. Esses parâmetros do inversor são configurados segundo a Tabela 3 que apresenta as características do motor. A parametrização se dá como mostrada abaixo:

- P400 – Tensão nominal do motor: configurado para 380 V
- P401 – Corrente nominal do motor: configurado para 139 A
- P402 – Velocidade Nominal: configurado para 1780 rpm
- P403 – Frequência nominal do motor: configurado para 60 Hz
- P404 – Potência nominal do inversor: configurado para 100 cv

b) **Configuração do controlador**: Configuração do inversor WEG CFW-09 para realizar o controle vetorial sensorless de torque do motor. A parametrização se dá como mostrada abaixo:

- P202 – Tipo de controle: Ajustado em 3, selecionando o controle vetorial *sensorless*.
- P408 – Autoajuste: Ajustado em 1, selecionando o auto-ajuste sem girar. Esse parâmetro é responsável por realizar um ensaio no motor para que os valores de resistência do estator (P409), corrente de magnetização (P410), indutância de dispersão (P411), constante L_R/R_R (P412) e a constante T_M sejam obtidos. Esses valores são necessários para o controle vetorial *sensorless*.
- P160 – Otimização do regulador de velocidade para controle do torque: Ajustado em 0, selecionando o controle do torque para a situação que utiliza o controle vetorial *sensorless*.

c) **Configuração da comunicação**: Configuração dos parâmetros de comunicação do inversor com a aplicação LABVIEW no computador. A parametrização se dá como mostrada abaixo:

- Configurado na interface para que o inversor opere no modo remoto, pressionando botão LOC/REM e selecionando REM.
- P222 – Seleção referência de velocidade situação remoto: Ajustado em 9, definindo que no modo remoto a referência de velocidade será enviada via serial
- P227 – Seleção gira/para remoto: Ajustado em 2, definindo que no modo remoto as funções gira/para serão enviadas via serial
- P308 – Endereço serial: Ajustado em 1, definindo o endereço (*Slave Adress*) do inversor como 1, já que ele vai atuar como escravo na

comunicação MODBUS.

- P312 – Tipo de protocolo serial: Ajustado em 3, definindo que o protocolo utilizado é o MODBUS-RTU, 9600 bps e com paridade par.

3.2.4. Aplicação LABVIEW

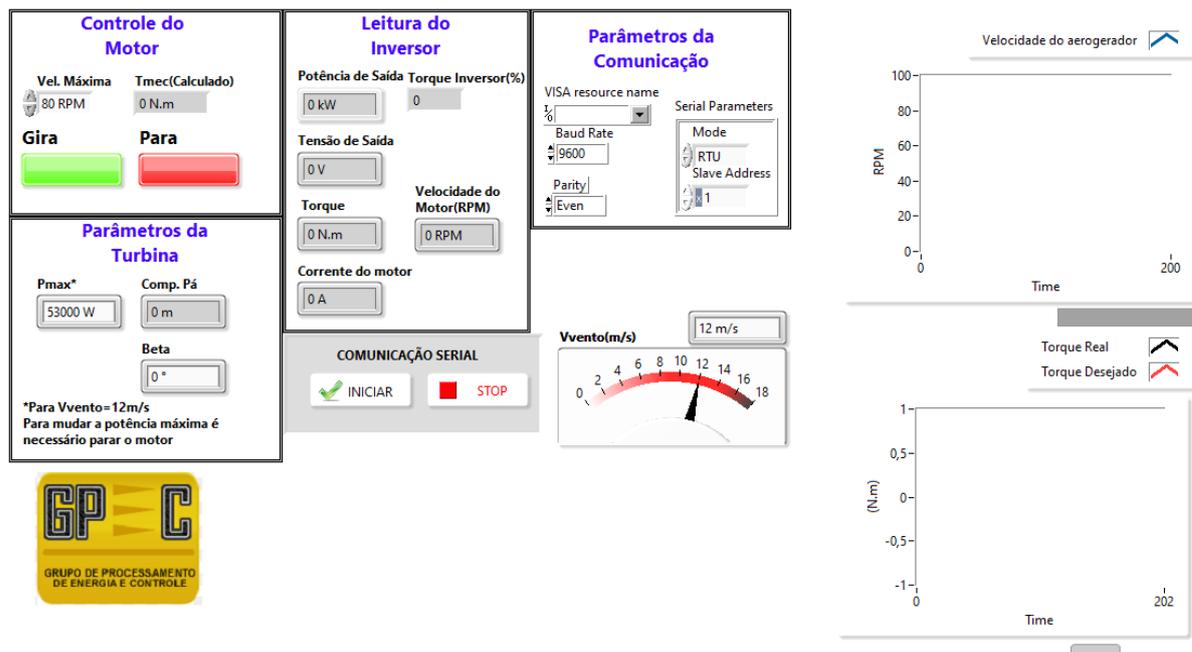
A aplicação LABVIEW desenvolvida é responsável pelo cálculo da referência de torque como mostrado na Figura 3.4 e apresenta uma interface agradável que contém as principais informações referentes ao sistema. A interface da aplicação LABVIEW é mostrada na Figura 3.5.

Para a correta inicialização da aplicação é necessário configurar os parâmetros da comunicação MODBUS com o inversor WEG CFW-09. Os parâmetros de comunicação que precisam ser configurados são:

- *Baud Rate*: configurado para 9600 bps.
- *Parity*: configurado para paridade par (*even*).
- *Mode*: configurado para RTU.
- *Slave Address*: configurado para 1.

Essas configurações são feitas baseadas na configuração feita previamente no inversor WEG CFW-09.

Figura 3.5 – Interface da aplicação LABVIEW desenvolvida.

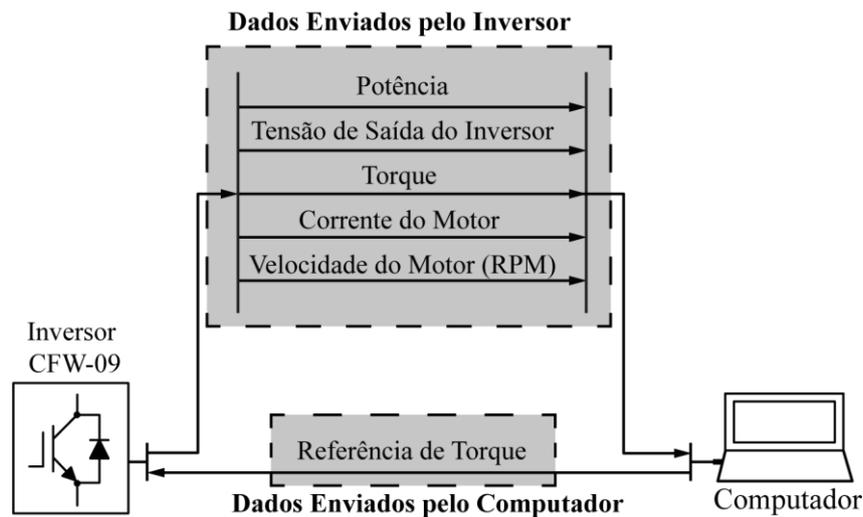


Fonte: Próprio Autor.

Na interface também é necessário inserir a velocidade máxima de rotação permitida, a potência da turbina que vai ser emulada e o ângulo de passo. Com esses dois últimos é calculado o comprimento da pá na própria aplicação com o auxílio de (3.3). Já realizada todas as configurações, é possível escolher a velocidade do vento a ser considerada para o emulador, que nessa versão da aplicação permite operar somente com a velocidade do vento fixa.

Apesar de que para o funcionamento do emulador seja necessário somente o envio da referência de torque para o inversor WEG CFW-09 e da velocidade angular para o algoritmo de emulação, a aplicação LABVIEW desenvolvida realiza a leitura constante de diversos dados do inversor, como mostrado na Figura 3.6. Esses dados são mostrados na interface, seja mostrando somente o valor atual como é o caso da potência, tensão de saída e corrente do motor, ou mostrando os valores variando no tempo com auxílio de gráficos, como é caso do torque e da velocidade.

Figura 3.6 - Descrição da comunicação da aplicação LABVIEW.



Fonte: Próprio Autor.

3.3. Sistema de emulação desenvolvido em laboratório.

A bancada com sistema de emulação de turbina eólica é mostrada na Figura 3.7, na qual se observa o inversor WEG CFW-09, o MIT de 100 cv da WEG, a caixa de redução e o PMSG.

Figura 3.7 – Foto do sistema de emulação de turbina eólica acoplado ao PMSG



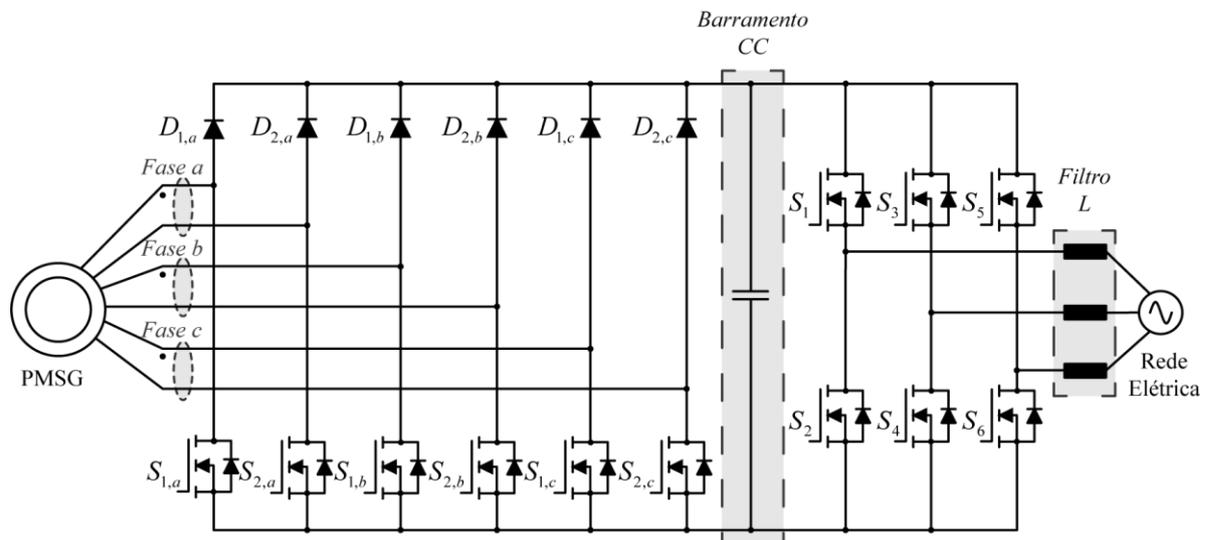
Fonte: Próprio Autor.

4. CONVERSOR DE CONEXÃO À REDE ELÉTRICA.

Este capítulo apresenta a análise do conversor de conexão à rede elétrica. Destacando a modulação, o dimensionamento dos elementos passivos e a modelagem do conversor.

O conversor de conexão à rede elétrica, mostrado na Figura 4.1, apresenta dois estágios de conversão, sendo um estágio retificador e um outro estágio inversor que são conectados por um barramento CC. Dado o desacoplamento provocado pelo barramento CC, cada um desses estágios de conversão pode ser analisado separadamente, como será feito nas próximas seções.

Figura 4.1 – Conversor de conexão à rede elétrica.



Fonte: Próprio Autor.

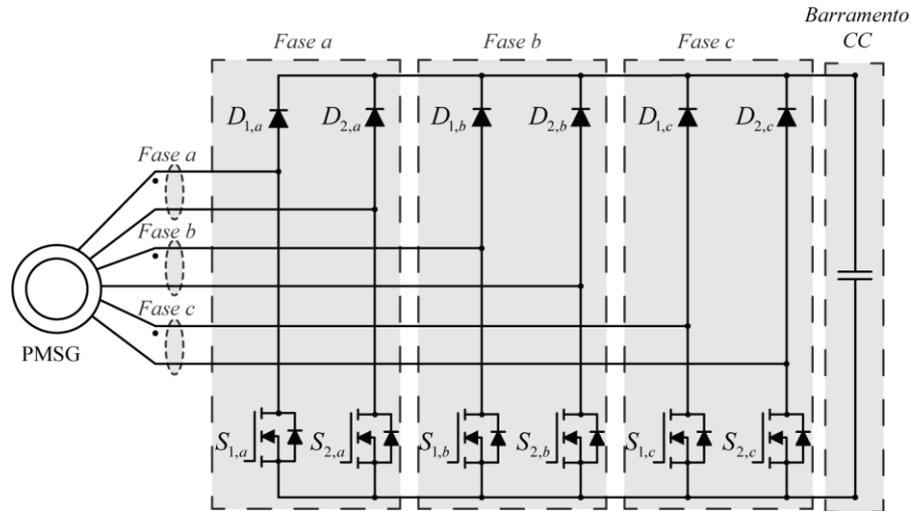
4.1. Estágio retificador.

O estágio retificador, mostrado na Figura 4.2, é composto por um retificador *boost bridgeless* para cada fase e faz uso da indutância síncrona do PMSG para a correção do fator de potência e para a elevação da tensão para o barramento CC. Esse conversor apresenta um total de doze semicondutores, sendo que todas as chaves controladas estão na mesma referência, simplificando os circuitos de acionamento. Outra vantagem desse conversor é o fato de que apenas dois semicondutores por fase ficarão no caminho da corrente, reduzindo assim perdas por condução.

O retificador *boost bridgeless* monofásico, mostrado na Figura 4.3, possui quatro semicondutores, sendo duas chaves controladas ($S_{1,n}$ e $S_{2,n}$) e as outras duas são diodos ($D_{1,n}$ e

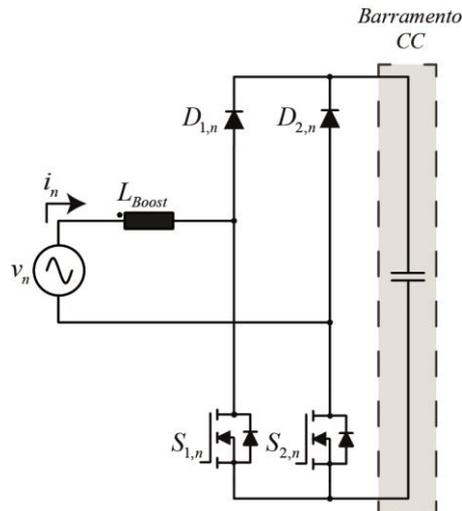
$D_{2,n}$), um indutor L_{Boost} e um capacitor para o barramento CC.

Figura 4.2 – Retificadores *boost bridgeless* para as três fases.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 4.3 – Retificador *boost bridgeless* monofásico.



Fonte: Próprio Autor.

4.1.1. Análise qualitativa e quantitativa do conversor.

A análise é feita para o conversor monofásico e pode ser facilmente estendida ao conversor utilizado. Na análise do conversor é considerado que a frequência de chaveamento (f_s) é muito maior que a frequência da tensão de entrada (v_n) e que o comportamento para o semiciclo negativo é similar ao analisado para o semiciclo positivo. O conversor apresenta duas etapas de operação que são descritas abaixo.

Primeiro etapa de operação ($0, d_{ret}T_s$): Nesta etapa as chaves $S_{1,n}$ e $S_{2,n}$ são acionadas e a energia é armazenada no indutor L_{Boost} . A tensão no indutor nessa etapa é dada

por (4.1).

$$v_L = v_n \quad (4.1)$$

Segunda etapa de operação ($d_{ret}T_S, T_S$): Nesta etapa as chaves $S_{1,n}$ e $S_{2,n}$ são desligadas e a energia da entrada somada com a energia armazenada no indutor é transferida para o barramento CC através dos diodos $D_{1,n}$ e o que está em paralelo a $S_{2,n}$. A tensão no indutor nessa etapa é dada por (4.2).

$$v_L = v_n - V_{CC} \quad (4.2)$$

Para o conversor em regime permanente a tensão média no indutor é igual a zero, então a razão cíclica d_{ret} para se obter uma tensão V_{CC} na saída é dada por (4.3).

$$d_{ret} = 1 - \frac{v_n}{V_{CC}} \quad (4.3)$$

Substituindo a tensão v_n , mostrada em(4.4), em (4.3), a razão cíclica pode ser reescrita como em (4.5).

$$v_n = V_{n,P} \text{sen}(\omega t) \quad (4.4)$$

$$d_{ret} = 1 - m_{ret} \text{sen}(\omega t) \quad (4.5)$$

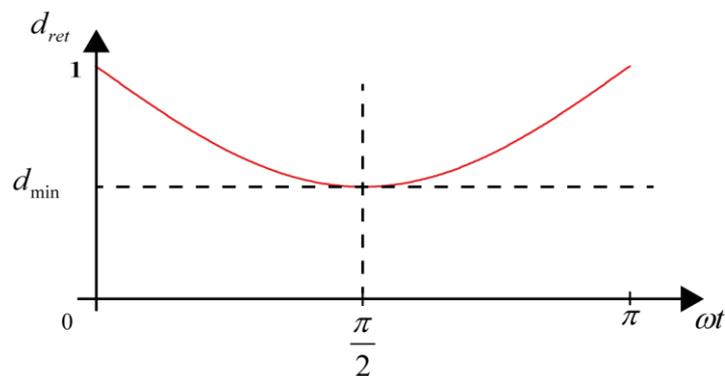
Onde m é o índice de modulação e é definido por (4.6).

$$m_{ret} = \frac{V_{n,P}}{V_{CC}} \quad (4.6)$$

O gráfico da razão cíclica em função do ângulo é mostrado na Figura 4.4. O valor mínimo da razão cíclica (d_{min}) ocorre na metade do semiciclo positivo e é dado por (4.7).

$$d_{min} = 1 - m_{ret} \quad (4.7)$$

Figura 4.4 – Razão cíclica do conversor *boost bridgeless* em função do ângulo.



Fonte: Próprio Autor.

Na primeira etapa de operação, a tensão no indutor pode ser escrita substituindo (4.4) em (4.1), obtendo (4.8) que relaciona a indutância e a tensão senoidal.

$$V_{n,p} \text{sen}(\omega t) = L_{Boost} \frac{di_n}{dt} \quad (4.8)$$

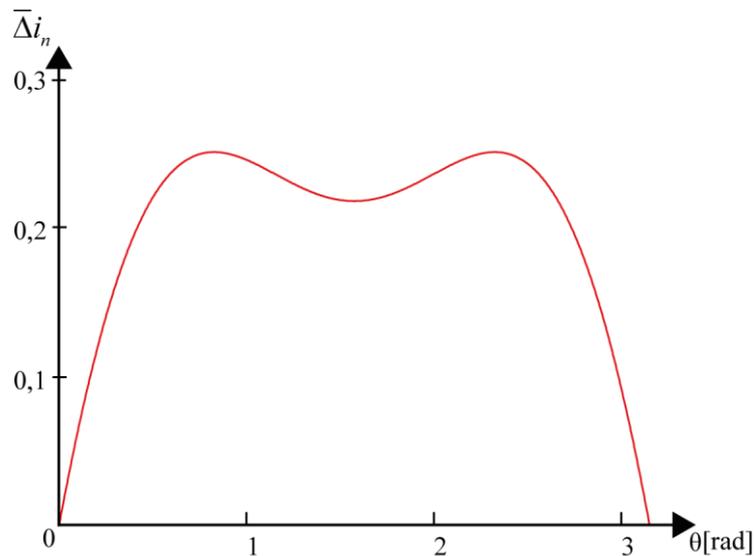
Resolvendo a equação diferencial (4.8) é obtida a ondulação de corrente no indutor (4.9).

$$\Delta i_n = \frac{V_{CC} m_{ret} d}{L_{Boost} f_s} \text{sen}(\omega t) \quad (4.9)$$

Para o dimensionamento da indutância é substituída (4.5) em (4.9), obtendo a ondulação de corrente normalizada (4.10) e o gráfico que a relaciona com o ângulo da tensão de entrada é mostrado na Figura 4.5.

$$\bar{\Delta i}_n = \frac{L_{Boost} \Delta i_n f_s}{V_{CC}} = (1 - m_{ret} \text{sen}(\omega t)) m_{ret} \text{sen}(\omega t) \quad (4.10)$$

Figura 4.5 – Ondulação de corrente normalizada.



Fonte: Próprio Autor.

O valor máximo da ondulação de corrente normalizada é igual a 0,25. Substituindo esse valor em (4.10) é obtida a equação para o dimensionamento da indutância

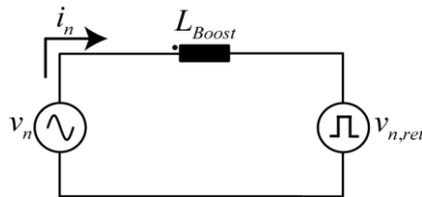
$$L_{Boost} = \frac{V_{CC}}{4 \Delta i_n f_s} \quad (4.11)$$

4.1.2. Modelagem e Controle.

A corrente de entrada do retificador em uma fase (i_n) é a mesma que circula através do indutor L_{Boost} . Para garantir um fator de potência próximo ao unitário e um baixo conteúdo harmônico é necessário que essa corrente seja controlada e siga uma referência senoidal em fase com a tensão da fase (v_n).

O circuito equivalente do conversor para o controle da corrente em cada fase é mostrado na Figura 4.6. O mesmo apresenta a fonte de tensão de entrada, o indutor *boost* e uma fonte de tensão de onda quadrada representando o modelo médio da tensão gerada entre os pontos centrais dos braços.

Figura 4.6 – Circuito equivalente do retificador *boost bridgeless* para controle da corrente de entrada.



Fonte: Próprio Autor.

No circuito equivalente a tensão no indutor *boost* é dada por (4.12)

$$v_L = v_n - v_{n,ret} = L_{Boost} \frac{di_n}{dt} \quad (4.12)$$

A tensão $v_{n,ret}$ pode ser escrita em função da razão cíclica e da tensão V_{CC} , então (4.12) pode ser escrita como em (4.13), tanto para o semiciclo positivo da tensão quanto para o semiciclo negativo.

$$L_{Boost} \frac{di_n}{dt} = \begin{cases} v_n - (1 - d_{ret})V_{CC} & \text{se } v_n \geq 0 \\ v_n + (1 - d_{ret})V_{CC} & \text{se } v_n < 0 \end{cases} \quad (4.13)$$

Com (4.13) pode ser construído o modelo de pequeno sinal do retificador. Para fins de modelagem o valor de v_n pode ser considerado constante em relação a um período de chaveamento e que d_{ret} e i_n podem ser considerado iguais valor constante, equivalente a um ponto de operação do conversor, somado a um valor de pequeno sinal que varia com o tempo, como mostrado em (4.14).

$$\begin{cases} v_n = V_n \\ d_{ret} = D_{ret} + \tilde{d}_{ret} \\ i_n = I_n + \tilde{i}_n \end{cases} \quad (4.14)$$

Substituindo (4.14) em (4.13) é obtida (4.15).

$$L_{Boost} \frac{d(I_n + \tilde{i}_n)}{dt} = \begin{cases} (V_n + D_{ret} V_{CC} - V_{CC}) + (\tilde{v}_n + \tilde{d}_{ret} V_{CC}) & \text{se } v_n \geq 0 \\ (V_n - D_{ret} V_{CC} + V_{CC}) + (\tilde{v}_n - \tilde{d}_{ret} V_{CC}) & \text{se } v_n < 0 \end{cases} \quad (4.15)$$

Igualando os termos de pequeno sinal de ambos os lados de (4.15), ignorando a perturbação de v_n e realizando a transformada de Laplace são obtidas as funções de transferência que relacionam a corrente i_n e a razão cíclica d_{ret} para o semiciclo positivo (4.16) e para o semiciclo negativo (4.17).

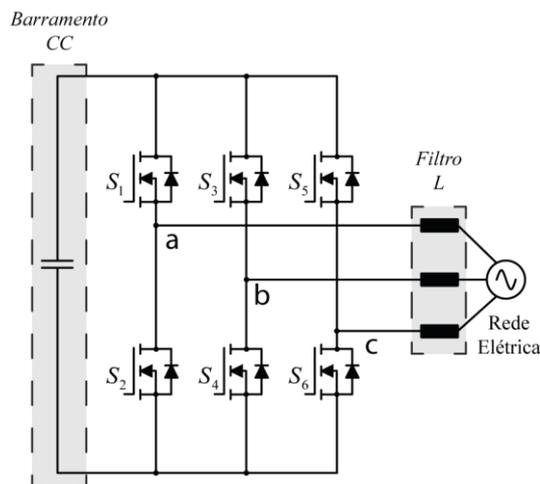
$$\frac{\tilde{i}_n(s)}{\tilde{d}_{ret}(s)} = \frac{V_{CC}}{L_{Boost} s} \quad (4.16)$$

$$\frac{\tilde{i}_n(s)}{\tilde{d}_{ret}(s)} = \frac{-V_{CC}}{L_{Boost} s} \quad (4.17)$$

4.2. Estágio Inversor

O inversor trifásico do conversor conectado à rede elétrica consiste em três braços com chaves controladas, sendo um para cada fase. Para a conexão à rede elétrica utilizando apenas um filtro indutivo, como mostrado na Figura 4.7.

Figura 4.7 – Inversor Trifásico.



Fonte: Próprio Autor.

4.2.1. Análise qualitativa do conversor.

Para analisar o conversor é utilizada uma função de comutação δ para cada braço

$(\delta_a, \delta_b, \delta_c)$. Essa função é definida como em (4.18) e depende dos estados das chaves superior e inferior do braço.

$$\delta_x = \begin{cases} 1, & \text{se a chave superior do braço estiver acionada} \\ 0, & \text{se a chave inferior do braço estiver acionada} \end{cases} \quad (4.18)$$

Como cada braço apresenta dois estados de comutação e o conversor apresenta três braços, então o inversor possui oito estados topológicos. Os estados são mostrados na Tabela 5 com os valores normalizados das tensões entre os braços. Uma tensão normalizada é definida como em (4.19).

$$v'_x = \frac{v_x}{V_{CC}} \quad (4.19)$$

Tabela 5 – Estados topológicos e tensões geradas do inversor trifásico.

δ_a	δ_b	δ_c	v'_{ab}	v'_{bc}	v'_{ca}
0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	-1	1
0	1	0	-1	1	0
0	1	1	-1	0	1
1	0	0	1	0	-1
1	0	1	1	-1	0
1	1	0	0	1	-1
1	1	1	0	0	0

Fonte: Próprio Autor.

4.2.2. Filtro de conexão à rede elétrica.

O filtro de conexão à rede elétrica é projetado conforme (PAUKNER, NARDI, *et al.*, 2015) que é específico para um inversor trifásico utilizando modulação vetorial espacial. O projeto consiste na definição de um valor desejado de distorção harmônica total (THD_d) para uma condição de mínima potência ($S_{inv,min}$), garantindo que o THD nunca ultrapasse o THD_d para outras condições. A corrente eficaz referente às componentes harmônicas é dada por (4.20), em que $V_{aN,rms}$ é o valor eficaz da tensão de fase da rede elétrica.

$$I_{h,rms} = THD_d \frac{S_{inv,min}}{3V_{aN,rms}} \quad (4.20)$$

A relação entre a corrente eficaz referente às componentes harmônicas e a ondulação de corrente no indutor é dada por (4.21)

$$\Delta I_P = \sqrt{3} I_{h,rms} \quad (4.21)$$

Calculada a ondulação de corrente, é possível calcular o valor da indutância que atende o valor THD_d utilizando equação (4.22).

$$L_F = \frac{1}{3} \frac{m_{inv} V_{CC} (1 - m_{inv}/2)}{\Delta I_P 4 f_{s,inv}} \quad (4.22)$$

Onde o índice de modulação para o inversor trifásico (m_{inv}) é dado por (4.23).

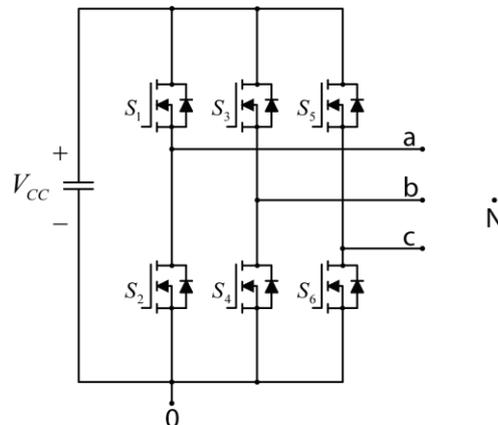
$$m_{inv} = \frac{\sqrt{2} V_{aN,rms}}{V_{CC}/2} \quad (4.23)$$

4.2.3. Modulação vetorial espacial do inversor.

A modulação vetorial espacial (SVM, do inglês *space vector modulation*) consiste no cálculo dos tempos nos quais os estados do inversor precisam ser aplicados para que uma determinada tensão seja modulada na saída. Essa modulação recebe esse nome devido a sua relação com o mapa vetorial das tensões do conversor, onde cada estado está associado com um vetor no mapa e o vetor da moduladora, que determina a tensão desejada na saída, é produzida pela composição desses vetores. A modulação vetorial deste trabalho é baseada na abordagem unificada proposta por (PINHEIRO, BOTTERÓN, *et al.*, 2005).

Como já mostrado, o inversor trifásico apresenta oito possíveis estados topológicos e cada estado está associado com tensões geradas pelo inversor. A Figura 4.8 apresenta o inversor evidenciando o nó do neutro (N) e o nó “0”.

Figura 4.8 – Inversor trifásico para análise da modulação.



Fonte: Próprio Autor.

4.2.3.1. Mapa vetorial das tensões de saída do inversor.

As tensões de cada braço podem ser definidas em relação ao nó “0” com auxílio da função de comutação, como mostrado em (4.24).

$$v_{x0} = \delta_x V_{cc} \quad (4.24)$$

Com o uso das tensões dos braços é possível escrever as equações de (4.25) que as relacionam com as tensões referenciadas ao ponto neutro.

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{a0} - v_{b0} = v_{aN} - v_{bN} \\ v_{bc} = v_{b0} - v_{c0} = v_{bN} - v_{cN} \\ v_{ca} = v_{c0} - v_{a0} = v_{cN} - v_{aN} \\ v_{aN} + v_{bN} + v_{cN} = 0 \end{cases} \quad (4.25)$$

Manipulando (4.25) é obtida (4.26), em que as tensões em relação ao neutro estão em função da tensão em cada braço.

$$\begin{cases} v_{aN} = \frac{2}{3}v_{a0} - \frac{1}{3}(v_{b0} + v_{c0}) \\ v_{bN} = \frac{2}{3}v_{b0} - \frac{1}{3}(v_{a0} + v_{c0}) \\ v_{cN} = \frac{2}{3}v_{c0} - \frac{1}{3}(v_{a0} + v_{b0}) \end{cases} \quad (4.26)$$

Para simplificar, a SVM utiliza as componentes $\alpha\beta$ das tensões em relação ao neutro. Para se obter essas componentes é utilizada a transformada de Clarke mostrada em (4.27).

$$[v_{\alpha\beta}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} [v_{abc}] \quad (4.27)$$

A Tabela 6 apresenta as tensões para cada estado possível e as relacionam aos vetores de tensão ($V0, V1, V2, V3, V4, V5, V6, V7$). O mapa vetorial das tensões no plano $\alpha\beta$ é mostrado na Figura 4.9.

4.2.3.2. Planos de separação e planos limites.

No mapa vetorial da Figura 4.9 é possível identificar as regiões que são chamadas de setores ($S-I, S-II, S-III, S-IV, S-V$ e $S-VI$) separadas entre si pelos “planos de separação” ($PS1, PS2$ e $PS3$) e limitadas pelos “planos limites” ($PL1, PL2, PL3, PL4, PL5$ e $PL6$). Os vetores pertencentes a cada setor são mostrados na Tabela 7.

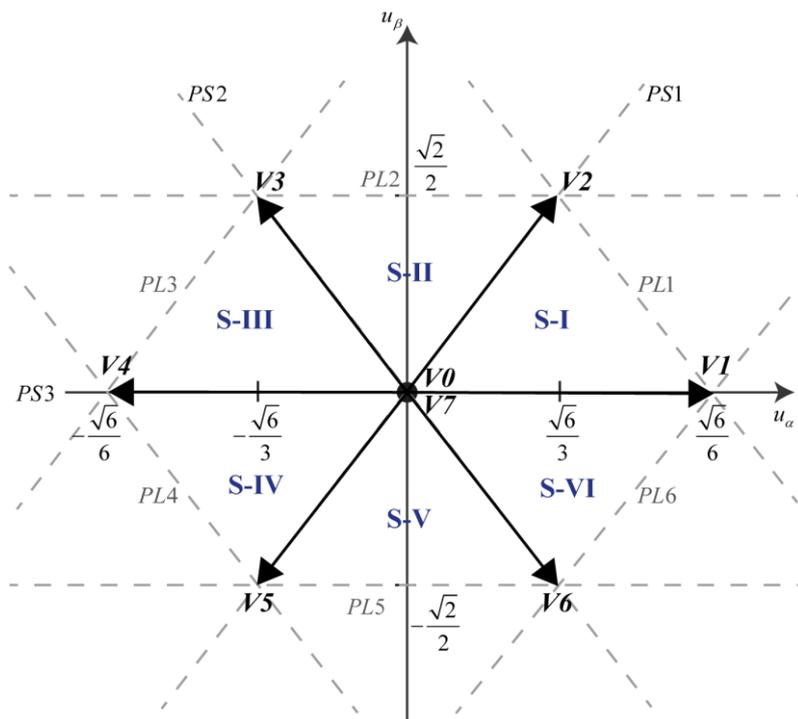
O vetor da tensão de modulação (u_{mod}) é implementado pelos vetores do setor em que ele está inserido naquele determinado instante, esses vetores são aplicados por um tempo calculado para que o valor médio da tensão gerada pela aplicação deles seja igual ao vetor da tensão de modulação.

Tabela 6 – Vetores de tensão do inversor trifásico.

Vetor	δ_a	δ_b	δ_c	v'_{ab}	v'_{bc}	v'_{ca}	v'_{aN}	v'_{bN}	v'_{cN}	v'_α	v'_β
V0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V5	0	0	1	0	-1	1	-1/3	-1/3	2/3	$-\sqrt{6}/6$	$-\sqrt{2}/2$
V3	0	1	0	-1	1	0	-1/3	2/3	-1/3	$-\sqrt{6}/6$	$\sqrt{2}/2$
V4	0	1	1	-1	0	1	-2/3	1/3	1/3	$-\sqrt{6}/3$	0
V1	1	0	0	1	0	-1	2/3	-1/3	-1/3	$\sqrt{6}/3$	0
V6	1	0	1	1	-1	0	1/3	-2/3	1/3	$\sqrt{6}/6$	$-\sqrt{2}/2$
V2	1	1	0	0	1	-1	1/3	1/3	-2/3	$\sqrt{6}/6$	$\sqrt{2}/2$
V7	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0

Fonte: Próprio Autor.

Figura 4.9 – Mapa vetorial das tensões normalizadas de fase em $\alpha\beta$ do inversor trifásico.



Fonte: Próprio Autor.

Tabela 7 – Vetores de cada setor.

<i>Setor</i>	<i>Vetores</i>
<i>S-I</i>	$V0 - V7 - V1 - V2$
<i>S-II</i>	$V0 - V7 - V2 - V3$
<i>S-III</i>	$V0 - V7 - V3 - V4$
<i>S-IV</i>	$V0 - V7 - V4 - V5$
<i>S-V</i>	$V0 - V7 - V5 - V6$
<i>S-VI</i>	$V0 - V7 - V6 - V1$

Fonte: Próprio Autor.

As equações que definem os “planos de separação” são mostradas em (4.28) e são utilizadas para identificar em qual setor se encontra o u_{mod} .

$$\begin{cases} PS1 \rightarrow u_{\beta} + \sqrt{3}u_{\alpha} = 0 \\ PS2 \rightarrow u_{\beta} - \sqrt{3}u_{\alpha} = 0 \\ PS3 \rightarrow u_{\beta} = 0 \end{cases} \quad (4.28)$$

As equações que definem os “planos limites” são mostradas em (4.29) e definem os limites das tensões que podem ser geradas pelo inversor.

$$\begin{cases} PL1 \rightarrow u_{\beta} + \sqrt{3}u_{\alpha} - \sqrt{2} = 0 \\ PL2 \rightarrow u_{\beta} - \frac{\sqrt{2}}{2}u_{\alpha} = 0 \\ PL3 \rightarrow u_{\beta} - \sqrt{3}u_{\alpha} - \sqrt{2} = 0 \\ PL4 \rightarrow u_{\beta} + \sqrt{3}u_{\alpha} + \sqrt{2} = 0 \\ PL5 \rightarrow u_{\beta} + \frac{\sqrt{2}}{2} = 0 \\ PL6 \rightarrow u_{\beta} - \sqrt{3}u_{\alpha} + \sqrt{2} = 0 \end{cases} \quad (4.29)$$

Consequentemente, o plano limite também fornece a informação do índice de modulação máximo para o inversor. A tensão de pico máxima ($V_{p_{xn}}$) que pode ser modulada é dada por (4.30).

$$\max(V_{p_{xn}}) = \frac{V_{CC}}{\sqrt{3}} \quad (4.30)$$

O índice de modulação máximo com a modulação vetorial é mostrado em (4.31).

$$\max(m_{inv}) = \frac{\max(V_{p_{sn}})}{V_{cc}/2} = 1,1547 \quad (4.31)$$

A SVM pode alcançar índices de modulação maiores do que um, aproveitando melhor a tensão do barramento CC que as modulações convencionais de PWM unipolar e PWM bipolar.

4.2.3.3. Cálculo dos tempos de comutação.

O cálculo de tempo será mostrado somente o para o setor $S-I$ utilizando as componentes $\alpha\beta$ de u_{mod} normalizado, mas a análise pode facilmente ser expandida para os outros setores.

Para o setor $S-I$ os intervalos de tempo Δt_0 (t_1-t_0), Δt_1 (t_2-t_1) e Δt_2 (T_s-t_2) nos quais os vetores de tensão $V0$, $V1$ e $V2$ são aplicados, respectivamente, na saída do inversor. Os tempos são calculados para que o valor médio da tensão da saída seja igual ao da moduladora, como mostrado em (4.32).

$$\begin{cases} u'_{\alpha,mod} = \frac{1}{T_s} \left(\int_{t_0}^{t_1} V0_{\alpha} dt + \int_{t_1}^{t_2} V1_{\alpha} dt + \int_{t_2}^{T_s} V2_{\alpha} dt \right) \\ u'_{\beta,mod} = \frac{1}{T_s} \left(\int_{t_0}^{t_1} V0_{\beta} dt + \int_{t_1}^{t_2} V1_{\beta} dt + \int_{t_2}^{T_s} V2_{\beta} dt \right) \end{cases} \quad (4.32)$$

As equações mostradas em (4.32) podem ser escritas nas forma matricial como em (4.33) e pode ser reescrita isolando o vetor dos intervalos de tempo como em (4.34) sem perda de generalidade para outros setores, dado que $V0$ é nulo e está presente em todos os setores.

$$\begin{bmatrix} V0_{\alpha} & V1_{\alpha} & V2_{\alpha} \\ V0_{\beta} & V1_{\beta} & V2_{\beta} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_0 \\ \Delta t_1 \\ \Delta t_2 \end{bmatrix} \frac{1}{T_s} = \begin{bmatrix} u'_{\alpha,mod} \\ u'_{\beta,mod} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \Delta t_1 \\ \Delta t_2 \end{bmatrix} = T_s \begin{bmatrix} V1_{\alpha} & V2_{\alpha} \\ V1_{\beta} & V2_{\beta} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} u_{\alpha,mod} \\ u_{\beta,mod} \end{bmatrix} \\ \Delta t_0 = T_s - \Delta t_1 - \Delta t_2 \end{cases} \quad (4.34)$$

A inversa da matriz dos vetores de tensão é chamada de matriz de decomposição do setor $S-I$ (M_I), as matrizes de decomposição de todos os setores são mostradas na Tabela 8.

Tabela 8 – Matrizes de decomposição.

M_I	M_{II}	M_{III}
$\begin{bmatrix} \frac{\sqrt{6}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ 0 & \sqrt{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\frac{\sqrt{6}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{6}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} \\ -\frac{\sqrt{6}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$
M_{IV}	M_V	M_{VI}
$\begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{2} \\ -\frac{\sqrt{6}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\frac{\sqrt{6}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{6}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{\sqrt{6}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 0 & -\sqrt{2} \end{bmatrix}$

Fonte: Próprio Autor.

4.2.3.4. Sequência de comutação.

A sequência de comutação está diretamente relacionada com a eficiência do inversor e, conseqüentemente, a vida útil dos dispositivos semicondutores. A sequência utilizada é mostrada na Tabela 9 e apresenta as seguintes características:

- A transição de um vetor para o seguinte é feita chaveando um único braço do inversor.
- As sequências de comutação em todos os setores iniciam e finalizam com o vetor $V0$ para que não ocorra um chaveamento no instante em que u_{mod} muda de setor.
- Os intervalos de tempo são divididos para atendimento das características mencionadas e totalizam um período de chaveamento.

Tabela 9 – Sequência de Comutação.

Setor	Sequência							
	$\Delta t_0/4$	$\Delta t_1/2$	$\Delta t_2/2$	$\Delta t_0/4$	$\Delta t_0/4$	$\Delta t_2/2$	$\Delta t_1/2$	$\Delta t_0/4$
S-I	V0	V1	V2	V7	V7	V2	V1	V0
S-II	V0	V3	V2	V7	V7	V2	V3	V0
S-III	V0	V3	V4	V7	V7	V4	V3	V0
S-IV	V0	V5	V4	V7	V7	V4	V5	V0
S-V	V0	V5	V6	V7	V7	V6	V5	V0
S-VI	V0	V1	V6	V7	V7	V6	V1	V0

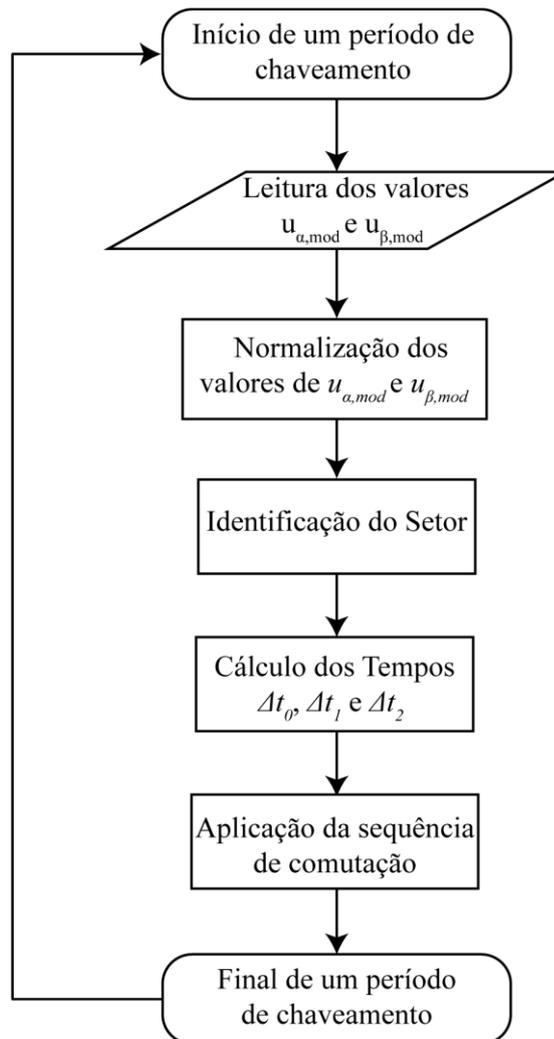
Fonte: Próprio Autor.

4.2.3.5. Algoritmo da SVM

O fluxograma simplificado do algoritmo da SVM é mostrado na Figura 4.10. Alguns detalhes do fluxograma são descritos abaixo:

- O algoritmo é reiniciado a cada período de chaveamento
- A identificação dos setores se dá através dos planos de separação mostrados em (4.28), mas também pode ser feito através do ângulo do vetor em $\alpha\beta$ da tensão de modulação.
- Os tempos são calculados com o auxílio das matrizes de decomposição da Tabela 8 e depois são divididos para a aplicação de cada estado de acordo com a sequência dada na Tabela 9, totalizando um período de chaveamento.

Figura 4.10 – Fluxograma simplificado da modulação vetorial espacial.



Fonte: Próprio Autor.

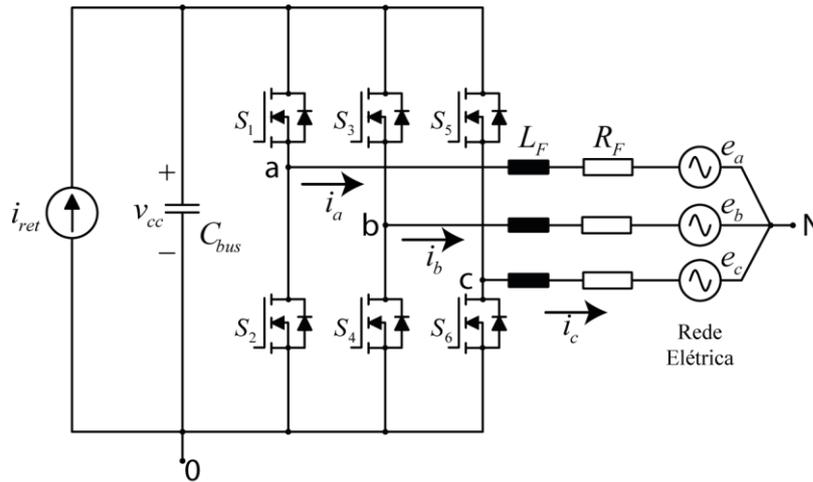
4.2.4. Modelagem e controle.

Para a modelagem é utilizado o circuito do inversor mostrado na Figura 4.11, exibindo as principais variáveis associadas com a conexão à rede elétrica e a perturbação do retificador que está conectado pelo barramento CC é considerado como uma fonte de corrente (i_{ret}).

As equações em (4.26) podem ser escritas na forma matricial apresentada em (4.35).

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_a \\ \delta_b \\ \delta_c \end{bmatrix} v_{CC} \quad (4.35)$$

Figura 4.11 – Inversor trifásico para modelagem.



Fonte: Próprio Autor.

A transformada de Park que realiza a transformação de um sistema de coordenadas abc para $dq0$ é mostrada em (4.36). O termo que multiplica a matriz mantém a potência constante e muda a amplitude do sinal transformado.

$$T_{DQ} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

Aplicando a transformada de Park em (4.35), é obtida a equação (4.37) que relaciona as tensões em $dq0$ com a tensão do barramento CC através de funções de comutação

em $dq0$.

$$\begin{bmatrix} v_D \\ v_Q \\ v_0 \end{bmatrix} = T_{DQ} \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_a \\ \delta_b \\ \delta_c \end{bmatrix} v_{CC} = \begin{bmatrix} \delta_D \\ \delta_Q \\ \delta_0 \end{bmatrix} v_{CC} \quad (4.37)$$

O circuito do inversor apresenta a equação matricial (4.38) que relaciona as tensões produzidas pelo inversor, as tensões da rede elétrica e o filtro indutivo.

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = L_F \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + R_F \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

Reescrevendo (4.38) com a transformada inversa de Park é obtida (4.39).

$$T_{DQ}^{-1} \begin{bmatrix} v_D \\ v_Q \\ v_0 \end{bmatrix} = L_F \frac{d}{dt} \left(T_{DQ}^{-1} \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_0 \end{bmatrix} \right) + R_F T_{DQ}^{-1} \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_0 \end{bmatrix} + T_{DQ}^{-1} \begin{bmatrix} e_D \\ e_Q \\ e_0 \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

Expandido o termo da derivada da transformada inversa das correntes em $DQ0$ é obtida (4.40).

$$\frac{d}{dt} \left(T_{DQ}^{-1} \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_0 \end{bmatrix} \right) = \frac{dT_{DQ}^{-1}}{dt} \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_0 \end{bmatrix} + T_{DQ}^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

Substituindo (4.40) em (4.39) é obtida (4.41).

$$\begin{bmatrix} v_D \\ v_Q \\ v_0 \end{bmatrix} = T_{DQ} L_F \frac{dT_{DQ}^{-1}}{dt} \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_0 \end{bmatrix} + L_F \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_0 \end{bmatrix} + R_F \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_D \\ e_Q \\ e_0 \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

O termo em (4.41) que apresenta a derivada da transformada inversa pode ser manipulado e obtida a matriz (4.42).

$$T_{DQ} L_F \frac{dT_{DQ}^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_F & 0 \\ \omega L_F & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

Substituindo (4.42) em (4.41) e realizando algumas manipulações algébricas é obtida (4.43) que relaciona componente direta (i_D) e a componente em quadratura (i_Q) da corrente injetada na rede elétrica com as demais variáveis do inversor.

$$\begin{cases} \frac{di_D}{dt} - \omega i_Q = \frac{1}{L_F} (-R_F i_D - e_D + \delta_D v_{CC}) \\ \frac{di_Q}{dt} + \omega i_D = \frac{1}{L_F} (-R_F i_Q - e_Q + \delta_Q v_{CC}) \end{cases} \quad (4.43)$$

Na primeira equação de (4.43), os termos relacionados a i_Q e e_D são ignorados pela modelagem para que seja considerada a influência de cada razão cíclica somente em uma componente da corrente, obtendo a função de transferência que relaciona os pequenos sinais da corrente direta e da tensão direta produzida pelo inversor, mostrada em (4.44).

Realizando um passo a passo similar e ignorando os termos i_D e e_Q da segunda equação, é obtida também a função de transferência que relaciona as componentes de pequeno sinal da corrente em quadratura e da tensão produzida pelo inversor em quadratura, mostrada em (4.45).

$$\frac{\tilde{i}_D(s)}{\tilde{v}_D(s)} = \frac{1}{L_F s + R_F} \quad (4.44)$$

$$\frac{\tilde{i}_Q(s)}{\tilde{v}_Q(s)} = \frac{1}{L_F s + R_F} \quad (4.45)$$

A influências das componentes ignoradas é em seguida adicionada por uma malha de desacoplamento, como será mostrado no diagrama de blocos do controle do inversor

Diferentemente da modulação convencional, a SVM utiliza como referência a tensão desejada na saída do inversor e por isso são necessárias as plantas do conversor relacionadas a v_D e v_Q para projetar os controladores em $DQ0$.

O inversor é responsável por controlar a tensão do barramento injetando uma maior potência na rede para reduzir a tensão e diminuindo a potência para aumentar a tensão. A modelagem é baseada nas componentes $DQ0$ e nas potências instantânea da teoria PQ (AKAGI, WATANABE e AREDES, 2007).

A equação (4.46) relaciona as potências instantânea no barramento CC e a injetada na rede elétrica.

$$P_{inv} = e_D i_D + e_Q i_Q = v_{CC} \left(i_{ret} - C_{bus} \frac{dv_{CC}}{dt} \right) \quad (4.46)$$

Para um sistema elétrico com tensões balanceadas, a componente em Q da tensão (e_Q) é igual a zero, então a potência ativa está relacionada somente com a componente em D da corrente (i_D).

Com a equação (4.46) pode ser construído o modelo de pequeno sinal para um determinado ponto de operação do inversor. As variáveis de circuito e_D , v_{CC} e i_D podem ser escritas como um valor constante somado a um valor de pequeno sinal que varia com o tempo, como mostrado em (4.47).

$$\begin{cases} v_{CC} = V_{CC} + \tilde{v}_{CC} \\ e_D = e_D + \tilde{e}_D \\ i_D = I_D + \tilde{i}_D \end{cases} \quad (4.47)$$

Substituindo (4.47) em (4.46), igualando os termos lineares de pequeno sinal de ambos os lados, ignorando as perturbações em e_D e fazendo a transformada de Laplace é encontrada a função de transferência que relaciona a tensão do barramento CC e a corrente i_D , dada por:

$$\frac{\tilde{v}_{CC}(s)}{\tilde{i}_D(s)} = \frac{E_d}{I_{ret} - sV_{CC}C_{bus}} \quad (4.48)$$

O valor de pico de E_D pode ser escrita como em (4.49) e a relação entre a tensão V_{CC} e I_{ret} é definida como em (4.50)

$$E_d = \frac{m_{inv}}{2\sqrt{3}} V_{CC} \quad (4.49)$$

$$R_o = \frac{V_{CC}}{I_{ret}} \quad (4.50)$$

Substituindo (4.49) e (4.50) em (4.48), é obtida a função de transferência utilizada para controlar a tensão do barramento CC, dada por:

$$\frac{\tilde{v}_{CC}(s)}{\tilde{i}_D(s)} = \frac{m_{inv}}{2\sqrt{3}} \frac{R_o}{1 - sC_{bus}R_o} \quad (4.51)$$

4.3. Sincronismo com DSOGI-FLL

Para que as malhas de controle dos estágios retificador e inversor operem corretamente, os sincronismos com as tensões alternadas se tornam essenciais. Como o estágio retificador do conversor de conexão à rede elétrica opera com uma frequência variável na tensão de entrada, é utilizado o *Double Second-Order Generalized Integrator Frequency-Locked Loop* (DSOGI-FLL) para realizar o sincronismo por apresentar uma ótima resposta ao operar com frequência variável (TEODORESCU, LISERRE e RODRÍGUEZ, 2011). Também se optou por usar o mesmo circuito de sincronismo para o estágio inversor.

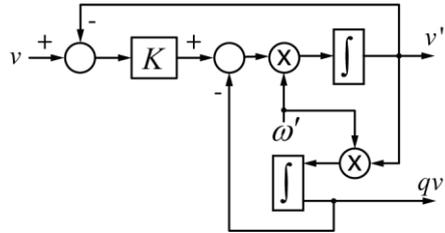
4.3.1. DSOGI-FLL contínuo

O DSOGI-FLL apresenta capacidade de filtragem adaptativa utilizando um gerador de sinal em quadratura de integrador generalizado de segunda ordem (SOGI-QSG, do

inglês *second order generalized integrator – quadrature signal generator*), o diagrama de blocos do SOGI-QSG é mostrado na Figura 4.12.

O SOGI-QSG gera um sinal em fase (v') e um outro em quadratura (qv') a partir de uma tensão senoidal v com uma frequência angular ω' . Além disso, o SOGI-QSG é um filtro passa-banda do sinal de entrada com a frequência central definida por ω' .

Figura 4.12 – Diagrama de blocos do SOGI-QSG



Fonte: Próprio Autor.

As duas funções de transferência que relacionam cada uma das saídas à entrada são:

$$\frac{v'(s)}{v(s)} = \frac{K\omega's}{s^2 + K\omega's + \omega'^2} \quad (4.52)$$

$$\frac{qv'(s)}{v(s)} = \frac{K\omega'^2}{s^2 + K\omega's + \omega'^2} \quad (4.53)$$

O valor de K está associado com a largura de banda do SOGI-QSG e seu valor pode ser escolhido com o auxílio de (4.54) que relaciona o seu valor ao tempo de assentamento ($t_{s,SOGI}$) do SOGI-QSG (TEODORESCU, LISERRE e RODRÍGUEZ, 2011).

$$t_{s,SOGI} = \frac{9,2}{K\omega'} \quad (4.54)$$

Analisando as funções de transferência é possível relacionar o valor de K com o coeficiente de amortecimento, dado por:

$$\xi_{SOGI} = \frac{K}{2} \quad (4.55)$$

Nesse trabalho, o ganho K adotado é de $\sqrt{2}$, resultando em um coeficiente de amortecimento de $1/\sqrt{2}$ que apresenta uma relação ótima entre o tempo de assentamento e o sobressinal.

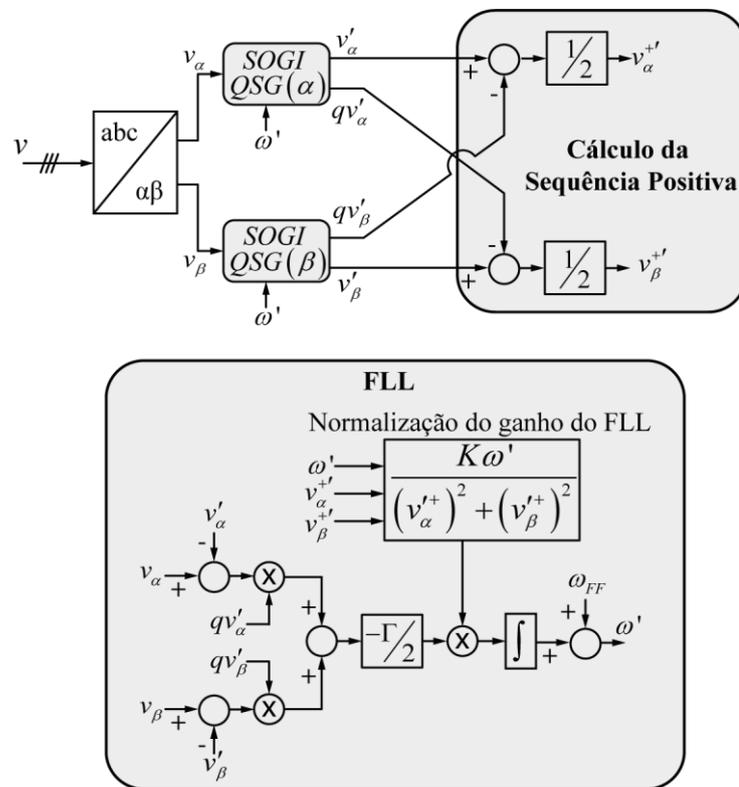
O DSOGI-FLL, mostrado na Figura 4.13, é apresentado em Teodorescu (2011) como sendo uma estrutura baseada em filtros adaptativos e utilizada para sincronismo com tensões trifásicas, sendo composto por um SOGI-QSG para cada uma das componentes α e β

da tensão trifásica com uma malha de realimentação de frequência (FLL, do inglês *frequency locked loop*) responsável por rastrear a frequência e fornecer ao restante do circuito. Por fim, são calculadas as componentes de sequência positiva das tensões em α e β ($v_{\alpha}^{'+}$ e $v_{\beta}^{'+}$) que são utilizadas para obter as componentes em abc para o retificador e as em dq para o inversor.

O valor de Γ é calculado conforme o tempo de assentamento desejado para a malha do FLL com a utilização de (4.56). Para melhorar o tempo de sincronização é utilizada uma frequência angular de *feed-forward* (ω_{FF}) somada ao valor da frequência calculada pelo FLL, o valor escolhido depende da frequência da tensão de entrada.

$$\Gamma = \frac{4,6}{t_{s,FLL}} \quad (4.56)$$

Figura 4.13 - Diagrama de blocos do DSOGI-FLL



Fonte: Próprio Autor.

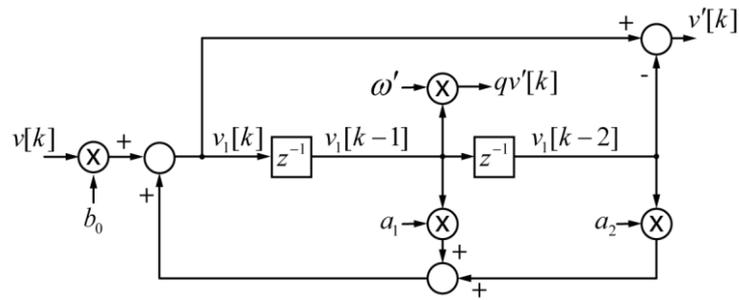
4.3.2. DSOGI-FLL Discreto

Neste trabalho, o DSOGI-FLL é implementado por um processador digital de sinais (DSP, do inglês *digital signal processor*), o modelo utilizado é apresentado no decorrer do trabalho, então precisa ser discretizado adequadamente para garantir o correto funcionamento.

Para implementação, o SOGI-QSG precisa ser discretizado e ainda garantir que o

atraso de 90° do sinal em quadratura permaneça para uma ampla faixa de frequência, para isso o SOGI-QSG é discretizado como mostrado em CIOBOTARU, TEODORESCU e BLAABJERG (2006) utilizando o método trapezoidal e o diagrama de blocos resultante é mostrado na Figura 4.14.

Figura 4.14 – Diagrama de blocos do SOGI discretizado.



Fonte: Próprio Autor.

Os valores de b_0 , a_1 e a_2 são mostrados em (4.57) e os valores de x e y em (4.58).

$$\begin{cases} b_0 = \frac{x}{x+y+4} \\ a_1 = \frac{2(4-y)}{x+y+4} \\ a_2 = \frac{x-y-4}{x+y+4} \end{cases} \quad (4.57)$$

$$\begin{cases} x = 2K\omega T_{sp} \\ y = (\omega T_{sp})^2 \end{cases} \quad (4.58)$$

As equações de diferença do SOGI-QSG são dadas por (4.59) com a utilização de um estado auxiliar v_1 que também é mostrado no diagrama de blocos.

$$\begin{cases} v_1[k] = b_0 v[k] + a_1 v_1[k-1] + a_2 v_1[k-2] \\ v'[k] = v_1[k] - v_1[k-2] \\ qv'[k] = v_1[k-1]\omega' \end{cases} \quad (4.59)$$

O diagrama de blocos do DSOGI-FLL discretizado é mostrado na Figura 4.15. A estrutura supracitada usa os blocos de SOGI-QSG discretizados anteriormente com o valor de $\omega'[k-1]$ para depois ser gerado $\omega'[k]$. As equações de diferenças desse sistema são mostradas a seguir.

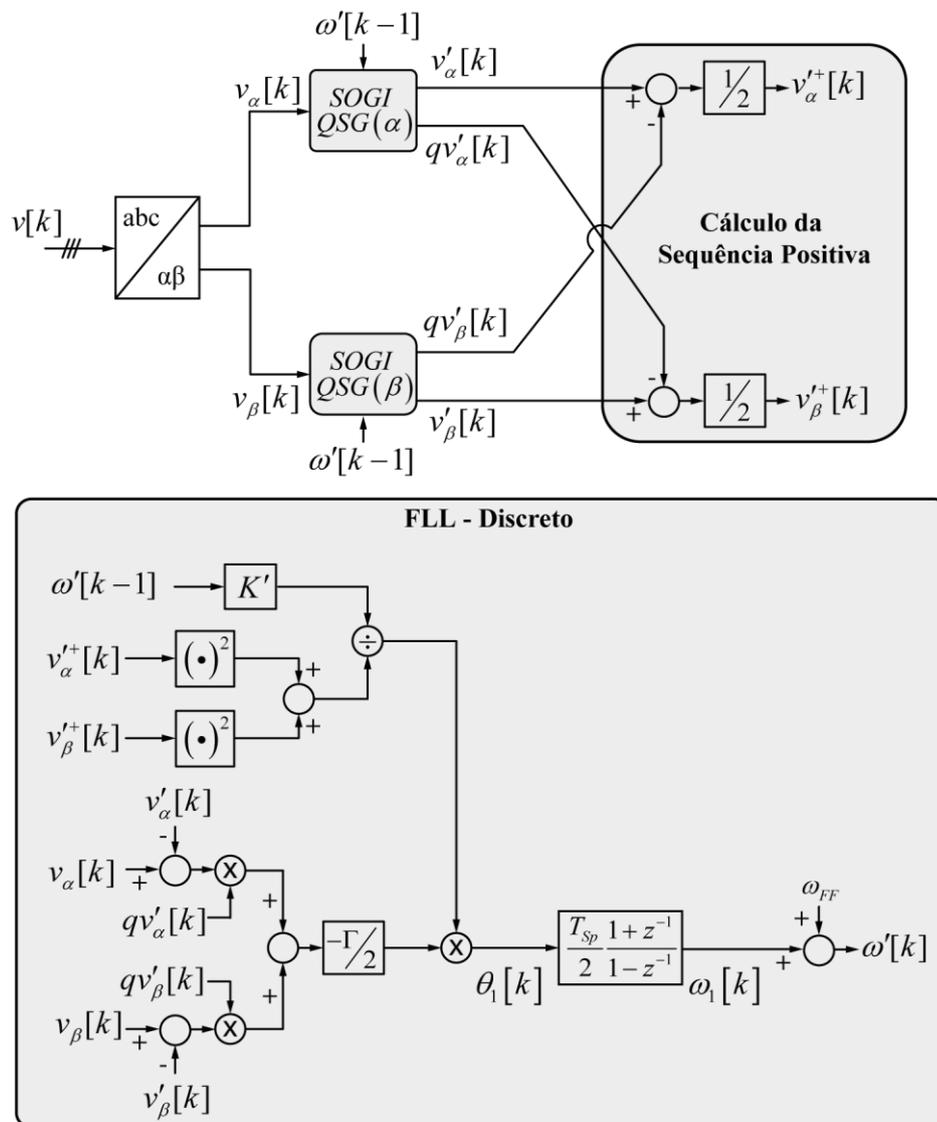
$$\theta_1[k] = x_1[k] \frac{K' \omega'[k-1]}{(v_{\alpha}^{\prime+})^2 + (v_{\beta}^{\prime+})^2} \quad (4.60)$$

$$x_1[k] = \left((v_{\alpha}[k] - v_{\alpha}'[k]) qv_{\alpha}'[k] + (v_{\beta}[k] - v_{\beta}'[k]) qv_{\beta}'[k] \right) \frac{-\Gamma}{2} \quad (4.61)$$

$$\omega_1[k] = \frac{T_{Sp}}{2} (\theta_1[k] + \theta_1[k-1]) + \omega_1[k-1] \quad (4.62)$$

$$\omega[k] = \omega_1[k] + \omega_{FF} \quad (4.63)$$

Figura 4.15 – Diagrama de blocos do DSOGI-FLL discretizado.



Fonte: Próprio Autor.

5. PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR DE CONEXÃO À REDE ELÉTRICA.

Neste capítulo são apresentados os detalhes do desenvolvimento do conversor de conexão à rede elétrica proposto, como o dimensionamento dos elementos passivos do conversor, os circuitos de condicionamento dos sensores, o projeto dos controladores e a conexão ao DSP.

5.1. Dimensionamento dos elementos passivos do circuito de potência.

Para o projeto do conversor de conexão à rede elétrica são necessárias as especificações e considerações do retificador (Tabela 10) e do inversor (Tabela 11).

Tabela 10 - Especificações e considerações para o projeto do retificador.

<i>Potência nominal ($P_{n,ret}$)</i>	53 kW
<i>Frequência máxima da tensão de alimentação ($f_{PMSG,max}$)</i>	30 Hz
<i>Frequência mínima da tensão de alimentação ($f_{PMSG,min}$)</i>	10 Hz
<i>Tensão de fase eficaz máxima ($V_{PMSG,max}$)</i>	199 V
<i>Corrente eficaz nominal por fase ($I_{n,ret}$)</i>	89 A
<i>Frequência de chaveamento ($f_{s,ret}$)</i>	20 kHz
<i>Tensão do barramento CC (V_{CC})</i>	600 V
<i>Ondulação de corrente percentual (Δi_n)</i>	10%

Fonte: Próprio Autor.

Tabela 11 – Especificações e considerações para o projeto do inversor.

<i>Potência nominal ($P_{n,inv}$)</i>	53 kW
<i>Frequência da rede elétrica (f_{grid})</i>	60 Hz
<i>Tensão de linha eficaz da rede elétrica ($V_{L,grid}$)</i>	380 V
<i>Frequência de chaveamento ($f_{s,inv}$)</i>	20 kHz

Fonte: Próprio Autor.

5.1.1. Dimensionamento do indutor de conexão à rede elétrica.

O valor da indutância do filtro de conexão à rede elétrica tem que ser calculado para que o WECS atenda a normas nacionais e internacionais de qualidade de energia elétrica. Então para o projeto é considerado que o THD_d seja de 5% para uma potência aparente de

10kVA, aproximadamente 20% da potência nominal do conversor, garantindo que o THD seja bem menor para potências maiores. Substituindo esse valor de potência aparente, THD_d em (4.20) é obtido valor de $I_{h,rms}$.

$$I_{h,rms} = THD_d \frac{S_{inv}}{3V_{aN,rms}} = 5\% \frac{10000}{3 \cdot 220} = 0,805A \quad (5.1)$$

Substituindo o valor de $I_{h,rms}$ em (4.21) é obtida a ondulação de corrente.

$$\Delta I_p = \sqrt{3}I_{h,rms} = \sqrt{3} \cdot 0,805 = 1,395A \quad (5.2)$$

O inversor opera com um índice de modulação dado por (5.3).

$$m_{inv} = \frac{\sqrt{2}V_{aN,rms}}{V_{CC}/2} = 1,034 \quad (5.3)$$

Substituindo os valores em (4.22) é obtido o valor da indutância.

$$L_F = \frac{1}{3} \frac{m_{inv} V_{CC} (1 - m_{inv}/2)}{\Delta I_p 4f_{S,inv}} = \frac{1}{3} \cdot \frac{1,034 \cdot 600 \cdot (1 - 1,034/2)}{1,034 \cdot 4 \cdot 20000} = 949\mu H \quad (5.4)$$

Além do valor da indutância, é necessário saber o valor da corrente eficaz que vai percorrer o indutor para determinar a seção do condutor do indutor. A potência aparente nominal ($S_{n,inv}$) do inversor só apresenta a parcela ativa e a corrente eficaz no indutor é a mesma corrente de fase e é dada por (5.5).

$$I_{L,rms} = \frac{S_{n,inv}}{\sqrt{3}V_{L,grid}} = \frac{53000}{\sqrt{3} \cdot 380} = 80,3A \quad (5.5)$$

Dada a complexidade, os três indutores foram projetados e confeccionados pela MAGMATTEC e apresentam as especificações mostradas na Tabela 12.

Tabela 12 – Especificações do indutor fabricado pela MAGMATTEC

<i>Indutância</i>	977,6μH
<i>Corrente Nominal</i>	85A
<i>Espiras</i>	78
<i>Fio</i>	19 x 18 AWG
<i>Núcleo</i>	MMTS26T16551
<i>Massa</i>	6,3kg
<i>Diâmetro Externo</i>	180mm
<i>Diâmetro Interno</i>	50mm
<i>Altura</i>	78mm

Fonte: Próprio Autor.

5.1.2. Dimensionamento do indutor do retificador.

O indutor do estágio retificador é projetado para garantir uma baixa ondulação na corrente extraída do PMSG, melhorando o fator de potência e o THD. E o seu valor é calculado como em (4.11) mostrada no capítulo 4.

Considerando uma ondulação de corrente (Δi_n) de 10% do pico da corrente nominal do retificador.

$$L_{Boost} = \frac{V_{CC}}{4\Delta i_n f_s} = \frac{600}{4 \cdot 10\% \cdot \sqrt{2} \cdot I_{n,ret} \cdot 20000} = 598 \mu H \quad (5.6)$$

Como a indutância síncrona do gerador é maior do que a calculada em (5.6), então não é necessária a inclusão de um indutor. O valor de indutância utilizado ($L_{Boost,util.}$) é dado por (5.7)

$$L_{Boost,util.} = L_{sinc} = 1,12mH \quad (5.7)$$

5.1.3. Dimensionamento do barramento CC.

A capacitância do barramento CC (C_{bus}) é dimensionada pelo critério de *hold-up time* (TODD, 1999). As especificações de projeto são mostradas na Tabela 13 e com estes o valor da capacitância é calculada em (5.8).

Tabela 13 - Especificações para projeto do barramento CC.

Tensão (V_{CC})	600V
Varição de tensão (ΔV_{CC})	40V
Frequência da tensão no capacitor (f_{bus})	6 x f_{PMSG} = 180Hz
Período da tensão no capacitor (T_{bus})	5,55ms
Tempo de manutenção (T_{Hold})	$T_{bus}/4$ = 1,389ms

Fonte: Próprio Autor.

$$C_{bus} = \frac{2P_{n,ret} T_{Hold}}{V_{CC}^2 - (V_{CC} - \Delta V_{CC})^2} = \frac{2 \cdot 53000 \cdot 1,389m}{600^2 - (600 - 40)^2} = 3,173mF \quad (5.8)$$

Dada as especificações de tensão do barramento e capacitância, optou-se por construir o barramento com um arranjo série-paralelo contendo 20 capacitores eletrolíticos e com um resistor em paralelo a cada um, como mostrado na Figura 5.1. O resumo dos

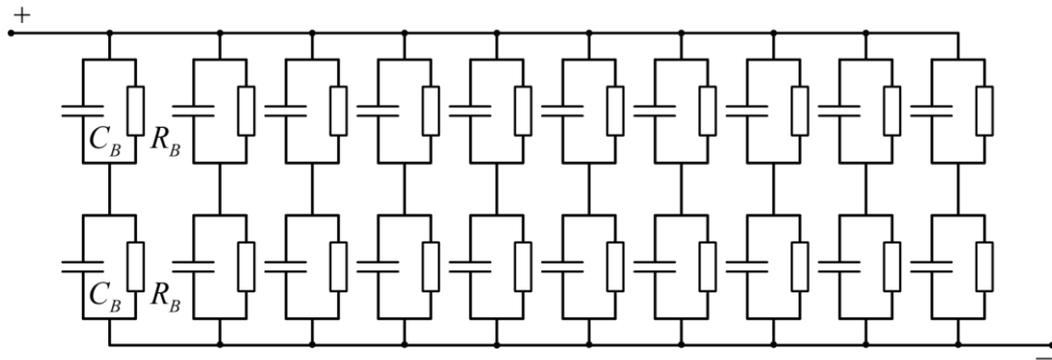
componentes utilizados é mostrado na Tabela 14.

Tabela 14 – Componentes barramento CC

C_B	EPCOS B43845 - 680 μ F/400V
R_B	68 k Ω /2W

Fonte: Próprio Autor.

Figura 5.1 – Barramento CC.



Fonte: Próprio Autor.

O circuito do barramento CC apresenta as seguintes características:

- O barramento CC possui uma tensão nominal de 600 V e cada capacitor suporta uma tensão máxima de 400 V. Para que a tensão sobre cada um não ultrapasse o valor máximo, dois capacitores são colocados em série para dividir a tensão sobre os mesmos.
- É necessário colocar os capacitores em paralelo para que se alcance a capacitância desejada e consiga suportar a corrente eficaz do barramento. A capacitância equivalente do barramento é calculada conforme (5.9) e depende da quantidade de capacitores em série (n_s) e em paralelo (n_p).

$$C_{bus,util.} = \left(\frac{C_B}{n_s} \right) n_p = \frac{680\mu F}{2} \cdot 10 = 3,4mF \quad (5.9)$$

- Para garantir que a tensão no arranjo em série seja dividida igualmente são colocados os resistores de balanceamento (R_B) em paralelo a cada capacitor. O valor máximo da resistência é calculado com o auxílio da inequação (5.10) obtida em (CORNELL DUBILIER).

$$R_B \leq \frac{670(n_s V_{C,max} - V_{CC})}{(n_s - 1)C_B V_{CC}} = \frac{670 \cdot (2 \cdot 400 - 600)}{(2 - 1) \cdot 680\mu F \cdot 600} = 328k\Omega \quad (5.10)$$

- d) A inequação (5.10) fornece um valor máximo para resistência R_B , o valor utilizado tem que levar em consideração o fato de que esses resistores também vão ser utilizados para descarregar o barramento. Para isso, o valor de $R_B = 68k\Omega$ é utilizado por fazer com que a tensão do capacitor descarregue de 330V até 300V em pouco mais de 4 segundos.
- e) Devido a grande quantidade de capacitores em paralelo, a simetria do circuito deve ser priorizada para evitar um desbalanço de correntes entre os ramos. Por esse motivo que os terminais positivo e negativo estão em locais opostos, garantindo resistências iguais para todos os ramos.

5.2. Sensores e circuitos de condicionamento.

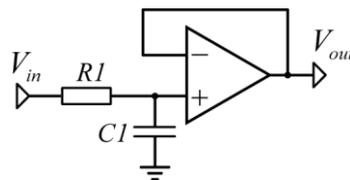
Os sensores se apresentam como essenciais para que se possa controlar as várias tensões e correntes associadas ao conversor de conexão à rede elétrica. Nesta seção são apresentados inicialmente os filtros e o circuito de *offset* que são utilizados em conjunto com os sensores, depois são apresentados os sensores de corrente e tensão da rede, do PMSG e do barramento CC. Primeiramente serão apresentados os filtros de primeira e segunda ordem e o circuito de *offset*, em seguida será apresentado onde cada filtro é utilizado e o motivo pela escolha.

5.2.1. Filtros e circuito de *offset*.

Os filtros são utilizados para diminuir a propagação de ruído dos sinais que são medidos. Neste trabalho são utilizados filtros passa-baixa de primeira e segunda ordem implementados analogicamente.

O filtro passa-baixa de primeira ordem mostrado na Figura 5.2 é composto de um circuito RC com a saída conectada a um seguidor de tensão com amplificador operacional.

Figura 5.2 – Filtro passa-baixa de primeira ordem.



Fonte: Próprio Autor.

A função de transferência do filtro é mostrada em (5.11) e apresenta uma

frequência de corte dada por (5.12).

$$\frac{v_{out}(s)}{v_{in}(s)} = \frac{1}{1 + R1C1s} \quad (5.11)$$

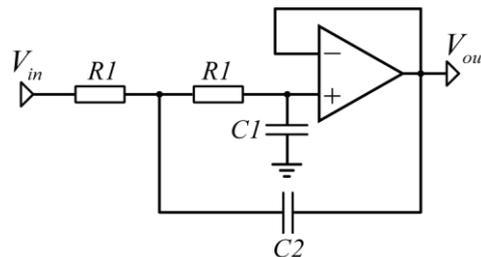
$$f_{corte} = \frac{1}{2\pi R1C1} \quad (5.12)$$

Para o dimensionamento dos elementos, é adotado um valor para R1 e o valor de C1 é calculado através da frequência de corte desejada (5.13).

$$C1 = \frac{1}{2\pi R1f_{corte}} \quad (5.13)$$

O filtro passa-baixa de segunda ordem (Figura 5.3) é similar ao filtro de primeira ordem, mas é adicionado mais um circuito RC para atenuar ainda mais os sinais de alta frequência.

Figura 5.3 – Filtro passa-baixa de segunda ordem.



Fonte: Próprio Autor.

A função de transferência do filtro é mostrada em (5.14), a frequência de corte em (5.15) e o fator de amortecimento (ξ) em (5.16).

$$\frac{v_{out}(s)}{v_{in}(s)} = \frac{1}{s^2 + \frac{2}{C2R1}s + \frac{1}{R1^2C1C2}} \quad (5.14)$$

$$f_{corte} = \frac{1}{2\pi R1\sqrt{C1C2}} \quad (5.15)$$

$$\xi = \sqrt{\frac{C1}{C2}} \quad (5.16)$$

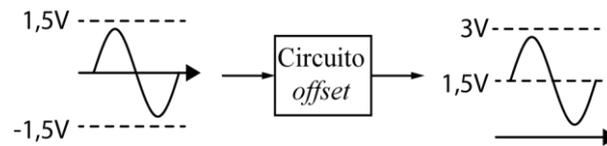
Para o dimensionamento dos elementos é adotado um fator de amortecimento de 0,7, além de um valor para C1. Assim, os valores de C2 e R1 são calculados com auxílio de (5.17) e (5.18), respectivamente.

$$C2 = \frac{C1}{\xi^2} \quad (5.17)$$

$$R1 = \frac{1}{2\pi f_{corte} \sqrt{C1C2}} \quad (5.18)$$

O DSP consegue realizar a leitura dos sinais medidos através de um conversor A/D (analógico para digital) com uma faixa de operação de 0V até 3V. Como será mostrado na seção que trata dos sensores, os sinais alternados medidos vão continuar sendo alternados na saída do sensor, necessitando, então, de um circuito de *offset* para adequar a tensão dentro da faixa de operação do conversor A/D, como mostrado na Figura 5.4.

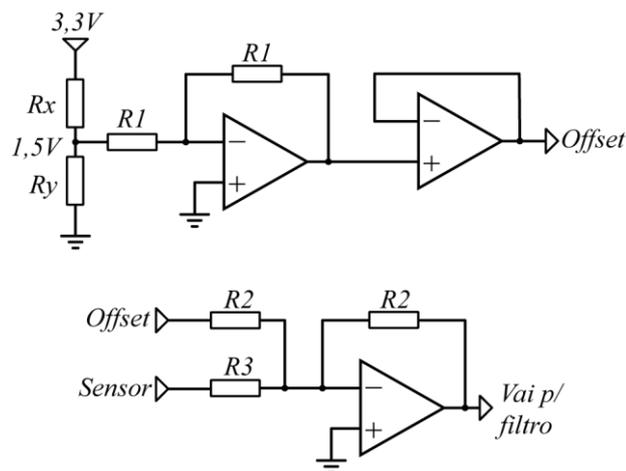
Figura 5.4 – Diagrama de blocos de um circuito *offset*.



Fonte: Próprio Autor.

O circuito de *offset* utilizado é mostrado na Figura 5.5 e ele apresenta o funcionamento descrito abaixo.

Figura 5.5 – Circuito de *offset* utilizado.



Fonte: Próprio Autor.

É produzida uma tensão de referência de 1,5V através de um divisor de tensão com os resistores R_x e R_y , que podem ser substituídos por um *trimpot* para um melhor ajuste. A tensão de referência passa por um circuito inversor com ganho unitário e em seguida por

um seguidor de tensão, gerando um sinal chamado de *offset* com valor de -1,5V. O sinal de *offset* e o sinal do sensor são somados através de um circuito somador que gera um sinal (V_{out}) que vai para o filtro passa-baixa antes de ir para o DSP. O equacionamento do circuito somador é mostrado em (5.19).

$$V_{out} = -\frac{(-1,5V \cdot R2 + V_{sensor} \cdot R3)}{R2} = -V_{sensor} \frac{R3}{R2} + 1,5V \quad (5.19)$$

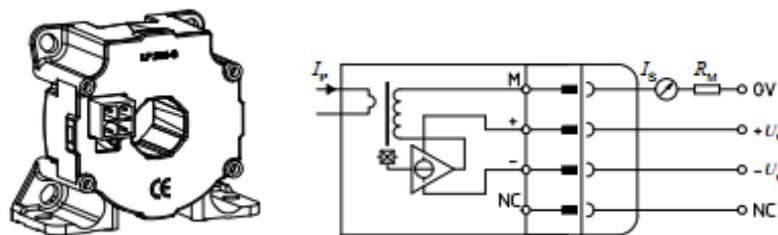
O sinal de V_{out} que vai para o filtro apresenta uma inversão de fase, mas isso pode ser facilmente corrigido pelo DSP.

O valor adotado para R1 é 10k Ω e os resistores R3 e R2 são escolhidos de acordo com o sensor utilizado e serão calculados na próxima seção para que a tensão a ser somada ao *offset* esteja na faixa de -1,5V até 1,5V, como mostrado na Figura 5.4.

5.2.2. Medição das correntes da rede e do PMSG.

É necessário realizar a medição da corrente das três fases do PMSG e de somente duas fases da rede, sendo a terceira estimada, totalizando, portanto, cinco medições de corrente. São utilizados quatro sensores LF 205-S e um LF 210-S, dada a disponibilidade do revendedor nacional. Ambos são do tipo “janela”, funcionam através do efeito *Hall* e apresentam circuitos internos similares, como mostrado na Figura 5.6. As especificações dos dois tipos de sensores são mostradas na Tabela 15.

Figura 5.6 – Aspecto físico e circuito interno simplificado dos sensores de corrente LF 205-S e LF 210-S.



Fonte: (LEM, 2020).

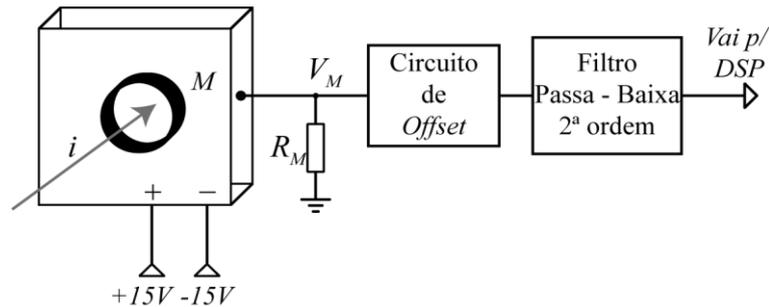
Tabela 15 – Especificações dos sensores de corrente.

	LF 205-S	LF 210-S
Corrente eficaz nominal no primário (I_{PN})	100A	200A
Corrente eficaz nominal no secundário (I_{SN})	100mA	100mA
Relação de Transformação (k_N)	1:1000	1:2000
Tensão de alimentação	$\pm 15V$	$\pm 15V$

Fonte: (LEM, 2020).

O diagrama de blocos do circuito de condicionamento do sinal do sensor é mostrado na Figura 5.7. O sinal em corrente da saída do sensor é transformado em um sinal de tensão através do resistor R_M , em seguida a tensão é reduzida para apresentar uma variação máxima de 3V que vai ser somado ao offset de 1,5V e, por último, passa por um filtro passa-baixa de segunda ordem antes de ir ao DSP.

Figura 5.7 – Circuito de condicionamento para o sensor de corrente.



Fonte: Próprio Autor.

Os valores do resistor R_M , dos resistores R3 e R2 do circuito de *offset* e a frequência de corte do filtro passa-baixa de 2ª ordem utilizado para cada corrente medida são mostrados na Tabela 16.

Tabela 16 - Resumo dos elementos dos circuitos dos sensores de corrente.

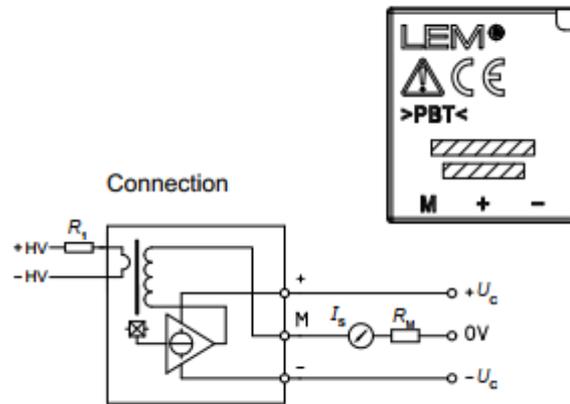
	$i_{a,grid} / i_{b,grid}$	$i_{a,PMSG}$	$i_{b,PMSG} / i_{c,PMSG}$
<i>Sensor utilizado</i>	LF 205-S	LF 210-S	LF 205-S
<i>Corrente Efícaz Nominal</i>	80,3A	89A	89A
R_M	32Ω	64Ω	32Ω
$R2/R3$ - <i>offset</i>	11kΩ / 33kΩ	11kΩ / 33kΩ	11kΩ / 33kΩ
<i>Frequência de corte-filtro de 2ª Ordem</i>	5kHz	5kHz	5kHz
<i>Fator de amortecimento do filtro</i>	0,707	0,707	0,707

Fonte: Próprio Autor.

5.2.3. Medição das tensões da rede e do PMSG.

As tensões são medidas utilizando sensores isolados LV 20-P da LEM, mostrado na Figura 5.8, e as suas especificações são mostradas na Tabela 17.

Figura 5.8 – Aspecto físico e circuito interno simplificado do sensor LV 20-P.



Fonte: (LEM, 2002).

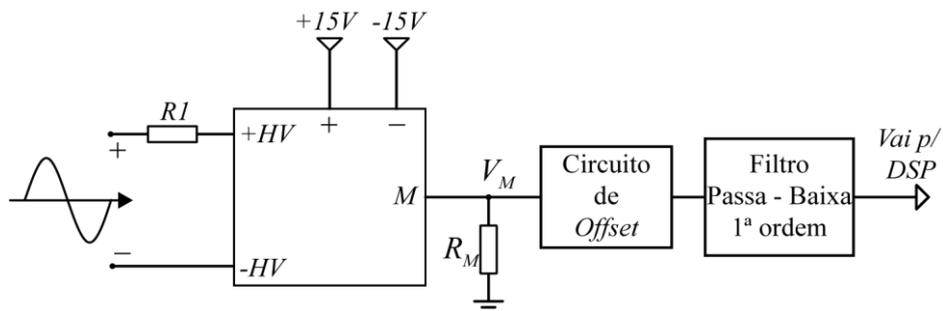
Tabela 17 – Especificação do sensor de tensão LV 20-P.

<i>Tensão máxima</i>	500V
<i>Corrente eficaz nominal no primário (I_{PN})</i>	100mA
<i>Corrente eficaz nominal no secundário (I_{SN})</i>	25mA
<i>Relação de Transformação (k_N)</i>	2500:1000
<i>Tensão de alimentação</i>	$\pm 15V$

Fonte: (LEM, 2002).

A saída desse sensor também é em corrente e precisa ser transformada em tensão através de um resistor R_M . Também há a necessidade de um resistor em série (R_I) com a tensão a ser medida para gerar uma corrente proporcional a tensão a ser medida. O circuito de condicionamento do sinal do sensor é mostrado na Figura 5.9 e os valores dos componentes utilizados são mostrados na Tabela 18.

Figura 5.9 – Circuito de condicionamento para o sensor de tensão LV 20-P.



Fonte: Próprio Autor.

Tabela 18 - Resumo dos elementos dos circuitos dos sensores de tensão.

	$v_{a,grid} / v_{b,grid} / v_{c,grid}$	$v_{a,PMSG} / v_{b,PMSG} / v_{c,PMSG}$
<i>Sensor utilizado</i>	<i>LV 20-P</i>	<i>LV 20-P</i>
<i>Tensão Eficaz Nominal</i>	220V	230V (PMSG sem carga)
<i>R1</i>	41kΩ - 82 kΩ(1W) // 82kΩ(1W)	41kΩ - 82 kΩ(1W) // 82kΩ(1W)
<i>R_M</i>	200Ω	200Ω
<i>R2/R3 - offset</i>	11kΩ /33kΩ	11kΩ /33kΩ
<i>Frequência de corte-filtro de 1ª Ordem</i>	1 kHz	1 kHz

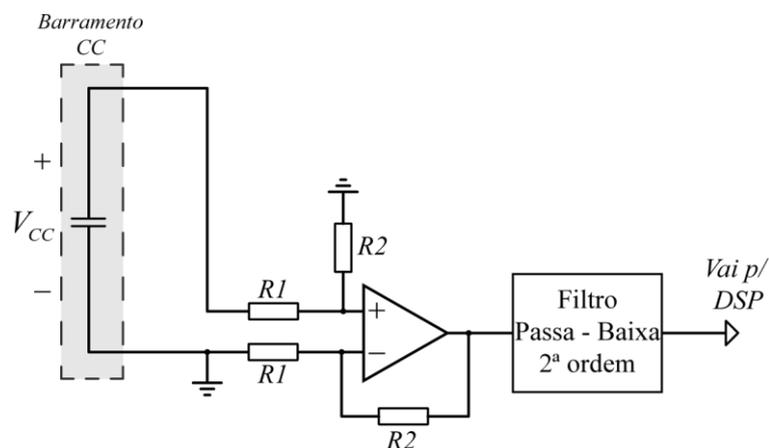
Fonte: Próprio Autor.

5.2.4. Medição da tensão do barramento CC.

Para a medição da tensão do barramento CC é utilizado um circuito amplificador de diferença com amplificador operacional, que apresenta o ganho mostrado em (5.20), seguido de um filtro passa-baixa de 2ª ordem, não necessitando de um circuito de *offset* dada que a tensão medida é positiva e contínua. O circuito de medição e condicionamento é mostrado na Figura 5.10 e o resumo dos valores dos componentes é mostrado na Tabela 19.

$$V_{out} = -\frac{R2}{R1} V_{CC} \quad (5.20)$$

Figura 5.10 – Circuito de medição e condicionamento da tensão do barramento CC.



Fonte: Próprio Autor.

Tabela 19 - Resumo dos elementos do circuito do sensor de tensão do barramento CC.

R_1	680k Ω (330k Ω + 330k Ω +120k Ω)
R_2	3,3k Ω
Frequência de corte - filtro de 2ª Ordem	5kHz

Fonte: Próprio Autor.

5.3. Semicondutores, *drivers* e circuitos correlatos.

O conversor de conexão à rede elétrica apresenta um total de nove braços, sendo seis do retificador e três do inversor, e para todos eles são utilizados os módulos em meia ponte CAS120M12BM2 da CREE, mostrado na Figura 5.11, que apresentam dois MOSFETs com diodos carbetos de silício (SiC) em antiparalelo à cada MOSFET. No estágio retificador os MOSFETs superiores estão sempre desligados, mas podem ser ligados caso se deseje testar outras topologias com pequenas alterações no protótipo.

Os semicondutores de SiC apresentam vantagens em relação aos semicondutores de silício, tais como uma menor perda de condução, podem operar com maiores frequências de chaveamento, corrente de recuperação reversa igual a zero para os diodos, dentre outras (CREE, 2014).

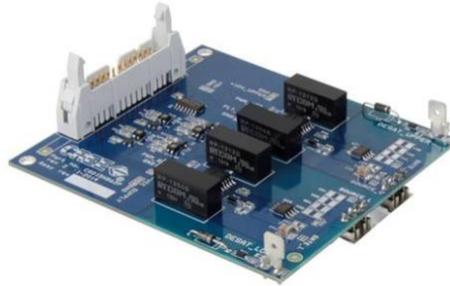
Figura 5.11 – Módulo em meia ponte CAS120M12BM2 da CREE



Fonte: adaptado de (CREE, 2014)

O acionamento do módulo em meia ponte se dá por meio de um *gate driver* da CREE, mostrado na Figura 5.12, próprio para o acionamento do módulo. O *driver* necessita de uma tensão de alimentação de 15V e apresenta as proteções de curto-circuito e subtensão, a indicação de atuação dessas proteções está associada ao sinal *fault (/FLT)* do driver, além desse, ainda existem o sinal *ready (RDY)* que fornece a informação de que ele está pronto para funcionar e o sinal *reset (/RST)* que é utilizado para o desligamento do driver.

Figura 5.12 – *Driver* de dois canais para SiC MOSFET (Part Number CGD15HB62P).



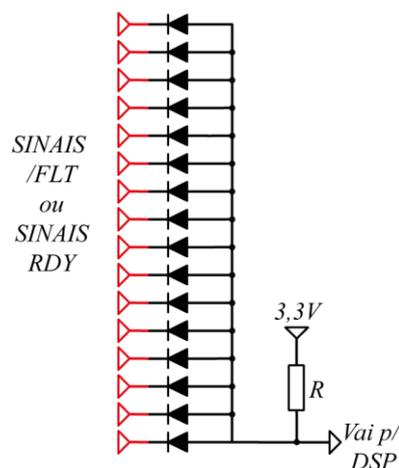
Fonte: (CREE, 2014)

Um único driver apresenta um sinal de $/FLT$, $/RST$ e RDY para cada MOSFET, sendo então 2 sinais de cada por driver, totalizando 54 sinais que devem ser processados para garantir o correto funcionamento do protótipo. Os sinais $/FLT$ e RDY são de saída e o $/RST$ como sendo de entrada do *driver*. Dada a quantidade elevada de sinais são necessários circuitos de pré-processamento desses sinais antes de enviá-los ao DSP.

O sinal $/FLT$ apresenta lógica invertida, ou seja, quando ocorre alguma falha o nível lógico fica baixo. Os dezoito sinais de $/FLT$ fornecidos pelos nove drivers podem ser transformados em um único sinal através de um circuito com uma lógica *and*, fazendo com que a saída mude com um único sinal de $/FLT$ em nível lógico baixo. A Figura 5.13 mostra o circuito utilizado realizando a lógica *and* com uso de diodos de sinal.

O sinal RDY apresenta nível lógico alto quando o *driver* está pronto para operar e nível lógico baixo para quando não está pronto, é necessário um circuito de pré-processamento com a lógica *and* para indicar quando algum dos sinais RDY não estiver com nível lógico alto. O circuito de pré-processamento desses sinais é mostrado na **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e apresenta diodos de sinal para realizar a lógica.

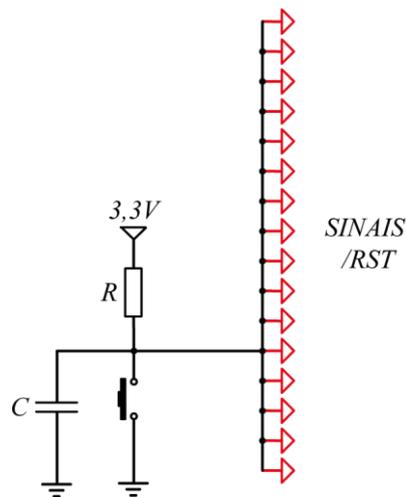
Figura 5.13 – Circuito de pré-processamento dos sinais de $/FLT$ ou RDY .



Fonte: Próprio Autor.

Por último, os sinais de */RST* são os responsáveis por desligar os drivers quando um sinal em nível lógico baixo é enviado. Os dezoito sinais de */RST* são enviados por um botão externo ao DSP como mostrado na Figura 5.14, esses sinais são importantes quando ocorrem falhas, indicadas por */FLT*, e os *drivers* necessitam ser reiniciados para que o sinal de falha não continue, mesmo depois do problema ter sido corrigido. Mesmo que os sinais de */RST* sejam externos ao DSP, ainda é possível fazer com que todas as chaves sejam desligadas via DSP, caso seja necessário.

Figura 5.14 – Circuito para os sinais de */RST*.



Fonte: Próprio Autor.

5.4. Circuitos de proteção, força e comando.

Nessa seção será descrito todo o circuito para comandar e proteger o conversor tanto do lado do PMSG, quanto do lado da rede elétrica. Será mostrado o circuito de força, descrevendo os principais componentes e o circuito de comando com toda a sua lógica descrita em detalhes. A Tabela 20 resume todos os dispositivos que são utilizados nesses circuitos, mostrando suas identificações no circuito e a descrição das principais características.

5.4.1. Circuito de força e proteção do lado da rede e do PMSG.

O conversor vai operar realizando a conexão entre o PMSG e a rede elétrica, necessitando então de elementos que garantam proteção contra sobrecorrente e que consigam conectá-lo e desconectá-lo quando se fizer necessário.

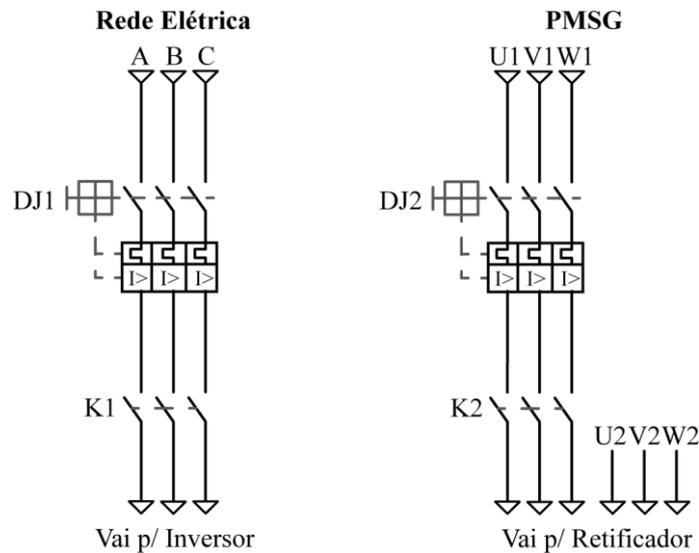
Tabela 20 – Resumo dos dispositivos nos circuitos de proteção, força e comando.

	<i>Dispositivo</i>	<i>Descrição</i>
<i>K1 e K2</i>	Contator Tripolar	Corrente nominal de 105A; 3 NA de potência; 1 NA e 1 NF auxiliares
<i>K3</i>	Contator Tripolar	Corrente nominal de 6A; 3 NA de potência; 1 NA auxiliar
<i>K4</i>	Contator Auxiliar	Corrente nominal de 100A; 2 NA e 2 NF auxiliares
<i>DJ1</i>	Disjuntor Termomagnético Tripolar	Corrente nominal 100A–Curva C; Caixa moldada; Corrente de curto-circuito de 20kA
<i>DJ2</i>	Disjuntor Termomagnético Tripolar	Corrente nominal 100A–Curva C; Corrente de curto-circuito de 4kA
<i>DJ3</i>	Disjuntor Termomagnético Tripolar	Corrente nominal 4A–Curva C; Corrente de curto-circuito de 4kA
<i>S1</i>	Botoeira	Contato NF; Tipo Cogumelo; Retenção; cor vermelha; 220V
<i>S2 e S3</i>	Botoeira	Contato NF; Pulsante; Cor Vermelha; 220V
<i>S4 e S5</i>	Botoeira	Contato NA; Pulsante; Cor Verde; 220V
<i>H1 e H2</i>	Sinaleira Luminosa	Cor vermelha; 220V
<i>H3 e H4</i>	Sinaleira Luminosa	Cor verde; 220V
<i>H5</i>	Sinaleira Luminosa	Cor amarela; 220V

Fonte: Próprio Autor.

O diagrama de força da Figura 5.15 mostra os terminais A, B, C das fases da rede elétrica e os terminais U1, V1 e W1 dos enrolamentos do PMSG conectados aos disjuntores DJ1 e DJ2, respectivamente, para garantir a proteção contra sobrecorrente. Após passar pelos disjuntores, os terminais são conectados aos contadores K1 e K2 que conectam ou desconectam o conversor, dependendo do comando. Os disjuntores e as contadores utilizados são mostrados na Tabela 20 e foram dimensionados para garantirem a operação com as correntes nominais do conversor.

Figura 5.15 – Diagrama de força.



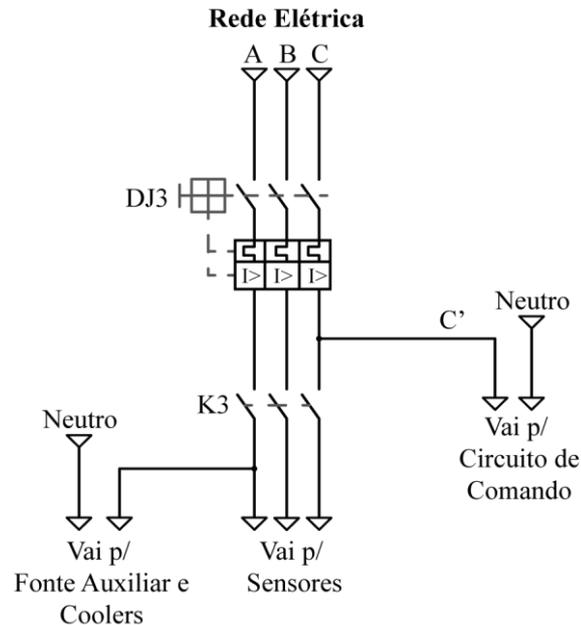
Fonte: Próprio Autor.

5.4.2. Circuito de comando e sinalização.

Já apresentado o circuito de força, a Figura 5.16 mostra como é feita a alimentação da fonte auxiliar, dos *coolers*, que garantem a ventilação forçada nos dissipadores de calor dos semicondutores, e do circuito de comando e a tensão medida pelos sensores do inversor. A descrição detalhada do circuito de alimentação é feita abaixo:

- Todo o circuito é alimentado pela rede elétrica, já que ela é a única que apresenta uma frequência constante de 60Hz e um valor de tensão eficaz constante.
- A proteção de todo esse circuito é realizada pelo disjuntor termomagnético DJ3.
- A fase C e o neutro da rede elétrica são utilizados para alimentar todo o circuito de comando que será mostrado no decorrer da seção.
- A fonte auxiliar é alimentada em 220V e apresenta tensões contínuas de 5V, 15V e -15V na saída e é responsável por alimentar os demais circuitos eletrônicos. As tensões que vão para os sensores e para a alimentação da fonte auxiliar e dos *coolers* são comandadas pelo contato K3.

Figura 5.16 – Alimentação do circuito de comando e demais circuitos auxiliares.

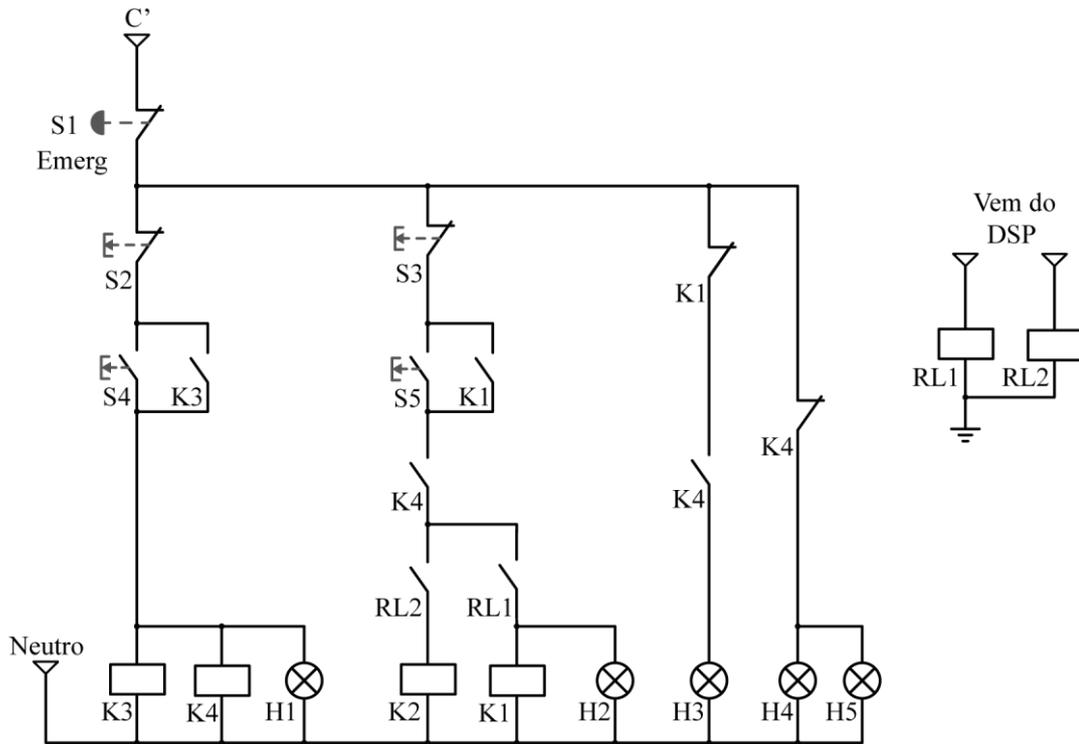


Fonte: Próprio Autor.

E, por último, o circuito de comando que é responsável por toda a lógica e sinalização para a conexão do conversor à rede elétrica e ao PMSG é mostrado na Figura 5.17. O circuito é detalhadamente descrito abaixo:

- As botoeiras S2 e S4 são responsáveis por desenergizar e energizar, respectivamente, a bobina do contator K3, com função já descrita, e a bobina do contator auxiliar K4 que é utilizado para o restante da lógica do circuito de comando.
- As botoeiras S3 e S5 são responsáveis pela energização da bobina de K1 e K2 que conectam o conversor à rede elétrica e ao PMSG.
- Além das botoeiras já citadas, o acionamento dos contatores K1 e K2 está vinculado a energização de K3 através do contato NA de K4, implicando que o conversor não pode ser conectado à rede elétrica sem que a fonte auxiliar seja alimentada e consequentemente todos os circuitos eletrônicos.
- A conexão do conversor à rede elétrica e ao PMSG é dependente do DSP através dos relés RL1 e RL2, podendo somente desenergizar o circuito e garantir que não seja energizado sem um prévio comando do DSP.
- A sinalização de todos os estados do circuito é mostrada na Tabela 21.

Figura 5.17 – Diagrama de comando.



Fonte: Próprio Autor.

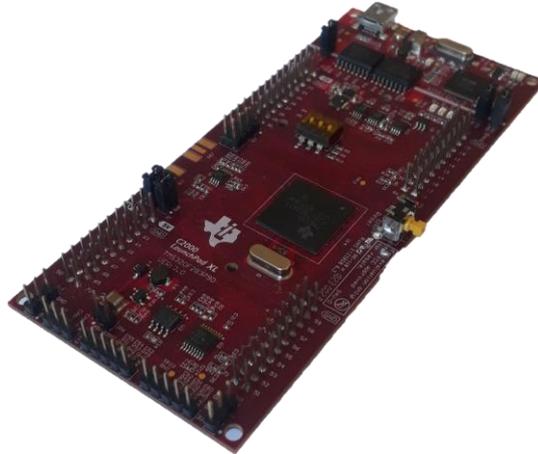
Tabela 21 - Descrição da sinalização.

<i>Sinaleira</i>	<i>Sinalização</i>
H1	K3 energizado – Fonte auxiliar está energizada
H2	K1 energizado – Conversor está conectado à rede elétrica.
H3	K3 energizado e K1 e K2 estão desenergizados, mas podem ser energizados.
H4	K3 desenergizado – Fonte auxiliar não está energizada.
H5	K1 e K2 não podem ser energizados.

Fonte: Próprio Autor.

5.4.3. DSP.

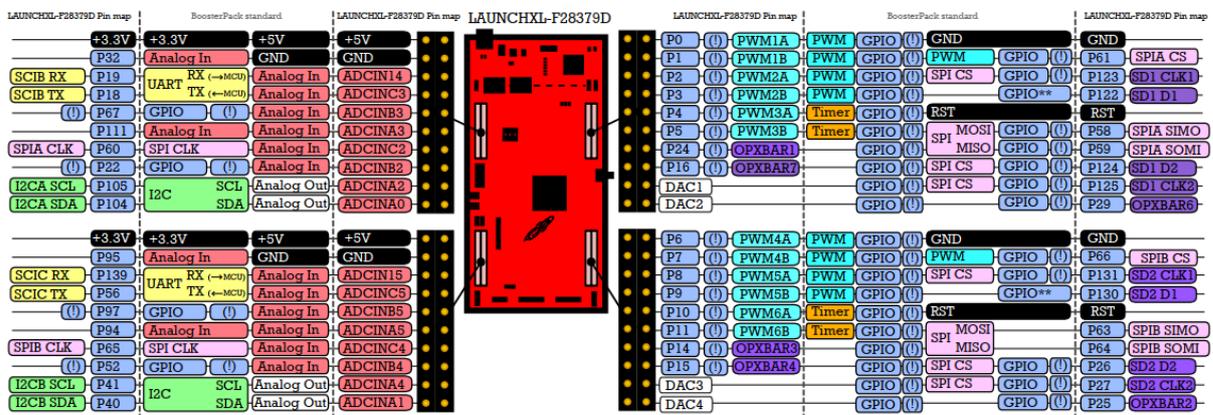
Todas as malhas de controle, os sinais para acionamento dos semicondutores e relé e as leituras dos sinais dos sensores e dos demais sinais dos *drivers* é toda realizada por um DSP. O DSP utilizado é o TMS320F28379D de 32 *bits* da *Texas Instruments* através do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D mostrado na Figura 5.18.

Figura 5.18 – LAUNCHXL-F28379D da *Texas Instruments*.

Fonte: Próprio Autor.

O *pinout* do kit de desenvolvimento é mostrado na Figura 5.19, apresentando dezenas de portas IO, 12 PWMs, 16 conversores A/D e diversas outras funções.

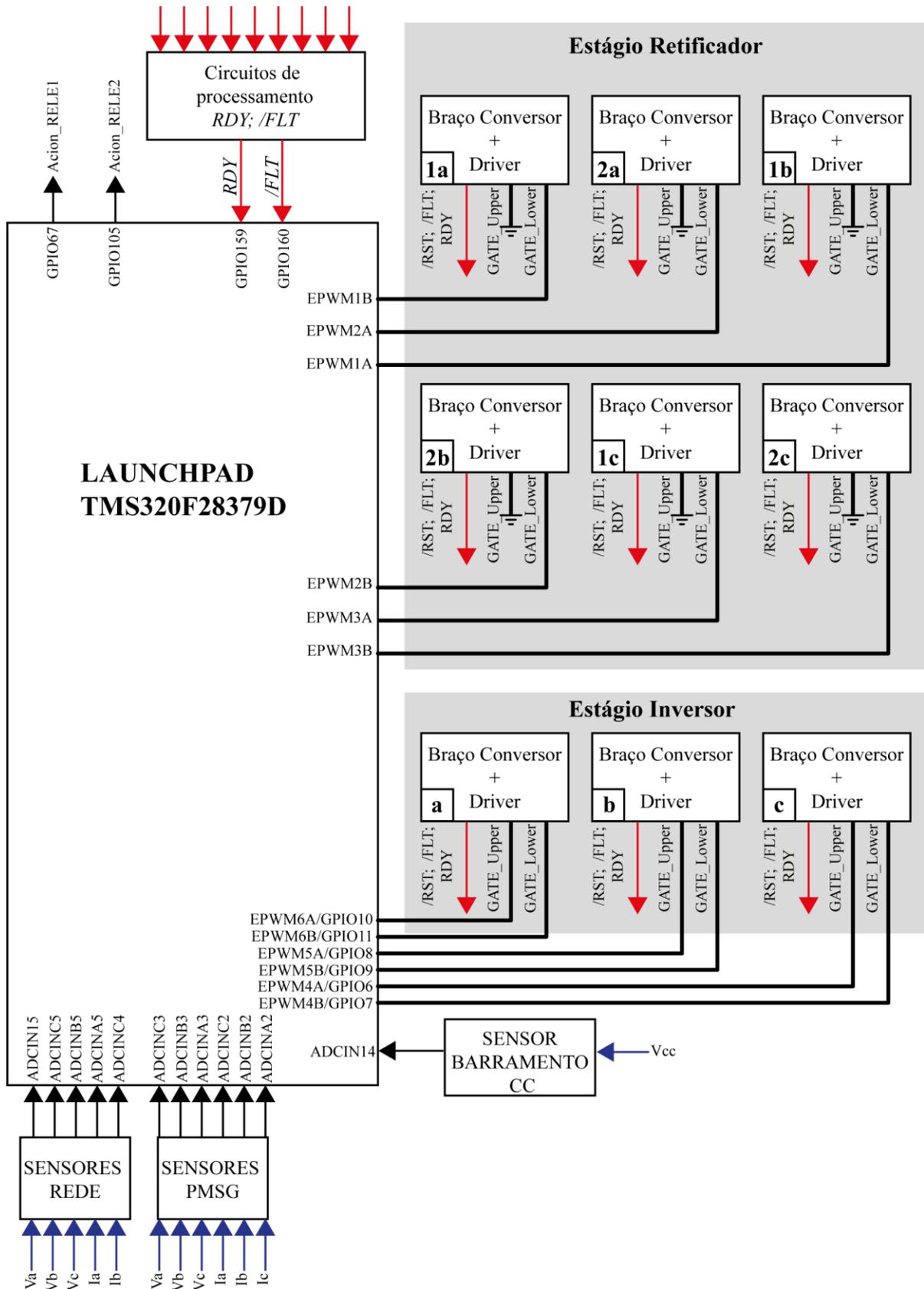
Figura 5.19 – Descrição dos pinos do LAUNCHXL-F28379D



Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS , 2017).

O diagrama de blocos de conexão do DSP é mostrado Figura 5.20, ele apresenta a conexão com os *drivers* dos módulos em meia ponte do inversor e do retificador, com os sensores de tensão e corrente da rede elétrica e do PMSG, com a medição de tensão do barramento CC e com os relés responsáveis pela conexão do conversor.

Figura 5.20 – Diagrama de blocos de conexão do DSP.



Fonte: Próprio Autor.

5.4.4. Projeto dos controladores.

Esta seção apresenta o projeto dos controladores utilizados no retificador e no inversor. Os controladores são digitais e implementados pelo DSP. Dado isso o ganho dos sensores e do conversor A/D de 12 *bits* são compensados internamente e não são levados em consideração no projeto do controlador.

A função de transferência do conversor A/D ($H_{A/D}$) do DSP é mostrada em (5.21), onde N é o número de bits do conversor A/D e $V_{PP,A/D}$ é a faixa de tensão que o conversor A/D pode realizar a conversão.

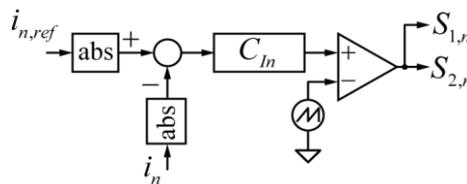
$$H_{A/D} = \frac{2^N - 1}{V_{PP,A/D}} = \frac{2^{12} - 1}{3} \quad (5.21)$$

5.4.4.1. Controlador do retificador

O retificador é responsável por controlar a corrente fornecida pelo PMSG, garantido que as correntes das três fases tenham um fator de potência próximo ao unitário.

O controle da corrente de entrada do retificador tem que ser projetado considerando uma planta com um ganho positivo (4.16) para o semiciclo positivo da tensão do PMSG e uma planta com um ganho negativo (4.17) para o semiciclo negativo do PMSG. Para garantir os ganhos necessários, de uma maneira simples, é usada a função absoluto que deixa os sinais de corrente positivos. O diagrama de blocos do controlador monofásico é mostrado na Figura 5.21.

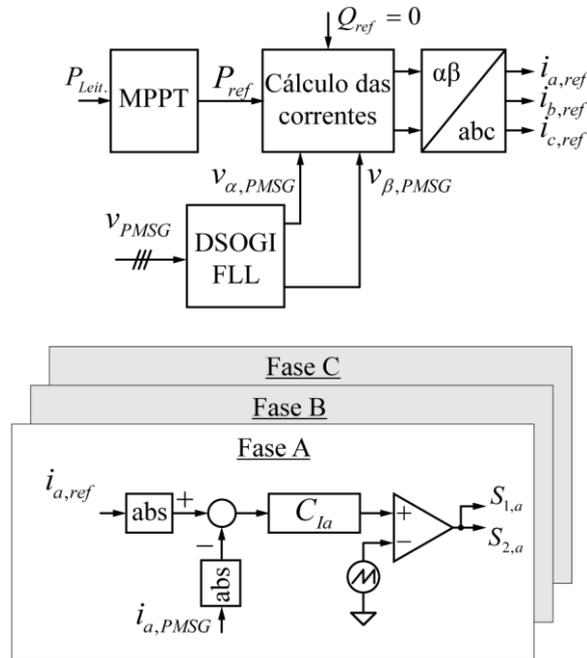
Figura 5.21 – Diagrama de blocos de controle e modulação para o conversor *boost bridgeless* monofásico.



Fonte: Próprio Autor.

O diagrama de blocos de controle e modulação do conversor monofásico pode ser expandido para o caso dos três monofásicos, como mostrado no diagrama de blocos da Figura 5.22.

Figura 5.22 – Diagrama de blocos de controle e modulação do retificador.



Fonte: Próprio Autor.

Com uso de uma malha de controle de corrente para cada fase, as referências de corrente $i_{a,ref}$, $i_{b,ref}$ e $i_{c,ref}$ são obtidas através da referência de potência ativa fornecida do algoritmo de MPPT e da referência de potência reativa igual a zero. Para se calcular essas referências é utilizada (5.22), que relaciona as potências ativas e reativas com as correntes $i_{a,ref}$ e $i_{b,ref}$ utilizando as tensões do PMSG (AKAGI, WATANABE e AREDES, 2007).

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha,ref} \\ i_{\beta,ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha,PMMSG}^2 + v_{\beta,PMMSG}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha,PMMSG} & v_{\beta,PMMSG} \\ v_{\beta,PMMSG} & -v_{\alpha,PMMSG} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{ref} \\ Q_{ref} \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

Os controladores C_{Ia} , C_{Ib} e C_{Ic} são projetados considerando a planta (4.16), as especificações da Tabela 22 e fazendo uso de um controlador de avanço de fase com um integrador, projetados com auxílio da ferramenta SISOTOOL do *software* MATLAB. O diagrama de Bode do sistema discretizado com o controlador é mostrado na Figura 5.24 e a resposta ao degrau é mostrada na Figura 5.24, evidenciando o sobressinal e o tempo de assentamento.

Tabela 22 – Especificações de controle para a corrente do retificador.

Especificações em laço aberto		Especificações do conversor A/D
f_{cruz}	Mf	$f_{amost.}$
1,25 kHz	45°	20kHz

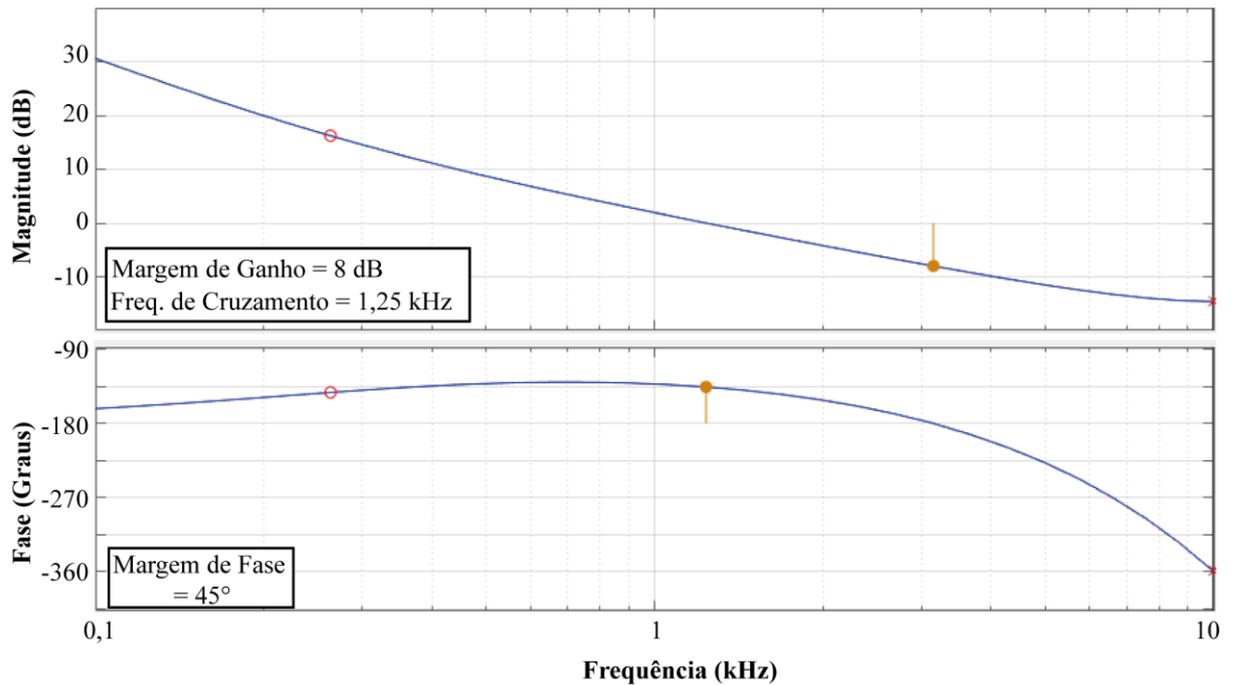
Fonte: Próprio Autor.

A função de transferência em Z do controlador projetado é mostrada em (5.23) e a sua equação de diferenças é mostrada em (5.24).

$$C_{I,ret}(z) = \frac{0,014571(z - 0,9206)}{(z - 1)(z - 0,008459)} \quad (5.23)$$

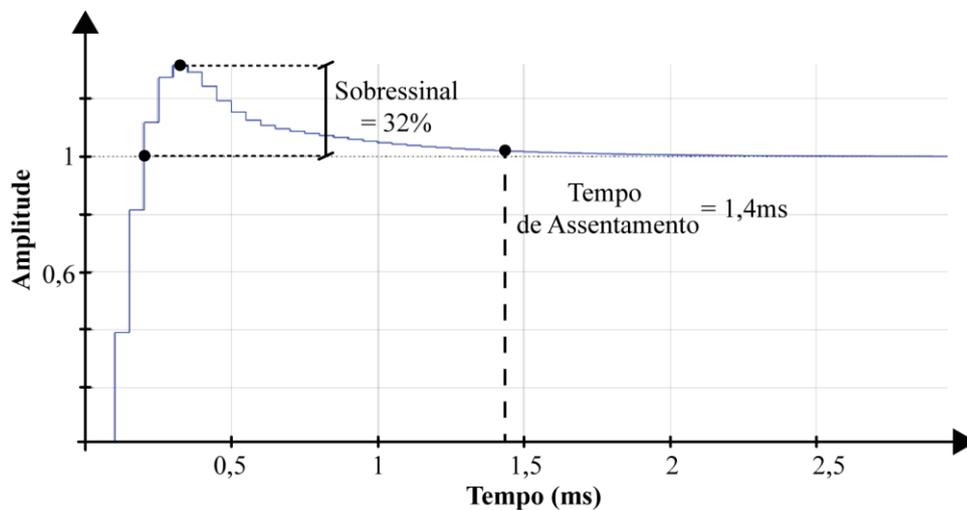
$$u[k] = 0,014571e[k - 1] - 0,01341e[k - 2] - 0,008459u[k - 2] + 1,008459u[k - 1] \quad (5.24)$$

Figura 5.23 – Diagrama de Bode da malha de controle da corrente do retificador.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 5.24 – Resposta ao degrau malha de controle da corrente do retificador.

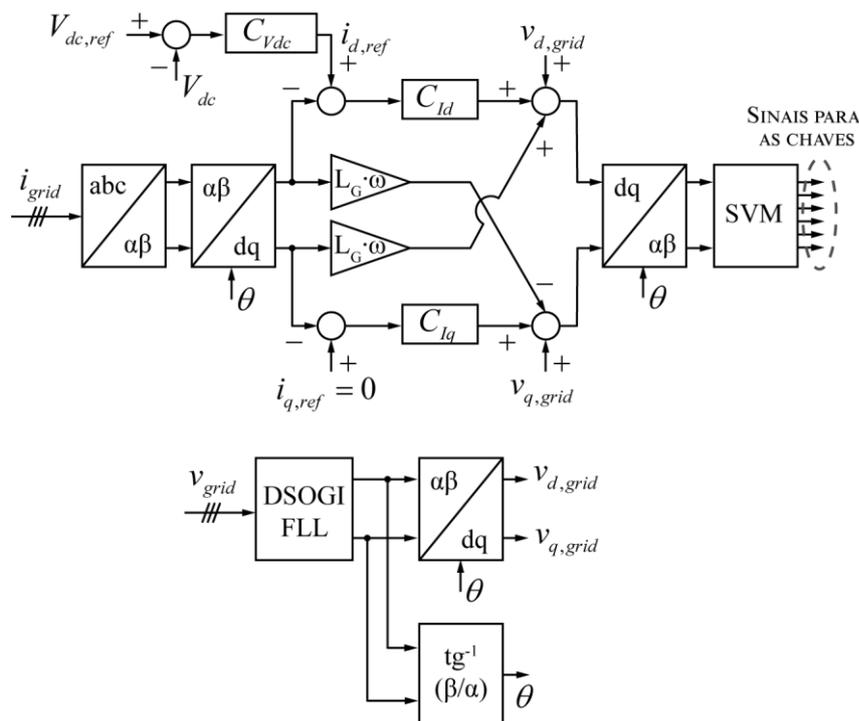


Fonte: Próprio Autor.

5.4.4.2. Controlador do inversor.

O controle do inversor é realizado em coordenadas DQ0 com uma malha de desacoplamento, já que as correntes são influenciadas pelos valores da tensão da rede elétrica e sua frequência, como já mostrado na equação (4.43). O diagrama de blocos do controlador é mostrado na Figura 5.25.

Figura 5.25 – Diagrama de blocos do controle do inversor



Fonte: Próprio Autor.

A corrente i_q está relacionada com a potência reativa e é necessário que seja projetado um controlador para garantir que o seu valor seja igual a zero. A planta utilizada para o projeto desse controlador é mostrada em (4.45).

Já a corrente i_d está relacionada com a potência ativa e sua referência para a malha de controle é fornecida por uma malha externa de controle da tensão do barramento CC, para garantir o desacoplamento dessas duas malhas é necessário que a compensação de corrente seja bem mais rápida. A planta utilizada para o projeto do controlador da corrente é mostrada em (4.44) e para o barramento CC é mostrada em (4.51).

As especificações dos controladores de corrente são mostradas na Tabela 23 e para todas as malhas são utilizados controladores de avanço de fase com um integrador, projetados com auxílio da ferramenta SISOTOOL do software MATLAB. O diagrama de Bode do sistema discretizado com o controlador é mostrado na Figura 5.26 onde é possível observar as

especificações sendo atendidas e a resposta ao degrau é mostrada na Figura 5.27, evidenciando o sobressinal e o tempo de assentamento.

Tabela 23 – Especificações de controle das correntes i_d e i_q do inversor.

Especificações em laço aberto		Especificações do conversor A/D
$f_{cruz.}$	Mf	$f_{amost.}$
1,2 kHz	45°	20kHz

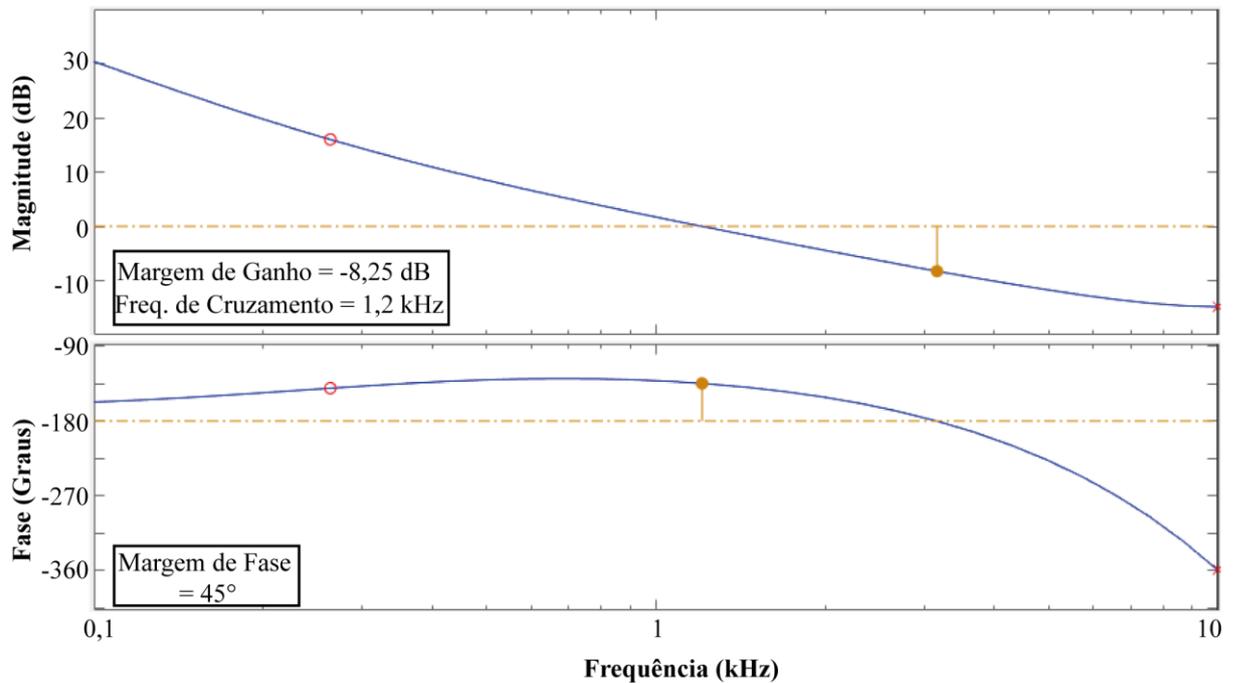
Fonte: Próprio Autor.

A função de transferência em Z do controlador projetado é mostrada em (5.25) e a sua equação de diferenças é mostrada em (5.26).

$$C_{i,inv} = \frac{7,375(z - 0,9206)}{(z - 1)(z - 0,008459)} \quad (5.25)$$

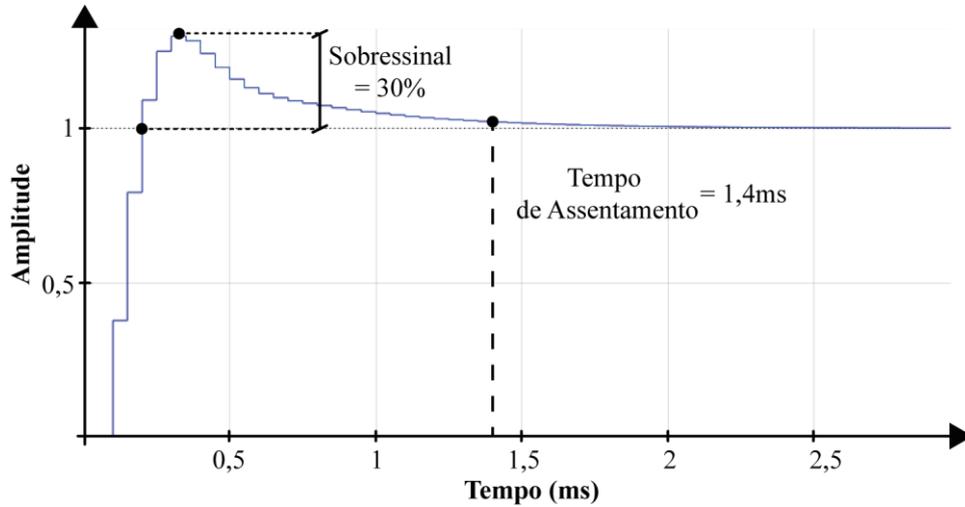
$$u[k] = 7,375e[k - 1] - 6,7894e[k - 2] - 0,008459u[k - 2] + 1,008459u[k - 1] \quad (5.26)$$

Figura 5.26 – Diagrama de Bode da malha de controle da corrente do inversor.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 5.27 – Resposta ao degrau da malha de controle da corrente do inversor.



Fonte: Próprio Autor.

As especificações do controlador de tensão do barramento CC são mostradas na Tabela 24 e é utilizado um controlador de avanço de fase com um integrador, projetado com auxílio da ferramenta SISOTOOL do *software* MATLAB. O diagrama de Bode do sistema discretizado com o controlador é mostrado na Figura 5.28 onde é possível observar as especificações sendo atendidas e a resposta ao degrau é mostrada na Figura 5.29. O sobressinal evidenciado na resposta ao degrau é amenizado na prática devido a vários outros parâmetros, como resistências intrínsecas, que não são considerados na modelagem.

Tabela 24 – Especificações de controle de tensão do barramento CC.

<i>Especificações em laço aberto</i>		<i>Especificações do conversor A/D</i>
$f_{cruz.}$	Mf	$f_{amost.}$
40 Hz	45°	1 kHz

Fonte: Próprio Autor.

A função de transferência em Z do controlador projetado é mostrada em (5.27) e a sua equação de diferenças é mostrada em (5.28).

$$C_{v,bus} = \frac{-2,7275(z-0,9516)}{(z-1)(z-0,05707)} \quad (5.27)$$

$$u[k] = -2,7275e[k-1] + 2,5955e[k-2] - 0,05707u[k-2] + 1,05707u[k-1] \quad (5.28)$$

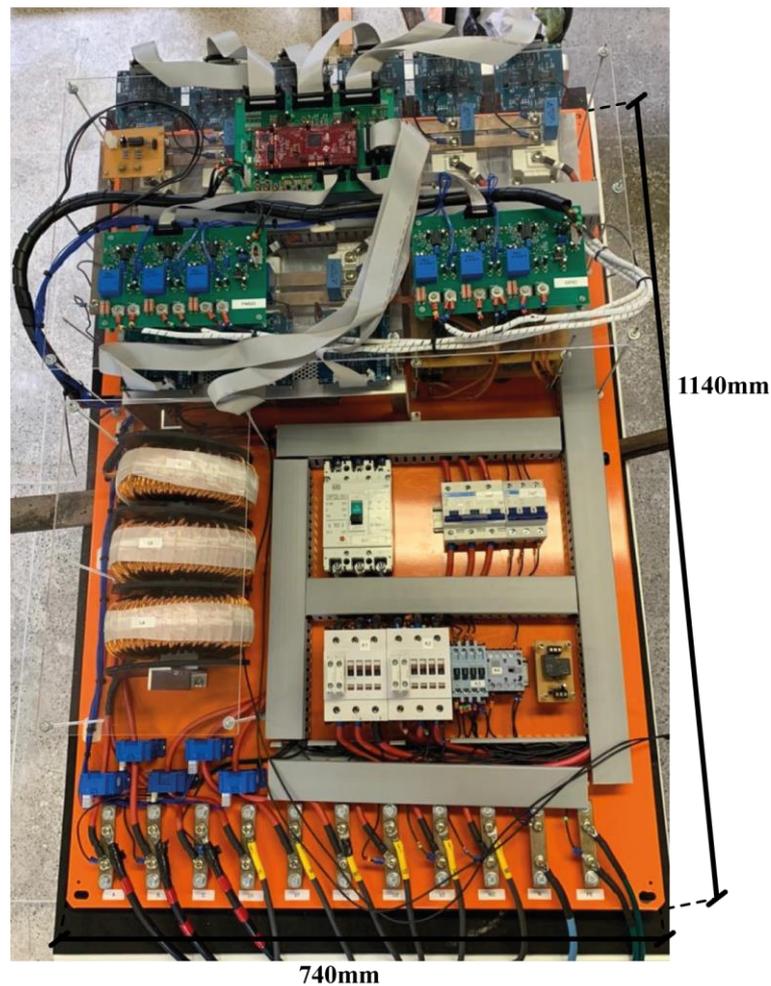
Os módulos em meia ponte de SiC são conectados através de uma barra chata de cobre de 1" x 3/8", dada a corrente elevada e a grande quantidade de módulos conectados em paralelo, e todo o restante do circuito que vai processar a corrente fornecida pelo PMSG utiliza cabos de cobre unipolares de 16 mm².

Figura 5.30 - Visão lateral do protótipo do conversor de conexão à rede elétrica.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 5.31- Visão frontal do protótipo do conversor de conexão à rede elétrica.



Fonte: Próprio Autor.

6. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação para o conversor de conexão à rede elétrica. Primeiramente são mostrados os resultados de simulação para o conversor operando em regime permanente nas condições nominais de operação, mostrada na Tabela 25, e em seguida são apresentados os resultados durante uma variação no ponto de operação do PMSG.

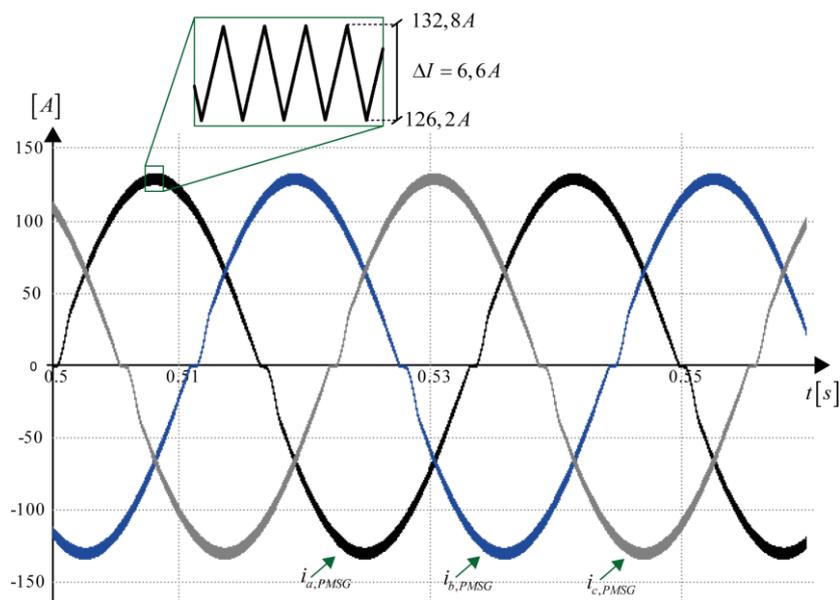
Tabela 25 – Especificações da simulação em regime permanente.

<i>Potência nominal</i>	53 kW
<i>Frequência do PMSG</i>	30 Hz
<i>Tensão de linha eficaz da rede elétrica</i>	380
<i>Tensão de fase eficaz do PMSG</i>	199 V
<i>Frequência de chaveamento</i>	20 kHz

Fonte: Próprio Autor.

A Figura 6.1 mostra as correntes na entrada do retificador que são fornecidas pelo PMSG. Como já dito, esse estágio do conversor faz uso da indutância síncrona e que ela possui um valor bem acima do necessário, refletindo em uma baixa ondulação de corrente de apenas 6,6A.

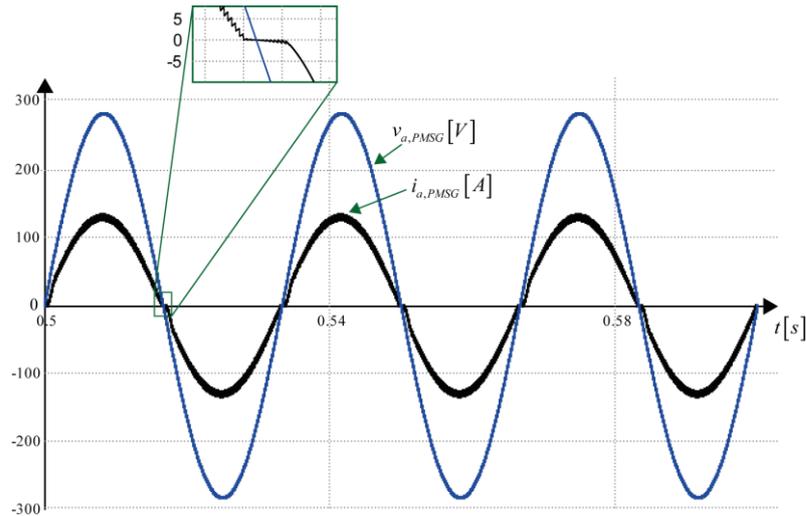
Figura 6.1 – Correntes nas três fases do PMSG para a condição de operação nominal.



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 6.2 mostra a corrente em uma fase do PMSG juntamente com a tensão, mostrando que a malha de controle da corrente garante que ambas estão em fase. Na corrente existe uma distorção no instante do cruzamento por zero e é inerente ao próprio conversor, mas não altera significativamente o fator de potência que ainda fica igual a 0,99 e com uma distorção harmônica total (THD) de 3,35%.

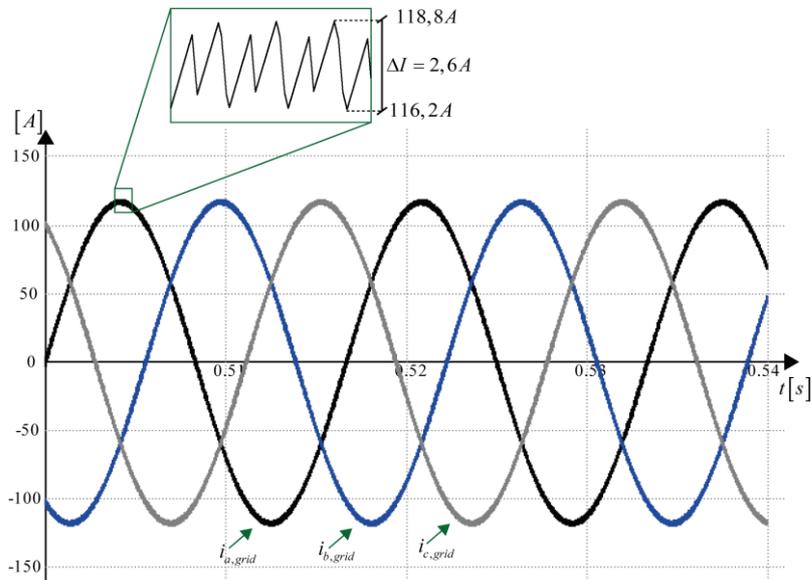
Figura 6.2 – Corrente e tensão em uma fase do PMSG para a condição de operação nominal.



Fonte: Próprio Autor.

Já a Figura 6.3 mostra as correntes injetadas na rede pelo inversor, em que é possível observar uma ondulação de corrente de 2,6 A. Com a modulação vetorial espacial a frequência das ondulações de corrente são em 40 kHz, o dobro da frequência de chaveamento.

Figura 6.3 – Correntes injetadas na rede elétrica para a condição de operação nominal.

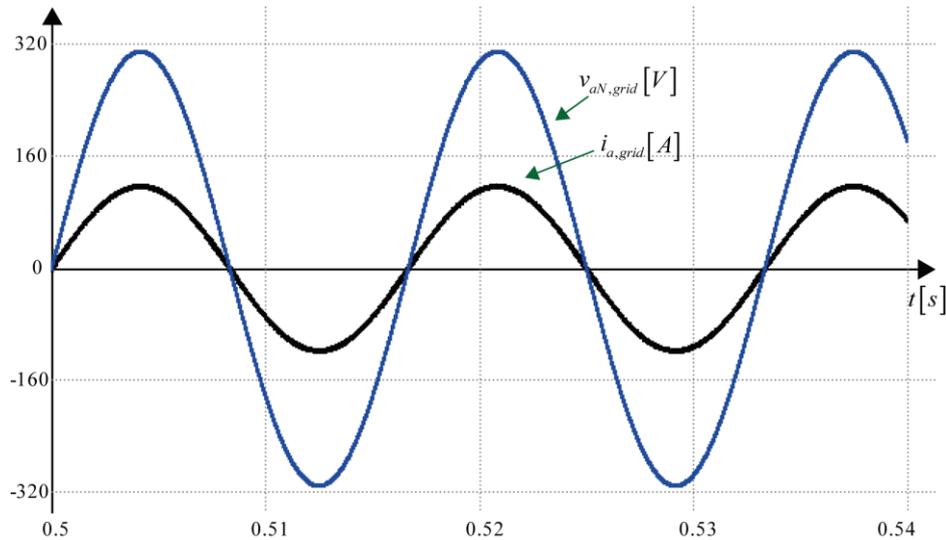


Fonte: Próprio Autor.

A corrente injetada na rede elétrica e a tensão em uma fase são mostradas na Figura 6.4, as duas estão em fase e apresentam um fator de potência de 0,99 e um THD na corrente de apenas 1,1%, bem abaixo do que foi obtido para o retificador.

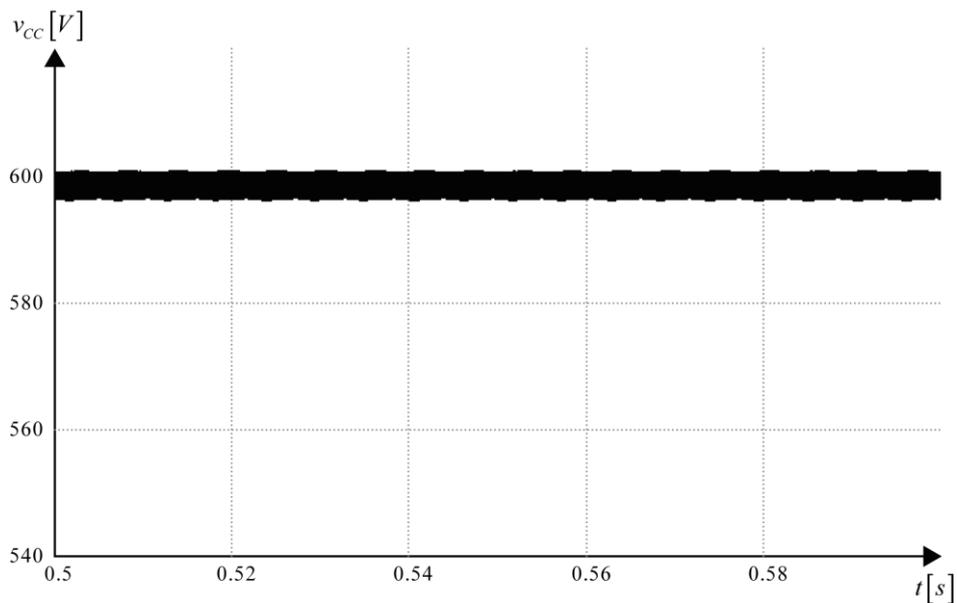
A Figura 6.5 mostra a tensão no barramento CC, que apresenta um valor médio de 600V e ondulações de tensão bem abaixo do projetado.

Figura 6.4 – Tensão da rede elétrica e corrente injetada em uma fase para condição de operação nominal.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 6.5 – Tensão no barramento CC para a condição de operação nominal.



Fonte: Próprio Autor.

O conversor de conexão à rede elétrica vai operar para diversos valores de frequência, potência e tensão fornecidos pelo PMSG, a Tabela 26 apresentam o FP e o THD para diversos pontos de operação fornecidos pela folha de dados do PMSG.

Mesmo com a variação dos pontos de operação, o THD da corrente injetada na rede sempre permanece bem abaixo de 5% e o fator de potência fica quase unitário. Esses resultados evidenciam o ótimo funcionamento do DSOGI-FLL e das malhas de controle do retificador e do inversor.

Tabela 26 – Resultados de simulação para diversos pontos de operação do conversor de conexão à rede elétrica.

<i>Ponto de Operação</i>	<i>Potência</i>	<i>Tensão PMSG</i>	<i>Frequência PMSG</i>	<i>Retificador</i>		<i>Inversor</i>	
				<i>FP</i>	<i>THD</i>	<i>FP</i>	<i>THD</i>
1	17,6 kW	80,3 V	10 Hz	0,99	1,43%	0,99	3,23%
2	26,5 kW	120,6 V	15 Hz	0,99	1,90%	0,99	2,10%
3	36 kW	160,6 V	20 Hz	0,99	2,33%	0,99	1,55%
4	42 kW	187,3 V	23,3 Hz	0,99	2,62%	0,99	1,37%
5	48 kW	213,9 V	26,6 Hz	0,99	2,95%	0,99	1,31%
6	53 kW	241,2 V	30 Hz	0,99	3,35%	0,99	1,10%

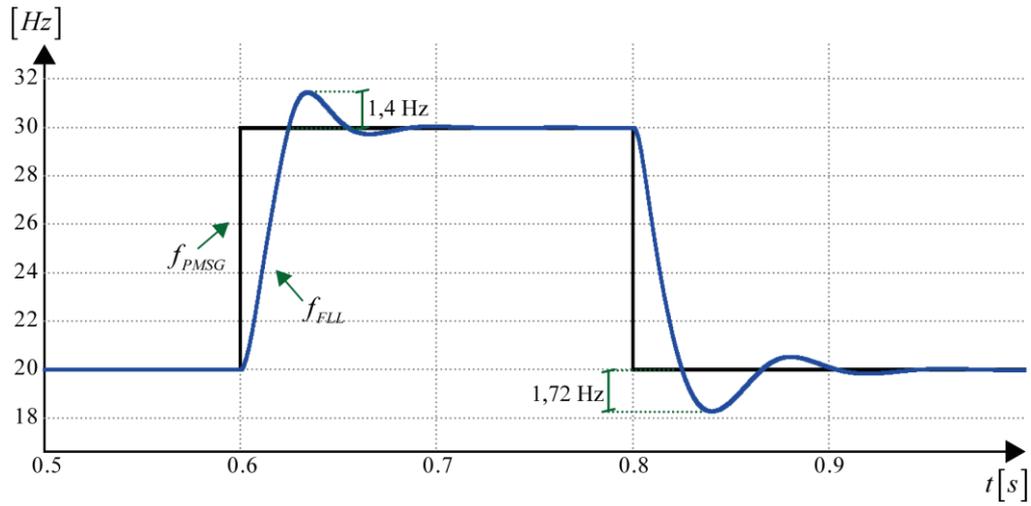
Fonte: Próprio Autor.

Para validação da dinâmica do conversor, é aplicado um degrau no mesmo variando a potência, a tensão e a frequência do PMSG do ponto de operação 3 para o ponto de operação 6 no instante de 0,6s e voltando para o ponto de operação 3 no instante de 0,8s.

A Figura 6.6 mostra o comportamento do DSOGI-FLL no rastreamento da frequência do PMSG, observando-se que a resposta apresenta um baixo sobressinal e um tempo de acomodação que fica próximo a 100ms para o pior caso. Salienta-se que tal valor é bastante baixo se considerar a frequência a ser rastreada. A dinâmica da malha de sincronismo é essencial para o funcionamento de todo o controle do conversor de conexão à rede elétrica.

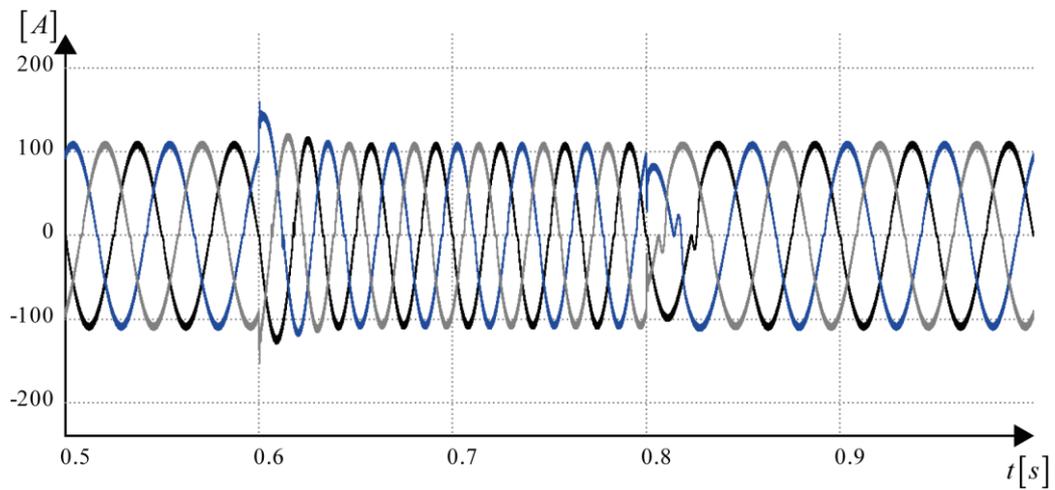
A Figura 6.7 e a Figura 6.8 mostram, respectivamente, as correntes trifásicas no PMSG e a injetada na rede elétrica. Como pode ser visto, ambas conseguem seguir a mudança dos parâmetros do ponto de operação. Ambas conseguem alcançar o regime permanente em aproximadamente um período para a transição do ponto de operação 3 para o 6 e um pouco maior para a transição do ponto 6 para o ponto 3, sendo isso o reflexo também da dinâmica do DSOGI-FLL.

Figura 6.6 – Comportamento dinâmico do DSOGI-FLL.



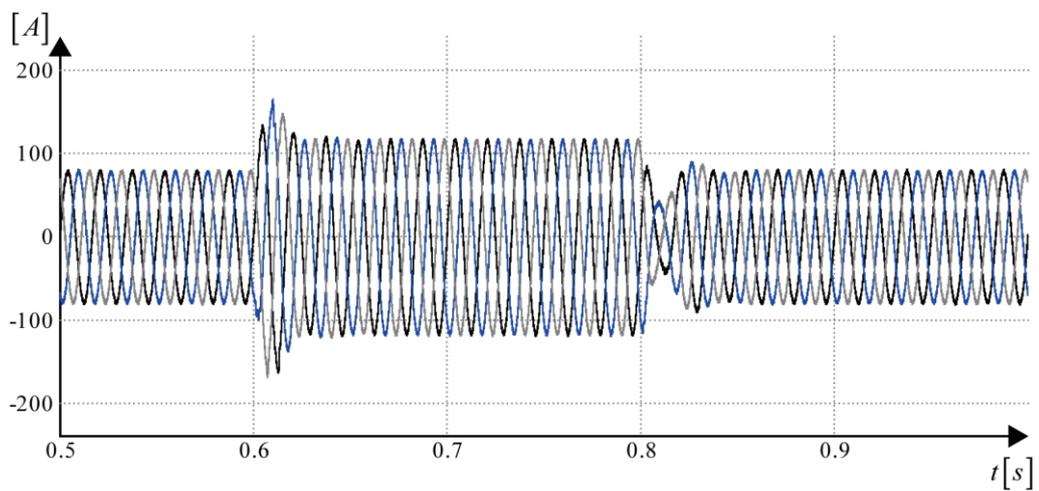
Fonte: Próprio Autor.

Figura 6.7 - Comportamento dinâmico da corrente do PMSG.



Fonte: Próprio Autor.

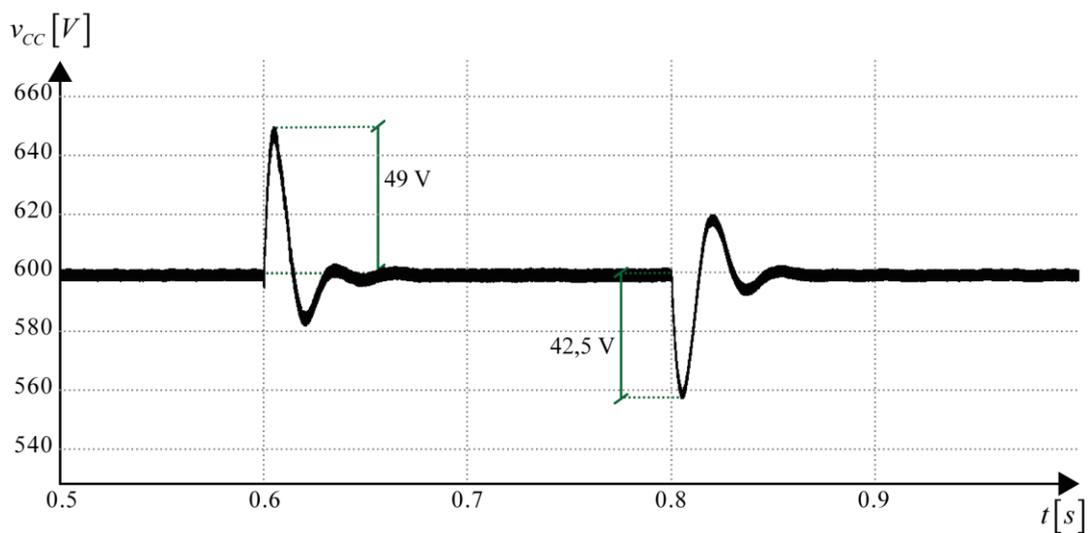
Figura 6.8 – Comportamento dinâmico da corrente injetada na rede elétrica.



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 6.9 mostra o comportamento dinâmico da tensão do barramento CC frente as variações dos pontos de operação. Na prática, cada capacitor do barramento CC suporta uma tensão de 400V, logo, quando os dois estão em séries suportam uma tensão de até 800V. Dado isso, o sobressinal de quase 50V na tensão do barramento CC não é tão crítica e é amenizada, na prática, pelos resistores de balanceamento que estão em paralelo. Os conversores de conexão à rede elétrica para WECS apresentam resistores de *crowbar* que são acionados em paralelo ao barramento nos instantes de sobretensão, evitando assim tensões que podem danificar os componentes. (GUIMARÃES, 2016)

Figura 6.9 - Comportamento dinâmico da tensão do barramento CC.



Fonte: Próprio Autor.

CONCLUSÃO

Atendendo tanto a demandas regionais, quanto a demandas nacionais e internacionais, pelo aproveitamento da energia eólica, desenvolveu-se neste trabalho um sistema de emulação de turbina eólica e um conversor de conexão à rede elétrica.

Utilizou-se um arranjo composto por um motor de 100cv e uma caixa de engrenagens acionados pelo inversor WEG CFW-09 para desenvolver o emulador de turbina eólica com o uso de uma aplicação LABVIEW para calcular o coeficiente de potência e o torque desejado no eixo da caixa de engrenagens. Para converter a energia mecânica em elétrica é utilizado um gerador síncrono de ímãs permanentes de 53kW da SOGA ENERGIES que vai operar com uma velocidade variável e dependente do perfil de vento, sendo conectado à rede elétrica por um conversor eletrônico de potência.

O conversor de conexão à rede elétrica apresenta dois estágios de conversão, um estágio com o retificador *boost bridgeless* com controle por corrente média para alcançar elevado fator de potência na corrente extraída do gerador. O conversor desse estágio apresenta a vantagem de necessitar de um circuito simples para o acionamento das chaves, já que todas estão na mesma referência. O outro estágio é um inversor de tensão trifásico de três braços e está conectado ao retificador por um barramento CC, também responsável por desacoplar os dois estágios para que possam ser analisados separadamente. Esse estágio controla a tensão no barramento CC e a corrente injetada na rede elétrica através de malhas de controle em DQ.

O conversor foi simulado com o auxílio do *software* PSIM e resultados satisfatórios foram obtidos para condição nominal de operação, onde foi obtido um fator de potência do lado da rede e do lado do gerador de 0,99, um THD do lado do gerador de 3,35% e um THD do lado da rede de 1,8%, bem abaixo do valor de 5% que é estabelecido por normas nacionais e internacionais de conexão à rede elétrica. Também foram realizadas simulações para diversos pontos de operação do gerador e todos eles apresentaram fator de potência de 0,99 e um THD bem abaixo dos 5%. Também foram simuladas variações nos pontos de operação e o conversor apresentou ótimas respostas dinâmicas, com valores de sobressinal não tão acentuados e tempos de assentamento aceitáveis. Mesmo com a variação da frequência, o DSOGI-FLL conseguiu garantir o sincronismo para todas essas variações.

Dada a potência elevada e a grande complexidade do protótipo, o mesmo ainda se encontra em desenvolvimento. Com a conclusão do protótipo, será possível realizar todos os testes para garantir o pleno funcionamento do sistema de conversão de energia eólica com o emulador de turbina eólica.

Conclui-se que o sistema de conversão de energia eólica utilizando um emulador de turbina deste trabalho se apresenta como uma ótima solução para se realizar testes de conversores de conexão à rede elétrica em um espaço reduzido, podendo até ser usado para se analisar impactos da conexão de um aerogerador à uma microrrede.

Visando a continuidade do trabalho, propõe-se como trabalhos futuros:

- Conclusão do protótipo do conversor de conexão à rede elétrica;
- Aperfeiçoamento da aplicação LABVIEW para receber perfis realísticos de velocidade do vento, levando em consideração o efeito de sombreamento da torre;
- Com a bancada concluída, comparar outras técnicas de controle, malhas de sincronismo e MPPTs;
- Integrar o WECS com a microrrede já em funcionamento no Laboratório de Redes Elétricas Inteligentes.

REFERÊNCIAS

- ABB. **Technical Application Papers No.13: Wind Power Plants**. [S.l.]. 2011.
- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. **INSTANTANEOUS POWER THEORY AND APPLICATIONS TO POWER CONDITIONING**. New Jersey: John Wiley & Sons, 2007. ISBN 978-0-470-10761-4.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE ENERGIA EÓLICA - ABEEÓLICA. **INFOVENTO 21**. [S.l.]. 2021.
- CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator. **37th IEEE Power Electronics Specialists Conference**, Jeju, 2006. 1-6.
- CORNELL DUBILIER. Aluminum Electrolytic Capacitor Application Guide, Liberty. Disponível em: <<http://www.cde.com/resources/catalogs/AEappGUIDE.pdf>>. Acesso em: 19 fev. 2021.
- CREE. **datasheet CAS120M12BM2**. [S.l.]: [s.n.], 2014.
- CREE. **Datasheet CGD15HB62P**. [S.l.]. 2014.
- GUIMARÃES, J. S. **SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA INTERLIGADO À REDE**. UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ. Fortaleza. 2016.
- HEIER, S. **Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems**. 2. ed. Chichester: John Wiley & Sons Ltd, 2006.
- JUNIOR, J. L. W. O. **DESENVOLVIMENTO DE PLATAFORMA EMULADORA DE TURBINA EÓLICA PARA ESTUDOS DE ALGORITMOS DE MPPT EÓLICOS INTELIGENTES**. Universidade Federal do Ceará. Fortaleza. 2016.
- LEM. **Voltage Transducer LV 20-P**. PLAN-LES-OUATES. 2002.
- LEM. **Current Transducer LF 205-S/SP3**. LEM international SA. PLAN-LES-OUATES. 2020.
- LOPES, L. A. C. et al. A Wind Turbine Emulator that Represents the Dynamics of the Wind Turbine Rotor and Drive Train. **2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference.**, 2005. 2092-2097.
- MONFARED, M.; KOJABADI, H. M.; RASTEGAR, H. Static and dynamic wind turbine simulator using a converter controlled dc motor. **Renewable Energy**, v. 33, n. 5, p. 906-913, 2008.
- PAUKNER, F. L. et al. **INDUCTIVE FILTER DESIGN FOR THREE-PHASE GRID CONNECTED**. 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC). Fortaleza, Brazil: IEEE. 2015. p. 1-5.

- PINHEIRO, H. et al. Modulação Space Vector para inversores alimentados em tensão: Uma abordagem unificada. **Revista Controle & Automação**, v. 16, n. 1, 2005.
- SANTOS, O. W. P. D. **Comparação entre motor de indução e motor de ímãs permanentes**. Universidade federal do Rio Grande do Sul. Brasil. 2015.
- SCHUBERT, C. et al. **Atlas Eólico e Solar: Ceará**. 2. ed. Fortaleza: [s.n.], 2019. 188 p. ISBN 978-85-67342-05-4.
- SOGA ENERGIES. **EV 400 datasheet**. Montecchio Maggiore. 2017.
- SOMBRA, A. K. R. **EMULAÇÃO DINÂMICA DE UMA TURBINA EÓLICA UTILIZANDO UM MIT COM CONTROLE VETORIAL DE VELOCIDADE**. Universidade Federal do Ceará. Fortaleza. 2020.
- 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. **TMS320F28379D LaunchPad Quick Start Guide (Rev. A)**. Texas. 2017.
- TODD, P. C. **UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design**. Unitrode Corporation. [S.l.]. 1999.
- WEG. **FOLHA DE DADOS - W22 IR3 Premium 100 cv**. [S.l.]. 2020.
- WU, B. et al. **Power Conversion and Control of Wind Energy Systems**. [S.l.]: IEEE, 2011.
- YAN, J.; FENG, Y.; DONG, J. Study on dynamic characteristic of wind turbine emulator based on PMSM. **Renewable Energy**, v. 97, p. 731-736, 2016.
- YARAMASU, V. et al. High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies, v. 103, n. 5, p. 740-788, 2015. ISSN 0018-9219.