



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**PROJETO E CONSTRUÇÃO DE UM CONVERSOR
MONOFÁSICO EM PONTE H MULTICELULAR
ENTRELAÇADO PARA GERAÇÃO FOTOVOLTAICA
E EÓLICA DE PEQUENO PORTE**

GEOVANE LUCIANO DOS REIS

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: PROF. SELEME ISAAC SELEME JÚNIOR

COORIENTADOR: PROF. CLODUALDO VENICIO DE SOUSA

Belo Horizonte, 24 de fevereiro de 2017.

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 972

**PROJETO E CONSTRUÇÃO DE UM CONVERSOR MONOFÁSICO EM PONTE H
MULTICELULAR ENTRELACADO PARA GERAÇÃO FOTOVOLTAICA E EÓLICA
DE PEQUENO PORTE**

Geovane Luciano dos Reis

DATA DA DEFESA: 24/02/2017

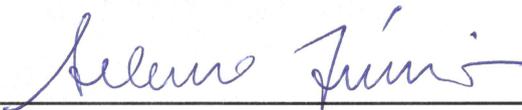
"Projeto e Construção de um Conversor Monofásico em Ponte H Multicelular Entrelaçado para Geração Fotovoltaica e Eólica de Pequeno Porte"

Geovane Luciano dos Reis

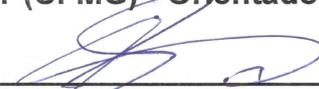
Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 24 de fevereiro de 2017.

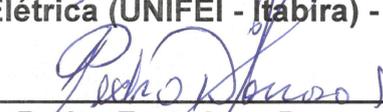
Por:



Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Júnior
DELT (UFMG) - Orientador



Prof. Dr. Clodualdo Venício de Sousa
Engenharia Elétrica (UNIFEI - Itabira) - Coorientador



Prof. Dr. Pedro Francisco Donoso Garcia
DELT (UFMG)



Prof. Dr. Lenin Martins Ferreira Moraes
DELT (UFMG)

R375p

Reis, Geovane Luciano dos.

Projeto e construção de um conversor monofásico em ponte H multicelular entrelaçado para geração fotovoltaica e eólica de pequeno porte [manuscrito] / Geovane Luciano dos Reis.- 2017.
xviii, 143 f., enc.: il.

Orientador: Seleme Isaac Seleme Júnior.
Coorientador: Clodualdo Venicio de Sousa.

Dissertação (mestrado) Universidade Federal de Minas Gerais,
Escola de Engenharia.

Bibliografia: f. 138-143.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Energia eólica - Teses. 3. Geração de energia fotovoltaica - Teses. I. Seleme Júnior, Seleme Isaac. II. Sousa, Clodualdo Venicio de. III. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. IV. Título.

CDU: 621.3(043)

Dedico este trabalho à Minha família e aos meus amigos.

“Por vezes sentimos que aquilo que fazemos não é senão uma gota de água no mar.
Mas o mar seria menor se lhe faltasse uma gota”.

Madre Teresa de Calcutá

II

AGRADECIMENTO

Agradeço primeiramente a Deus por ter me concedido saúde e por sempre iluminar meus caminhos, colocando as pessoas certas ao meu lado.

Agradeço a minha família pelo apoio e incentivo na conquista deste trabalho.

Agradeço a minha namorada Nayara pelo companheirismo e otimismo nos momentos mais difíceis.

Agradeço a todos os professores do PPGEE com os quais tive oportunidade de ter aula, em especial ao meu orientador Seleme pela sua paciência, atenção e disponibilidade para orientação e supervisão deste trabalho.

Agradeço a Clodualdo pela sua orientação, companheirismo e motivação para realização deste trabalho.

Agradeço aos membros participantes da banca examinadora, Pedro Donoso e Lenin Martins pelas contribuições para melhoria deste trabalho.

Agradeço a João Lucas parceiro nesta grande empreitada, pela confiança ensinamentos e apoio para que este trabalho fosse realizado da melhor forma possível.

Agradeço a Rafael Mario e Waner Wodson sinônimos de disponibilidade, pelas inúmeras contribuições e horas compartilhadas para o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço a Moisés Martins, Frederico Matos, Modesto Teixeira, Mauricio Gualberto, Renata Silva, Samuel de Souza, Kelton Pereira e Marconi pela contribuição para o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço a José Eugenio que dedicou uma parcela do seu tempo para ler esta dissertação e reduzir de forma exponencial o número de erros de português.

Agradeço a UNIFEI Itabira e ao curso de Engenharia Elétrica por terem fornecido a estrutura e os equipamentos necessários para a execução deste trabalho.

Deixo aqui meus sinceros agradecimentos a todos aqueles que contribuíram de forma direta ou indireta para realização deste trabalho. Sem a Contribuição de cada um de vocês não seria possível a realização deste trabalho. Muito obrigado!

RESUMO

A demanda por energia elétrica tem aumentado nos últimos anos, além da busca por novas fontes de energia para atender esse crescimento de forma não poluente e sustentável. Assim, as energias renováveis como a fotovoltaica e a eólica, tem ganhado posição de destaque no cenário energético mundial. O propósito deste trabalho é apresentar o projeto, construção e comissionamento de um conversor monofásico híbrido em ponte H multicelular entrelaçado para geração fotovoltaica e eólica de pequeno porte, com potência nominal de 11,7 kW. O sistema é composto por: i) dois arranjos fotovoltaicos de 5,1 kW cada que tem sua potência rastreada através de dois conversores *Boost* entrelaçados; ii) uma turbina eólica com gerador de ímã permanente com potência de 1,5 kW, cuja potência é extraída através de um terceiro conversor *Boost*. A interface entre a geração e a rede elétrica é realizada por um inversor VSI entrelaçado de quatro braços via um ICT. O trabalho de dissertação apresenta os principais conceitos da geração fotovoltaica e eólica, modelagem dos principais elementos do sistema e as técnicas utilizadas para o controle e rastreamento da máxima potência do sistema. Por fim os resultados simulados e experimentais para o sistema desenvolvido são apresentados e discutidos.

Palavras-chave: Geração distribuída, conversor híbrido, MPPT, energia eólica, energia fotovoltaica.

ABSTRACT

The demand for electricity has been increased in recent years, in addition to that, the search for new sources of energy to meet this growth in nonpolluting and sustainable way. Thus, renewable energies sources such photovoltaic and wind power has been gaining prominent position in the world energy scenario. The purpose of this work is to present the design, construction and commissioning of a single-phase hybrid H-bridge parallel multicell converter for photovoltaic and small wind generation, with nominal power of 11.7kW. The system consists of i) two photovoltaic arrays of 5.1kW each one, that have their maximum power point tracked by two interleaved Boost converters ii) a wind turbine with permanent magnet synchronous generator with nominal power of 1.5kW, whose the maximum power point is tracked by a third boost converter. The interface between the power generation system and the electrical grid is carried out by a four arms interleaved voltage source inverter, connected to ICT inductor. The present theses show the main concepts of photovoltaic and wind power generation, components modelling, used control techniques and systems maximum power point tracking. Finally, the simulated and experimental results for the developed system are present and discussed.

Keywords: Distributed generation, hybrid converter, Maximum power point tracking, wind energy, solar photovoltaic energy.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Matriz elétrica brasileira em julho 2016; Fonte: ANEEL.	3
Figura 1.2: Matriz elétrica brasileira em julho 2016; Fonte: ANEEL.	3
Figura 1.3: Geração eólica instalada no mundo considerando os sistemas on-grid e off-grid; Fonte: WWEA.	5
Figura 1.4: Evolução da geração eólica no Brasil; Fonte: ABEEOLICA.	5
Figura 1.5: Geração fotovoltaica no mundo, capacidade região/país; Fonte: [13].	7
Figura 1.6: Recursos energéticos totais do Planeta; Fonte: [15].	10
Figura 2.1: Sistema híbrido fotovoltaico-eólico conectado à rede; Fonte [1].	14
Figura 2.2: Diagrama de sistema híbrido da nano rede; fonte [3].	15
Figura 2.3: Configuração do sistema híbrido fotovoltaico-eólico conectado à rede; Fonte [6].	17
Figura 2.4: Arquitetura da micro-rede sustentável; Fonte [7].	18
Figura 2.5: Diagrama do sistema híbrido; Fonte [8].	19
Figura 2.6: Diagrama conversor híbrido DSTATCOM; Fonte [24]	20
Figura 3.1: Diagrama elétrico do conversor SHGEER proposto.	23
Figura 3.2: Painéis solares e turbina eólica instalados no prédio da Unifei Itabira.	25
Figura 3.3: Painel de proteção e transferência para geração eólica e fotovoltaica. ...	26
Figura 3.4: Instalação de inversores fotovoltaicos comerciais e quadro de transferência/proteção.	27
Figura 3.5: Painel do SHGEER instalado no LGEE da UNIFEI Campus Itabira.	27
Figura 3.6: Vista da parte de potência (A) e controle do painel (B) do SHGEER.	28
Figura 3.7: Módulo de Controle do SHGEER.	29
Figura 3.8: Módulo de potência Semikron e seu esquema elétrico; Fonte: Semikron.	31
Figura 3.9: Inversor VSI monofásico de 4 braços em paralelo através de um ICT.	33
Figura 3.10: Redução da corrente de saída com aumento do número de células; Fonte: Adaptado de [77].	34
Figura 3.11: Configuração do Conversor do lado da rede.	35
Figura 3.12: ICT de duas células; Fonte: [77].	36

Figura 3.13: Inversor monofásico com indutores desacoplados ou ICT; Fonte: Adaptado de [49]	37
Figura 3.14: Corrente nas células e de saída para operação com ICT e indutores desacoplados.	37
Figura 3.15: Núcleo 00K160LE026: Fonte Magnetics.....	41
Figura 3.16: Vistas de projeto do ICT.....	41
Figura 3.17: Sequências da fabricação do ICT.	42
Figura 3.18: Montagem realizada para identificação do ICT.	43
Figura 3.19: medições durante teste da bobina 1 do ICT.....	44
Figura 3.20: Resposta em frequência para os Filtros L e LCL.	46
Figura 3.21: Esquema elétrico de um filtro LCL.	47
Figura 3.22: Variação do ripple de saída para L_{ICT} fixo e L_f e C_f variando; Fonte: Adaptado de [77]......	48
Figura 3.23: Resposta em frequência do filtro LCL para o sinal medido e o modelado; Fonte: Adaptado de [82]......	51
Figura 3.24: Topologia de um conversor Boost.....	52
Figura 3.25: Conversor lado da geração.	54
Figura 3.26: Formas de onda de corrente e pulso PWM para Boost entrelaçado.	55
Figura 3.27: Indutores do conversor Boost entrelaçado da geração fotovoltaica.....	59
Figura 3.28: Configuração dos painéis fotovoltaicos	62
Figura 3.29: Modelo equivalente de uma célula fotovoltaica.....	63
Figura 3.30: Curvas V-I e V-P para variação na temperatura de operação e irradiação constante em 1000 W/m^2	65
Figura 3.31: Curvas V-I e V-P para diferentes níveis de irradiação e temperatura constante de 25°C	66
Figura 3.32: Fluxograma do algoritmo P&O.	68
Figura 3.33: Curvas V-I e V-P para arranjo de 10 painéis YL255P-29b.	69
Figura 3.34:Validação dos dados do painel com os valores medidos.	70
Figura 3.35: Detalhe do rotor aerodinâmico e foto do local de instalação da Turbina.	72
Figura 3.36: Curva de potência Razek 266 em carga de baterias; Fonte: Razek.	73
Figura 3.37: Curva do coeficiente de desempenho	74
Figura 3.38: Tensão de saída da turbina eólica em desaceleração.	75

Figura 3.39: Gerador síncrono de ímã permanente da Razek 266 utilizado SHGEE; Fonte: ENERSUD.....	76
Figura 3.40: Configuração dos enrolamentos para testes de resposta ao degrau: (A) configuração para medição de L_d ; (B) configuração para medição de L_q	79
Figura 3.41: Resposta ao degrau para definir as indutâncias no eixo dq: (A) Degrâu de tensão e resposta em corrente no eixo d; (B) Degrâu de tensão e resposta em corrente no eixo q.	79
Figura 4.1: Diagrama de blocos de um sistema de controle em malha fechada.	82
Figura 4.2: Diagrama de blocos simplificado do controle da geração fotovoltaica. ...	85
Figura 4.3: Lugar das raízes da FT $G_{id}(s)$ da geração fotovoltaica sem o controlador, malha de corrente da geração fotovoltaica.	85
Figura 4.4: Lugar das raízes da FT em malha aberta com controlador, malha de corrente da geração fotovoltaica.	86
Figura 4.5: Resposta ao degrau da FT em malha fechada com e sem controlador, malha de corrente da geração fotovoltaica.	87
Figura 4.6: Diagrama simplificado em blocos do Controle da geração eólica.	87
Figura 4.7: Curva de potência para diferentes velocidades de vento.....	88
Figura 4.8: Lugar das raízes da FT $G_{iv}(s)$, malha de corrente da geração eólica.	90
Figura 4.9: Lugar das raízes da FTMA com controlador, malha de corrente da geração eólica.	90
Figura 4.10: Resposta ao degrau da FTMF com e sem controlador, malha de corrente da geração eólica.	91
Figura 4.11: Lugar das raízes da FT $G(s)$, malha de velocidade da geração eólica.	92
Figura 4.12: Lugar das raízes da FTMA com controlador, malha de velocidade da geração eólica.	92
Figura 4.13: Resposta ao degrau da FTMF com e sem controlador, malha de velocidade da geração eólica.	93
Figura 4.14: Diagrama em blocos da PLL para estimativa da velocidade.....	94
Figura 4.15: Diagrama da malha de controle do conversor do lado da rede.....	96
Figura 4.16: PLL monofásica potência instantânea; Fonte: Adaptado de [73].	97
Figura 4.17: Lugar das raízes da FT $G_{LCL}(s)$, malha de corrente do CLR.	99
Figura 4.18: Lugar das raízes da FTMA com controlador, malha de corrente do CLR.	99

Figura 4.19: Resposta ao degrau da FTMF com e sem controlador, malha de corrente do CLR.....	100
Figura 4.20: Lugar das raízes da FT $G_{\text{Link-cc}}$ (s), malha de tensão do CLR	101
Figura 4.21: Lugar das raízes da FTMA com controlador, malha de tensão do CLR	102
Figura 4.22: Resposta ao degrau da FTMF com e sem controlador, malha de tensão do CLR.	102
Figura 5.1 Resultados simulados: Resposta ao degrau de corrente do conversor Boost na geração fotovoltaica.	105
Figura 5.2: Resultados simulados: Corrente nos conversores Boost, tensão e corrente os arranjos fotovoltaicos.....	106
Figura 5.3: Resultados simulados: Variação da potência de saída com variação em degrau da temperatura dos painéis.....	106
Figura 5.4: Resultados simulados: Variação da potência de saída com variação em degrau da irradiação solar incidente nos painéis.	107
Figura 5.5: Resultados simulados: Controle de corrente da geração eólica.	108
Figura 5.6: Resultados simulados: Controle de velocidade da geração eólica.....	108
Figura 5.7: Resultados simulados: Resposta dinâmica da PLL.....	109
Figura 5.8: Resultados simulados: Referência de velocidade e velocidade estimada.	110
Figura 5.9: Resultados simulados: Potência de saída da turbina eólica.	110
Figura 5.10: Resultados simulados: Degrau de corrente de 10 A no controle de corrente de eixo de quadratura.	111
Figura 5.11: Resultados simulados: Degrau de 10 V no controle da tensão do Link-CC.	112
Figura 5.12: Resultados simulados: Tensão, corrente na rede e tensão no barramento CC.....	113
Figura 5.13: Resultados Simulados: Corrente no braço 1 do ICT, na saída do ICT e na rede.	113
Figura 5.14: Resultados simulados: Correntes nos quatro braços do ICT.	114
Figura 5.15: Resultados simulados: Corrente nos braços do ICT, na saída do mesmo e na rede.	115
Figura 5.16: Resultados simulados: Pulsos de disparo dos IGBT's superiores de cada braço do inversor entrelaçado.	115
Figura 5.17: Circuito para pré-carga do barramento CC.	117

Figura 5.18: Resultados experimentais: Carregamento do Link-CC.	117
Figura 5.19: Resultados experimentais: Resposta ao degrau de corrente do conversor Boost geração fotovoltaica.	118
Figura 5.20: Resultados experimentais: (A) correntes nos Boost's e tensão nos painéis ao meio dia; (B) correntes nos Boost's e tensão nos painéis as 10 horas;	119
Figura 5.21: Resultados experimentais: (A) Ripple de corrente no Boost 2; (B) Ripple de corrente no arranjo fotovoltaico do Boost 2.	119
Figura 5.22: Resultados experimentais: Conversor Boost 1 conectado no arranjo fotovoltaico e Boost 2 conectado em um simulador de painel fotovoltaico.	120
Figura 5.23: Resultados experimentais: Corrente, tensão e potência do arranjo fotovoltaico 2 sendo emulado pela fonte.	120
Figura 5.24: Resultados experimentais: Corrente, tensão e potência do arranjo fotovoltaico 2 sendo emulado pela fonte com aplicação de variação na irradiação solar.	121
Figura 5.25: Resultados experimentais: Conjunto utilizado para teste.	122
Figura 5.26: Resultados experimentais: Controle de corrente da geração eólica; Fonte: Adaptado de [83].	123
Figura 5.27: Resultados experimentais: Controle de velocidade da geração eólica; Fonte: Adaptado de [83].	123
Figura 5.28: Resultados experimentais: Correntes nas fases do PMSG; Fonte: Adaptado de [83].	124
Figura 5.29: Resultados experimentais: Tensão na saída do retificador, corrente no Boost e potência de saída da geração eólica respectivamente; Fonte: Adaptado de [83].	125
Figura 5.30: Resultados experimentais: Degrau de corrente de 10A no controle de corrente de eixo de quadratura.	126
Figura 5.31: Resultados experimentais: Degrau de 20V no controle da tensão do Link-CC.	126
Figura 5.32: Resultados experimentais: (A) Corrente nos quatro braços do ICT; (B) Aplicação de Zoom na corrente dos quatro braços do ICT.	127
Figura 5.33: Resultados experimentais: (A) Corrente no braço 1 do ICT, corrente na saída do ICT e corrente na rede, medição de ripple no ICT; (B) Corrente no braço 1 do ICT, corrente na saída do ICT e corrente na rede, medição de ripple na corrente da rede.	128

Figura 5.34: Resultados experimentais: (A) Tensão na rede, corrente no braço 1 do ICT, na saída do ICT e na rede;(B) Medição da frequência do ripple na corrente da rede.....	128
Figura 5.35: Resultados experimentais: Tensão na Rede, tensão no Link-CC e corrente na rede.....	129
Figura 5.36: Resultados experimentais: (A) Distorção harmônica na corrente, corrente;(B) tensão e corrente na rede.	130
Figura 5.37: Resultados experimentais: Potências ativa e aparente na saída do inversor e seu fator de potência.	130
Figura 5.38: Resultados experimentais: Análise termográfica dos indutores dos conversores Boost 1e 2.....	131
Figura 5.39: Resultados experimentais: Análise termográfica dos módulos de potência do CLG e do CLR.	132
Figura 5.40: Resultados experimentais: Análise termográfica do ICT.....	132
Figura 5.41: Resultados experimentais: Análise termográfica do filtro de saída. ...	132

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1: Parâmetros do SHGEER desenvolvido.	24
Tabela 3.2: Características dos componentes do módulo de potência.	31
Tabela 3.3: Níveis de saída do conversor relacionado ao estado dos IGBT's.	35
Tabela 3.4: Dados do ICT.	42
Tabela 3.5: Resistências das bobinas do ICT.	45
Tabela 3.6: Parâmetros da identificação do filtro LCL.....	51
Tabela 3.7: Dados para o projeto do conversor Boost do arranjo fotovoltaico.	55
Tabela 3.8: Dados principais núcleo MMT034T16551.	58
Tabela 3.9: Dados do projeto do conversor Boost geração eólica.	60
Tabela 3.10: Dados principais do núcleo do indutor do Boost da geração eólica MMT026T10216.	60
Tabela 3.11: Parâmetros dos indutores prontos.....	61
Tabela 3.12: Parâmetros elétricos do painel YL255P-29b; Fonte Yingli.	62
Tabela 3.13: Viabilidade dos métodos de MPPT; Fonte [44].	67
Tabela 3.14: Parâmetros elétricos do painel obtidos dos dados do analisador PVA- 600.	70
Tabela 3.15: Dados técnicos turbina eólica Razek 266; Fonte ENERSUD.	72
Tabela 3.16: Dados mecânicos turbina eólica.....	75
Tabela 3.17: Parâmetros elétricos identificados do PMSG.	79

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A	Área varrida pelas pás da turbina(m ²)
α'	Razão cíclica relativa
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AIE	Agência Internacional de Energia
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
Ap	Fator de idealidade e depende da tecnologia de painel
B	Coeficiente de atrito viscoso do rotor
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CLG	Conversor do Lado da Geração
CLR	Conversor do lado da Rede
C _p	Coeficiente de potência
D, α	Razão cíclica
D'	Razão cíclica complementar
D _F	Defasagem
DSP	<i>Digital Signal Controller</i> (Controlador digital de sinais)
DSV	Dispositivo de Seccionamento Visível
E _g	Gap de energia do material da célula para silício E _g =1,1 eV
EPE	Empresa Pesquisa Energética
EPIA	<i>European Photovoltaics Industry Association</i>
F _s	Frequência de Chaveamento
G	Irradiância solar sobre os painéis
η	Eficiência
ICT	<i>InterCell Transformers</i> (Indutores acoplados)
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
I _{mpp}	Corrente no ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico
I _{rs}	Corrente reversa de saturação da célula na temperatura e radiação solar de referência

I_s	Corrente reversa de saturação do diodo
I_{sc}	Corrente de curto circuito do módulo fotovoltaico
J	Inércia do sistema mecânico
K	Constante de Boltzmann $1.38e^{-23} J/K$
LER	Leilão de Energia Reserva
LGEE	Laboratório de Geração de Energia Elétrica
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínuo
MLP	Modulação por Largura de Pulso
MME	Ministério de Minas e Energia
<i>MPPT</i>	<i>Maximum Power Point Trackin</i>
N	Número de células do inversor
ONU	Organização das Nações Unidas
PI	Controlador Proporcional Integral
<i>PLL</i>	<i>Phase Locked Loop</i>
P_m	Potência mecânica da Turbina Eólica
$P_{m\acute{a}x}$	Potência máxima fornecida pelo Fabricante
PMSG	<i>Permanent Magnet Synchronous Generator</i> (Gerador Síncrono a Imãs Permanentes)
PROINFA	Programa de Incentivo às Fontes Alternativas
PV	Energia Fotovoltaica
<i>PWM</i>	<i>Pulse width Modulation</i> (Modulação por largura de pulso)
Q	Carga do elétron é ($q=1.6e^{-19} C$)
P	Densidade do Ar (kg/m^3)
R	Raio da turbina
<i>RMS</i>	<i>Root Mean Square</i>
R_p	Resistência paralela do painel Fotovoltaico
R_s	Resistência série do painel Fotovoltaico
SHE	Sistema Híbridos de Energia
SHGEER	Sistema Híbrido de Geração de Energia Renovável
T_a	Período de amostragem
TEEH	Turbinas Eólicas de Eixo Horizontal

TEEV	Turbina Eólica de Eixo Vertical
<i>THD</i>	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Taxa de Distorção Harmônica)
T_{pv}	Temperatura da célula em Kelvin
T_{ref}	Temperatura de referência = 298 K
USC	Usina Solar de Concentração
V_{mpp}	Tensão no ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico;
V_{oc}	Tensão de circuito aberto do módulo fotovoltaico
<i>VSI</i>	<i>Voltage Source Inverter</i> (Inversor Fonte de tensão)
<i>WWEA</i>	<i>World Wind Energy Association</i>
v	Velocidade do vento (m/s)
λ	Relação linear de Velocidade
τ_m	Constante de tempo mecânica da turbina eólica
ω	Velocidade angular da turbina eólica(rad/s)

SUMÁRIO

RESUMO	IV
ABSTRACT	V
LISTA DE FIGURAS	VI
LISTA DE TABELAS	XII
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	XIII
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	1
1.1 Contextualização e Relevância	1
1.2 Visão da energia eólica no Brasil e no mundo	4
1.3 Visão da energia fotovoltaica no Brasil e no mundo.....	6
1.4 Objetivos	11
1.5 Organização do Trabalho.....	11
CAPÍTULO 2 - SISTEMAS HÍBRIDOS	13
2.1 Revisão Bibliográfica	13
2.2 Considerações Finais.....	21
CAPÍTULO 3 - PROJETO E MODELAGEM DO SISTEMA PROPOSTO	22
3.1 Sistema Híbrido de Geração de Energia Elétrica Renovável Fotovoltaico- Eólico (SHGEER).....	22
3.1.1 Estrutura da Montagem.....	24
3.1.2 Módulo de Controle	28
3.1.3 Módulos de Potência	30
3.1.4 Inversores VSI Entrelaçados.....	32
3.1.5 Conversor do Lado da Rede	34
3.1.6 Indutores Acoplados (ICT).....	35
3.1.6.1 Projeto do ICT	38
3.1.6.2 Determinação dos parâmetros do ICT.....	42
3.1.7 Filtro LCL.....	45

3.1.7.1 Projeto do Filtro LCL.....	49
3.1.7.2 Identificação do Filtro LCL.....	51
3.1.8 Conversores Boost.....	52
3.1.8.1 Topologia do Boost Entrelaçado	53
3.1.8.2 Projeto dos Indutores dos conversores Boost.....	55
3.2 Geração Fotovoltaica	61
3.2.1 Modelo da célula Fotovoltaica	62
3.2.2 Influência da temperatura.....	64
3.2.3 Influência da irradiação solar.....	65
3.2.4 Rastreamento do ponto de máxima potência	66
3.2.5 Algoritmo P&O.....	67
3.2.6 Identificação do painel fotovoltaico.....	68
3.3 Geração Eólica.....	70
3.3.1 Identificação da dinâmica mecânica da turbina eólica	74
3.3.2 Modelo do PMSG - Permanent Magnet Synchronous Generator.....	75
3.3.3 Identificação do PMSG.....	77
3.4 Considerações Finais.....	80
CAPÍTULO 4 - PROJETO DOS CONTROLADORES	81
4.1 Definições do Controle	81
4.2 Projeto dos Controladores da Geração Fotovoltaica	83
4.3 Projeto dos Controladores da Geração Eólica	87
4.3.1 PLL para estimação de velocidade do PMSG	93
4.4 Projeto dos Controladores do CLR.....	94
4.4.1 PLL Monofásica Baseada em Potência Fictícia	96
4.4.2 Projeto dos Controladores de Corrente em dq	98
4.4.3 Projeto do Controlador da Malha Externa de Tensão	100
4.5 Considerações Finais.....	103
CAPÍTULO 5 - RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS	104
5.1 Resultados Simulados.....	104
5.1.1 Geração fotovoltaica.....	104
5.1.1.1 Controle do conversor Boost.....	104
5.1.1.2 Operação do MPPT com painéis fotovoltaicos.....	105

5.1.2 Geração Eólica	107
5.1.2.1 Controle da geração eólica.....	107
5.1.2.2 MPPT da Geração Eólica	109
5.1.3 Conversor Lado da Rede	111
5.1.3.1 Controle do Conversor Lado da Rede	111
5.1.3.2 Operação CLR	112
5.2 Resultados experimentais	116
5.2.1 Circuito de Pré-carga.....	116
5.2.2 Geração fotovoltaica.....	117
5.2.2.1 Controle do conversor Boost	117
5.2.2.2 Operação do MPPT com painéis fotovoltaicos.....	118
5.2.2.3 Operação do MPPT com simulador de painéis fotovoltaicos.	119
5.2.3 Geração Eólica.....	121
5.2.3.1 Controle da geração eólica.....	122
5.2.3.2 Operação da Geração Eólica	124
5.2.4 Conversor Lado da Rede	125
5.2.4.1 Controle do Conversor Lado da Rede	125
5.2.4.2 Operação CLR	127
5.2.4.3 Qualidade de Energia no CLR.....	129
5.2.4.4 Análise térmica do conversor	130
5.3 Considerações Finais	133
CAPÍTULO 6 - CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS.....	134
6.1 Conclusão	134
6.2 Publicações realizadas durante o Mestrado.....	136
6.3 Proposta de Continuidade	137
REFERÊNCIAS.....	138

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

Esse capítulo situa o trabalho desenvolvido no contexto energético brasileiro, apresenta dados referentes ao crescimento da demanda de energia elétrica no Brasil e no mundo, além de mostrar a necessidade de diversificação da matriz energética e a utilização de fontes de energia renováveis. Inicia-se esta introdução com uma visão geral da energia eólica e fotovoltaica no Brasil e no mundo quanto ao crescimento, situação atual e perspectivas para o futuro. Assim, soluções para o aproveitamento de fontes de energia renovável de pequeno porte, no contexto da geração distribuída, tornam-se cada vez mais relevantes e necessárias. Neste sentido, o presente trabalho faz o estudo e a construção de um conversor híbrido monofásico em ponte H multicelular entrelaçado para geração eólica e fotovoltaica de pequeno porte.

1.1 Contextualização e Relevância

A energia elétrica é considerada nos dias atuais parte integrante da nossa vida diária. É útil e crucial em todos os setores da sociedade moderna. A população mundial aumentou expressivamente sua estimativa de vida nas últimas décadas, e é esperado pela Organização das Nações Unidas (ONU), que a população chegue a 9,2 bilhões de pessoas até 2050 antes de se estabilizar [1].

A demanda por energia elétrica está aumentando rapidamente enquanto a oferta não tem acompanhado este crescimento. A economia da industrial mundial foi construída em uma época que a energia elétrica era abundante, principalmente a gerada a partir de combustíveis fósseis. Nos dias atuais, cerca de 87% de toda energia produzida no mundo é proveniente de combustíveis fósseis segundo a

Agência Internacional de Energia (AIE). A queima de combustíveis fósseis (petróleo, carvão e gás natural) contribuem para o aumento da poluição, pois, potencializa a emissão de gases como o dióxido de carbono (CO_2), metano (CH_4), óxido nitroso (N_2O), dióxido de enxofre (SO_2), perfluorcarbonetos (PFC's) entre outros que causam o efeito estufa. O aquecimento global é apenas mais uma razão para intensificar o desafio pela busca de novas fontes de energia renováveis [1].

As fontes de energia renováveis além de serem abundantes na natureza têm muitas vantagens em comparação aos combustíveis fósseis, pois poluem menos o planeta, contribuem para redução do efeito estufa além de serem bem aceitas pela população. As energias solar e eólica são as mais promissoras para os seres humanos principalmente devido à natureza destes dois recursos, de serem complementares quanto a geração de energia [2].

Aplicações com energia fotovoltaica (PV) e energia eólica têm crescido significativamente devido ao rápido desenvolvimento dos conversores de potência. Geralmente, a irradiação solar e a velocidade do vento são perfis complementares, dado que em dias ensolarados os ventos geralmente são calmos, já em dias nublados ou à noite, os ventos tendem a ser mais fortes. Portanto, o sistema híbrido PV-eólico tem maior confiabilidade para fornecer energia de forma ininterrupta do que uma dessas fontes de forma individual. Dessa forma, o conversor híbrido que será apresentado nos próximos capítulos tem como objetivo contribuir para o desenvolvimento da geração distribuída.

Grande parte da população mundial vive em áreas rurais, que são geograficamente isoladas, remotas e com baixa densidade demográfica. Nanorredes de corrente contínua (CC) que empregam sistemas híbridos de energia (SHE), principalmente compostas de energia fotovoltaica e parques eólicos, são considerados uma opção eficaz para eletrificar áreas remotas e isoladas que estão longe de redes convencionais. Esta configuração de fontes primárias é viável para regiões que recebem altas médias de radiação solar e média razoável de velocidade do vento anualmente [3].

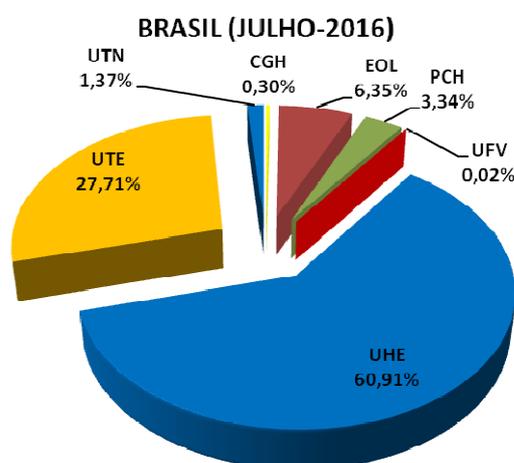
Segundo o relatório especial da (AIE) intitulado “Energy and Air Pollution” edição 2016, cerca de 6,5 milhões de mortes prematuras, que ocorrem no mundo anualmente são atribuídas à poluição do ar.

Segundo a AIE, os investimentos em pesquisa e implantação de fontes de energia renováveis (solar, eólica e outros), além do desenvolvimento de

equipamentos e máquinas cada vez mais eficientes, são um dos pilares fundamentais para conter o aquecimento global.

O setor elétrico brasileiro tem um cenário bem peculiar em relação ao resto do mundo, com cerca de 78% de sua matriz energética composta por fontes limpas de energia sendo o restante suprido por usinas termelétricas, com os mais variados combustíveis (Gás Natural, petróleo/ derivados, dióxido de urânio e carvão / derivados). Analisando a Figura 1.2 que mostra um gráfico com as fontes de energia que compõem a matriz energética brasileira atual, é possível concluir que a mesma pode ser considerada hidrotérmica uma vez que 64,55% da energia produzida é proveniente de usinas hidroelétricas de pequeno médio e grande porte, enquanto 27,71% são provenientes de usinas termelétricas.

Outro dado que pode ser retirado do gráfico é que a matriz energética brasileira não possui uma diversificação de fontes, o que cria uma dependência em relação ao ciclo hidrológico nas bacias onde estão localizadas as usinas hidrelétricas. Em relação as hidroelétricas está dependência que em 2001 chegou a 83,35%, combinada a falta de investimentos nos sistemas de geração transmissão e distribuição de energia, culminaram no racionamento de energia naquele período.



Legenda			
CGH	Central Geradora Hidrelétrica	UHE	Usina Hidrelétrica
EOL	Central Geradora Eólica	UTE	Usina Termelétrica
PCH	Pequena Central Hidrelétrica	UTN	Usina Termonuclear
UFV	Usina Solar Fotovoltaica		

Figura 1.1: Matriz elétrica brasileira em julho 2016; Fonte: ANEEL.

Após o racionamento o governo investiu na expansão do sistema de transmissão de energia, além de realizar a construção de usinas termelétricas para reduzir a dependência das usinas hidroelétricas. A criação do Programa de Incentivo de Fontes Alternativas de Energia Elétrica (PROINFA), que foi instituído pela Lei 10.438 de 26 de abril de 2002 e regulamentado pelo Decreto nº 5.025 de 30 de março de 2004, e a criação da Empresa Pesquisa Energética (EPE), pelo Decreto 5.184, de 16 de agosto de 2004, foram outras medidas adotadas pelo governo que contribuíram para início da diversificação da matriz energética brasileira a partir de novas fontes de energia renovável.

Em 2015 devido ao grande período de estiagem nas principais bacias hidrográficas responsáveis pela geração de energia, os reservatórios do sudeste e centro-oeste atingiram menos de 17% da capacidade nominal de operação, valor este bem inferior ao atingido em 2001, quando o nível chegou ao mínimo de 31%. Este novo cenário forçou o governo a ligar as termelétricas que têm um custo de produção do MWh mais elevado, para evitar um novo racionamento, que segundo a PSR consultoria já estaria com 50% de possibilidade de acontecer [10].

1.2 Visão da energia eólica no Brasil e no mundo

A geração de energia eólica no mundo bateu mais um recorde em 2015 alcançando um total de 63,7 GW instalados somente em 2015. Neste ano a capacidade total de usinas eólicas instaladas já atingiu 434,8 GW, considerando os sistemas *on-grid* e *off-grid* como mostra a Figura 1.3.

A taxa de crescimento global da energia eólica foi de 16,5% em 2015 ficando acima dos 16% de 2014. Entre os 15 principais países produtores de energia eólica, Brasil, Polônia, China e Turquia foram os mais dinâmicos, apresentando as maiores taxas de crescimento no período. A China mais uma vez mantém seu posto de líder mundial na produção de energia eólica, adicionando na sua matriz 33 GW só no ano de 2015, o que representou 51,8% do total de 63,7 GW de expansão do mercado de energia eólica em 2015.

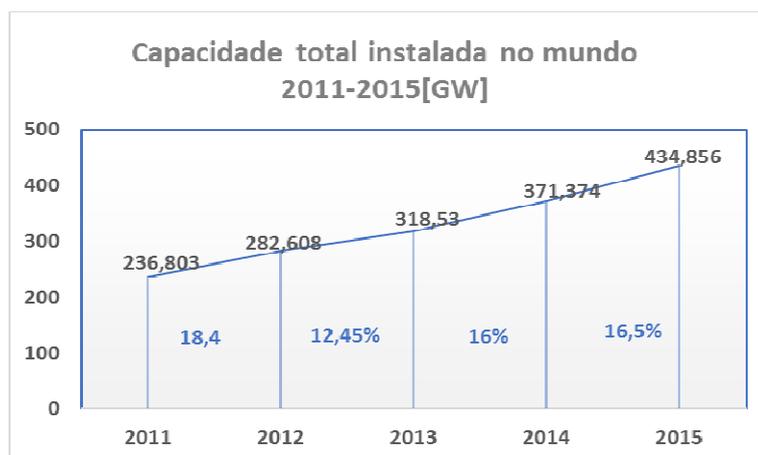


Figura 1.3: Geração eólica instalada no mundo considerando os sistemas on-grid e off-grid; Fonte: WWEA.

O Brasil hoje ocupa posição de destaque no cenário mundial quando o assunto é produção de energia eólica estando na 10ª posição. A Figura 1.4 mostra a evolução da energia eólica no Brasil nos últimos onze anos, onde pode-se observar um crescimento exponencial. Até o final de 2016 a estimativa é que teremos 11,612 GW instalados. De acordo com os dados da ANEEL do mês de julho de 2016 o Brasil tem 393 usinas instaladas totalizando 9,84 GW e mais uma capacidade de 8,62 GW em construção.

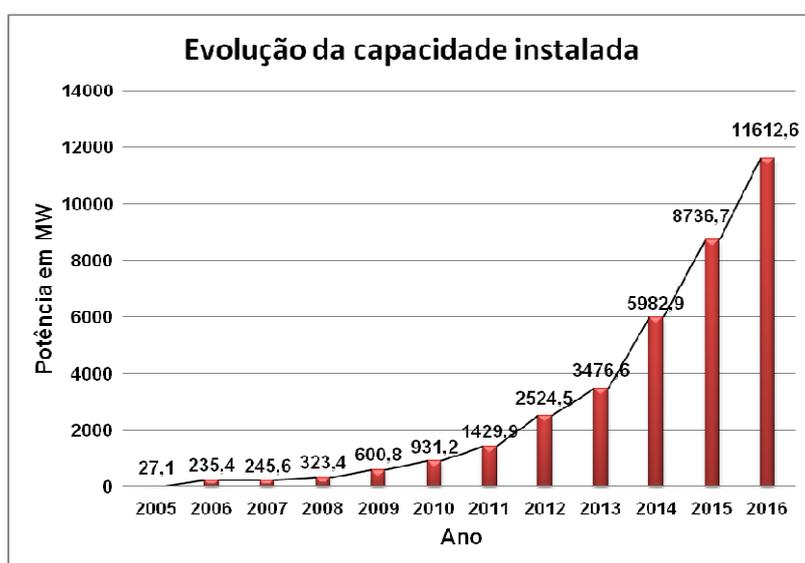


Figura 1.4: Evolução da geração eólica no Brasil; Fonte: ABEEOLICA.

A geração eólica tende a ser separada em dois tipos, de acordo com a localização da instalação, onshore (em terra) ou offshore (marítima). A instalação offshore é uma tendência em países com pequena extensão territorial, com pouco espaço disponível para as instalações em terra ou com recursos eólicos

substancialmente melhores no mar. A instalação onshore costuma ser dividida em duas subcategorias, a centralizada e a distribuída. A centralizada se caracteriza por grandes aerogeradores, maiores que 100 kW que são organizados em conjunto, formando parques eólicos que são ligados aos sistemas elétricos (regionais ou nacionais). A outra subcategoria é atribuída aos sistemas distribuídos, que fornecem energia diretamente para casas, fazendas, empresas e instalações industriais, geralmente compensando a necessidade de adquirir uma parte da eletricidade da rede. Podem operar em modo independente, onde os pequenos aerogeradores fornecem energia em locais que não estão conectados à rede [12].

1.3 Visão da energia fotovoltaica no Brasil e no mundo

A geração solar fotovoltaica experimentou mais um recorde de crescimento em 2015, com um incremento 50 GW na produção em todo o mundo, como mostra a Figura 1.5 que apresenta a evolução da geração fotovoltaica nos últimos 10 anos além da participação de países e regiões no total global. O montante de 50 GW de energia fotovoltaica acrescentada na matriz energética mundial corresponde ao acréscimo de cerca de 185 milhões de painéis fotovoltaicos, o que trouxe a capacidade mundial total para cerca de 227 GW [13].

Embora os três principais mercados produtores de energia fotovoltaica terem sido responsáveis pela maior parcela da capacidade adicionada em 2015, a globalização continuou acrescentando novas plantas em todos os continentes.

Nos últimos anos a expansão da geração fotovoltaica esteve concentrada em países ricos, entretanto hoje o mundo vive uma nova realidade onde os mercados emergentes começam a contribuir significativamente para o crescimento global dessa tecnologia, que apresenta um crescimento promissor em países em desenvolvimento, onde a demanda por eletricidade é cada vez maior.

A expansão do mercado mundial, é devida em grande parte ao aumento da competitividade da energia solar fotovoltaica, bem como às novas políticas e programas adotados pelos governos. Outro ponto é o crescente aumento da demanda por energia elétrica, além da conscientização dos países do potencial da

energia solar fotovoltaica para diminuição das emissões de CO₂ e outros gases prejudiciais ao meio ambiente.

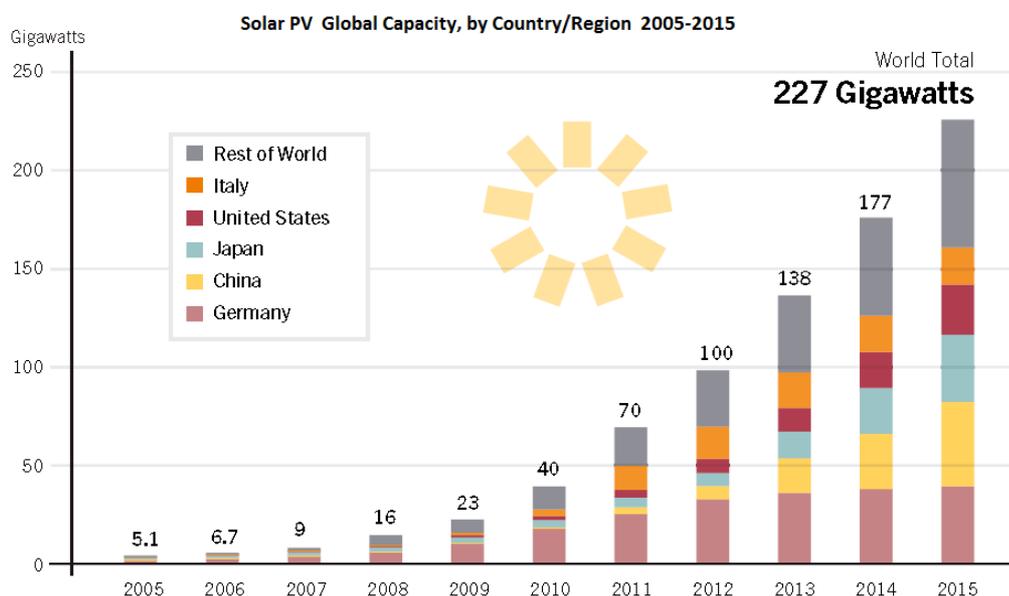


Figura 1.5: Geração fotovoltaica no mundo, capacidade região/país; Fonte: [13].

A Ásia superou todos os outros mercados do mundo, pelo terceiro ano consecutivo, representando cerca de 60% das adições globais de energia fotovoltaica. Mais uma vez, a China, o Japão e os Estados Unidos foram os três principais mercados. Outros no top 10 em aumento da capacidade global foram a Índia, a Alemanha, a República da Coreia, Austrália, França e o Canadá. Um dado interessante é que até o final de 2015, todos os continentes (exceto Antártica) tinham instalado, pelo menos, 1 GW_P de energia solar fotovoltaica.

A China continua a mapear pontos de instalação para aumentar a geração de energia renovável, e assim resolver os graves problemas de poluição do país e sustentar a produção da indústria interna que necessita de uma grande demanda de energia. Em 2015, a China adicionou cerca de 15,2 GW_P chegando a um total que se aproxima de 44 GW, ultrapassando de longa data a líder Alemanha. Tornou-se o principal país responsável pela geração de energia solar fotovoltaica no mundo com cerca de 19% do total mundial [13]. Na China 86%, da geração fotovoltaica é proveniente de usinas fotovoltaicas de grande porte, e o restante é composto de sistemas distribuídos em telhados e outras instalações de pequena escala.

O Brasil tem hoje 26,96 MW de geração solar fotovoltaica proveniente de 40 empreendimentos em operação. Este montante está em expansão, pois existem três empreendimentos em construção que serão responsáveis por mais um acréscimo de

cerca de 90 MW além de outros 107 com a construção não iniciada, que juntos aumentarão a geração fotovoltaica do Brasil em cerca 2,88 GW conforme dados da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL,2016).

Analisando o Brasil e observando o cenário mundial da geração fotovoltaica, é possível verificar que mesmo o país apresentando uma pequena parcela de geração fotovoltaica na sua matriz energética 0,02% do total, o mesmo tem buscado superar as barreiras que impedem a ampliação desta fonte de energia. As medidas para disseminação da energia solar fotovoltaica em sua matriz nos últimos anos contemplaram ações oriundas de múltiplos agentes, em diversas esferas, *destacando-se* a regulatória, tributária, normativa, de pesquisa e desenvolvimento, e de fomento econômico [14], entre os quais podemos destacar:

- O maior avanço sem sombra de dúvidas foi a resolução 482/2012 da ANEEL que propiciou a regularização dos mini e microgeradores permitindo que os consumidores instalem pequenos geradores em suas unidades consumidoras e injetem a energia excedente na rede em troca de créditos, que poderão ser utilizados em um prazo de 36 meses.
- Em março de 2014 a ANEEL através do despacho nº 720, eliminou a necessidade de instalação do Dispositivo de Seccionamento Visível (DSV) reduzindo assim a necessidade de mais um gasto com a implantação do sistema, uma vez que os inversores On-grid já possuem a proteção anti-ilhamento implementada internamente.
- No que tange a certificação e normatização, a Associação Brasileira de Normas Técnica (ABNT) publicou nos últimos anos quatro normas relacionadas ao tema, garantindo mais segurança e padronização das instalações.
- O Ministério de Minas e Energia (MME), através da Portaria nº 236/2014, definiu as condições do Leilão de Energia Reserva (LER) de 2014. Neste processo, os projetos fotovoltaicos não competem com outras fontes, apenas entre si. Dessa forma, houve um número recorde de projetos fotovoltaicos cadastrados: 400, que totalizam mais de 10 GW_P.

- Hoje são 18 estados e o Distrito Federal que aderiram ao convênio ICMS nº 16/2015, que autoriza os governos estaduais a isentarem o ICMS sobre a energia injetada na rede e compensada na microgeração e minigeração distribuída o que traz mais otimismo para o setor. Esse convênio já está beneficiando cerca de 164 milhões de brasileiros, o que corresponde a mais de 80% da população do País.
- Na área de pesquisa, observa-se nos últimos anos em universidades e entidades governamentais como a EPE, um grande crescimento no número de estudos na área de geração distribuída, principalmente no que tange a geração fotovoltaica e eólica.
- O Ministério de Minas e Energia lançou, em 15/12/2015, o Programa de Desenvolvimento da Geração Distribuída de Energia Elétrica (ProGD), com o objetivo de aprofundar as ações de estímulo à geração de energia pelos próprios consumidores (residencial, comercial, indústria e agropecuária), com base em fontes renováveis, em especial, a solar fotovoltaica.
- Inclusão no programa “Mais Alimentos” - A partir de novembro de 2015, os equipamentos para produção de energia solar e eólica passaram a fazer parte do programa “Mais Alimentos”, o que possibilita financiamentos a juros mais baixos.
- Através da Lei 13.203, de 8/12/2015, o Banco Nacional de Desenvolvimento Econômico e Social (BNDES), foi autorizado a financiar, com taxas diferenciadas, os projetos de geração distribuída em hospitais e escolas públicas.
- A ANEEL alterou a resolução 482/2012 através da resolução 687/2015. As novas regras, que começaram a valer a partir de 1º de março de 2016, modificam os prazos de validade dos créditos que antes eram de 36 e passam para 60 meses, sendo que eles podem também ser usados para abater o consumo de unidades consumidoras do mesmo titular situadas em outro local, desde que na área de atendimento de uma mesma distribuidora. Outra grande alteração ocorreu para os níveis de potência que se enquadram a minigeração e microgeração distribuída.

- Redução do Imposto de Importação – A Resolução CAMEX 22, de 24/03/2016, prorroga até 31/12/2017 a manutenção de 2% para a alíquota incidente sobre bens de capital destinados à produção de equipamentos de geração solar fotovoltaica.

O potencial do Brasil para energia solar fotovoltaica é enorme. A região Nordeste apresenta os maiores valores de irradiação solar global, com a maior média e a menor variabilidade anual entre todas as regiões geográficas. Os valores máximos de irradiação solar no país são observados na região central da Bahia (6,5 kWh/m²/dia), incluindo, parcialmente, o noroeste de Minas Gerais. Há, durante todo o ano, condições climáticas que conferem um regime estável de baixa nebulosidade e alta incidência de irradiação solar para essa região semiárida [15].

A irradiação média anual brasileira varia entre 1200 e 2400 kWh/m²/ano bem acima da média da Europa que é responsável por grande parcela da geração solar fotovoltaica mundial. O potencial da energia solar é sem dúvidas o maior recurso energético a disposição da população mundial como mostra a Figura 1.6 que apresenta as principais fontes energéticas em comparação ao consumo anual de energia da humanidade.



Figura 1.6: Recursos energéticos totais do Planeta; Fonte: [15].

A geração solar registrou um crescimento superior a 300% no último ano, saltando de 424 sistemas instalados em 2014 para 1786 em 2015. De acordo com dados da ANEEL, o País registra atualmente 4060 sistemas de micro e minigeração, dos quais 3981 são da fonte solar fotovoltaica, com 79% de uso residencial, 14% comercial e o restante utilizado nas indústrias, em edifícios públicos e em propriedades rurais.

O plano decenal de expansão de energia (PDE 2024) estima que em 2018, o Brasil deverá estar entre os 20 países com maior geração de energia solar, considerando a potência já contratada (2,6 GW) e a escala de expansão dos demais

países, além de estimar que a capacidade instalada de geração solar chegará a 8.300 MW em 2024, sendo 7.000 MW geração descentralizada e 1.300 MW distribuída. A proporção de geração solar deve chegar a 1% do total.

1.4 Objetivos

Este trabalho tem como objetivo principal o projeto, construção e comissionamento de um conversor monofásico híbrido em ponte H multicelular entrelaçado, para geração fotovoltaica e eólica de pequeno porte. O sistema terá uma potência nominal máxima de 11,7 kWp e será composto de 10,2 kWp de painéis fotovoltaicos distribuídos em 40 painéis agrupados em 4 arranjos de 10 painéis cada e uma turbina eólica de eixo vertical de 1,5 kW de potência nominal.

Como pré-requisitos do projeto considera-se que o conversor deverá atender às normas brasileiras vigentes para conversores aplicados a sistemas fotovoltaicos em alguns critérios como, distorção harmônica de corrente, fator de potência e proteções. Será avaliado neste trabalho o funcionamento do conversor extraindo potência dos painéis fotovoltaicos e da turbina eólica e injetando na rede elétrica. Além da vantagem da utilização do ICT para realizar o entrelaçamento dos quatro braços do conversor.

Espera-se com o presente trabalho contribuir com o Brasil na busca da inserção de fontes de energias renováveis em sua matriz energética nacional, principalmente no que tange à geração distribuída a partir da energia solar fotovoltaica e turbinas eólicas de pequeno porte.

1.5 Organização do Trabalho

O texto desta dissertação está dividido em 6 capítulos. O capítulo 2 é destinado para realizar uma revisão bibliográfica sobre os sistemas híbridos de geração fotovoltaica e eólica já desenvolvidos, bem como as topologias de conversores utilizados e estratégias de controle. No capítulo 3 é apresentado a

topologia do conversor proposto, o projeto dos principais componentes do sistema além da modelagem e identificação dos mesmos. O capítulo 4 é utilizado para apresentar a estratégia de controle do conversor e os critérios de projeto para cálculo dos controladores. No capítulo 5 são apresentados os resultados obtidos através de ferramentas computacionais e a validação através de resultados experimentais.

Já no capítulo 6 são apresentados as conclusões e propostas de continuidade para este trabalho, além de publicações que foram realizadas durante a execução do mesmo.

Capítulo 2

SISTEMAS HÍBRIDOS

Este capítulo é reservado para apresentar a essência de alguns trabalhos sobre sistemas renováveis híbridos que foram estudados com o intuito de nortear o projeto desenvolvido nesta dissertação.

2.1 Revisão Bibliográfica

Sistemas híbridos são uma combinação de diferentes fontes de geração de energia configurados para atender requisitos específicos, tais como energia elétrica confiável e de baixo custo, ou energia portátil [4]. O emprego de fontes de energia renováveis como eólica, geotérmica, solar, biomassa e etc, na geração híbrida tem a grande vantagem de permitir o compartilhamento de componentes dos sistemas. Outro ponto importante é que cada um dos sistemas de geração de energia pode funcionar separadamente, mas quando combinados, fornecem funcionalidade que não seria possível a partir de apenas uma fonte de energia [2], [3].

A energia renovável é uma solução em alta para diminuição da utilização de combustíveis fósseis e a sua implantação em sistemas isolados (Off-grid) está crescendo de forma constante em países desenvolvidos e em desenvolvimento [5]. Os sistemas de energia híbridos são cada vez mais considerados como uma opção viável para eletrificação de áreas remotas e com baixa densidade demográfica.

A configuração de um gerador híbrido depende do tipo de conversores de energia utilizados para a conexão das diferentes fontes de energia com as cargas. Normalmente os conversores aplicados nestes sistemas são CA-CC, CC-CA e CC-

CC. Tais configurações envolvem questões técnicas críticas, que têm atraído atenção de vários pesquisadores no desenvolvimento de diversos trabalhos neste sentido.

A seguir serão apresentados alguns dos principais trabalhos que contribuíram para escolha e o desenvolvimento dos sistemas de geração renovável híbrido fotovoltaico-eólico proposto neste trabalho.

No trabalho apresentado em [1] é investigada a viabilidade de inserção de um sistema híbrido de geração fotovoltaica-eólica em uma rede convencional já existente na cidade de Ibrahmyya na Jordânia. A cidade foi escolhida por apresentar uma velocidade média anual de ventos de 7,27 m/s e uma radiação solar média anual ser de 6,05 kWh/m²/dia. A Figura 2.1 apresenta o diagrama em blocos do sistema híbrido proposto onde as duas formas de geração de energia estão conectadas em um mesmo barramento de tensão contínua e esta energia será disponibilizada na rede local através de um conversor CC-CA. Observa-se que os autores optaram por não utilizar o armazenamento de energia em baterias devido ao alto custo das mesmas, ao grande volume ocupado, ao ciclo de vida reduzido além da questão ambiental no seu descarte.

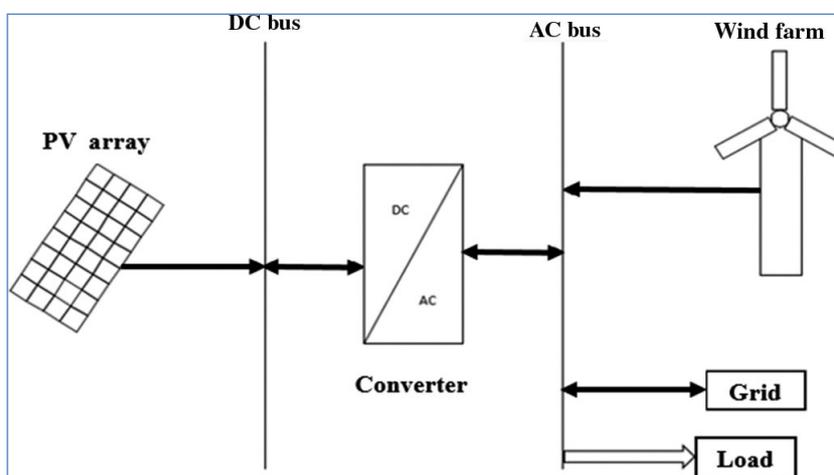


Figura 2.1: Sistema híbrido fotovoltaico-eólico conectado à rede; Fonte [1].

Com a utilização dos programas *hybrid optimization multiple energy resources (Homer)* e do *MATLAB®* e através de técnicas de otimização foi encontrada uma quantidade ótima de painéis fotovoltaicos e turbinas eólicas, para atender a demanda de energia proposta com o menor custo. Os resultados comprovaram a viabilidade técnica da aplicação deste sistema híbrido para a cidade.

Em [2], são utilizadas as técnicas e os métodos provenientes da disciplina de engenharia de sistemas, para desenvolver sistemas de geração híbridos a partir de

fontes renováveis. Nesse artigo, foram analisadas as necessidades dos clientes com relação a uma fonte de energia renovável específica, e a partir desta primeira fonte estudaram-se múltiplas alternativas de geração que combinada com a primeira escolha do cliente, atendessem a sua necessidade. Várias alternativas foram analisadas, o trabalho teve um foco maior na otimização de um sistema híbrido composto de uma Usina Solar de Concentração (USC), mais uma usina de geração a partir de biocombustíveis.

No trabalho [3] é estudada uma Nano-rede em corrente contínua conforme apresentado na Figura 2.2 que foi modelada, simulada e otimizada para um sistema híbrido composto das energias fotovoltaicas, eólica além do armazenamento de energia em baterias e um gerador diesel de back-up para o distrito de Umzinyathi na província KwaZulu-Natal, África do Sul. Para realização do trabalho, foi realizado um levantamento dos índices de radiação solar e velocidade do vento, para efeito de previsão de carga e modelagem do sistema. Os custos dos componentes do sistema, além dos parâmetros de radiação solar e velocidade do vento medidos a cada hora foram utilizados como entradas no programa de simulação. Com base nos resultados da simulação, o sistema otimizado final seria composto por 100 kW de painéis fotovoltaicos, treze turbinas eólicas de 7,5 kW, gerador diesel de 20 kW, e 96 baterias Trojan T-105. Tomando como base os custos atuais da energia elétrica na região, o sistema se pagaria em quatro anos.

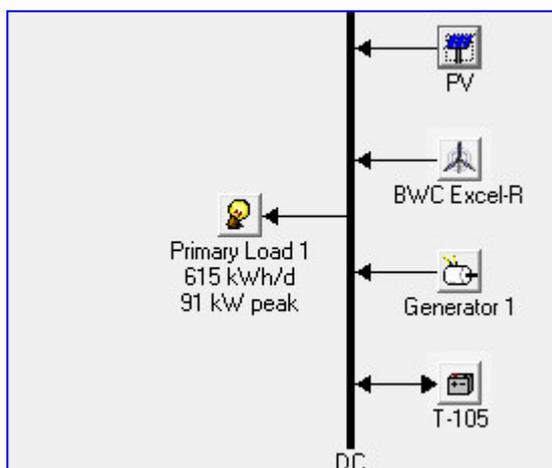


Figura 2.2: Diagrama de sistema híbrido da nano rede; fonte [3].

A análise econômica e ambiental indicou que é mais aconselhável para eletrificação de assentamentos remotos a utilização de Nanorredes em corrente contínua, baseadas em sistemas híbridos com múltiplas fontes renováveis, pois estas têm custos operacionais mais baixos, reduzem a dependência de unidades

geradoras a diesel, além de serem melhores para o meio ambiente. O trabalho [18] apresenta estudo semelhante, onde com auxílio do MATLAB é estudado um sistema híbrido fotovoltaico-eólico alimentando cargas diretamente em CC.

Muitos parâmetros do ambiente como sombreamento, poluição do ar e poeira afetam a geração dos painéis fotovoltaicos. Dessa forma, no dimensionamento de um sistema híbrido fotovoltaico-eólico a limpeza dos painéis é um critério importante para garantir o melhor ponto de operação do sistema.

No trabalho [5] foi realizada uma pesquisa para avaliar o efeito do acúmulo de poeira na geração fotovoltaica. Para realização do experimento foram instaladas duas plantas de geração fotovoltaica na universidade de Putra na Malásia. Uma planta chamada de “planta limpa” teve seus painéis limpos regularmente, já a segunda, chamada de “planta suja” não teve seus painéis limpos durante a pesquisa que foi realizada entre 01 de abril a 5 de dezembro de 2013. Os dados de geração de ambas as usinas eram coletados a cada intervalo de 30 minutos.

Os resultados da pesquisa mostraram que ocorreu uma diminuição de 1,35% da energia gerada, devido à poeira, acumulada na superfície dos painéis. A primeira impressão é que o montante de energia que deixou de ser gerado é pequeno mais este percentual vai depender muito da localização da usina e também das condições do clima de cada região.

No artigo [6] é apresentada uma estratégia de controle preditivo de corrente para integração de um sistema de geração de energia elétrica híbrido fotovoltaico-eólico. O sistema híbrido é composto de painéis fotovoltaicos (PV), e uma turbina eólica através integrados através de um barramento CC comum. Para rastrear a máxima potência dos painéis solares foram comparados os seguintes algoritmos de MPPT, condutância incremental (ConInc) e perturba e observa (P&O). Para a turbina eólica foi proposto uma estratégia de controle simples para rastrear a máxima potência do gerador síncrono de ímã permanente que neste trabalho será utilizada a sigla em inglês, *Permanent Magnet Synchronous Generators (PMSG)*, com base em sua velocidade de operação.

A Figura 2.3 mostra a configuração do sistema híbrido que foi estudado. Para rastrear a máxima potência do gerador foi utilizado um conversor *Boost* que tem como tensão de entrada a saída retificada do *PMSG*. Um outro conversor *Boost* foi empregado para realizar o Maximum power point tracking (MPPT) do arranjo

fotovoltaico. Os dois sistemas de MPPT injetam potência em um mesmo Link-CC e a conexão do sistema com a rede é feita através de um inversor trifásico.

A velocidade do *PMSG* é estimada usando um modelo de observadores de estado adaptativo, que tem como entradas as medições de tensão e corrente do gerador. Os resultados de simulação mostraram que os controladores tiveram um desempenho bastante relevante para variações climáticas como variação da velocidade do vento e radiação solar.

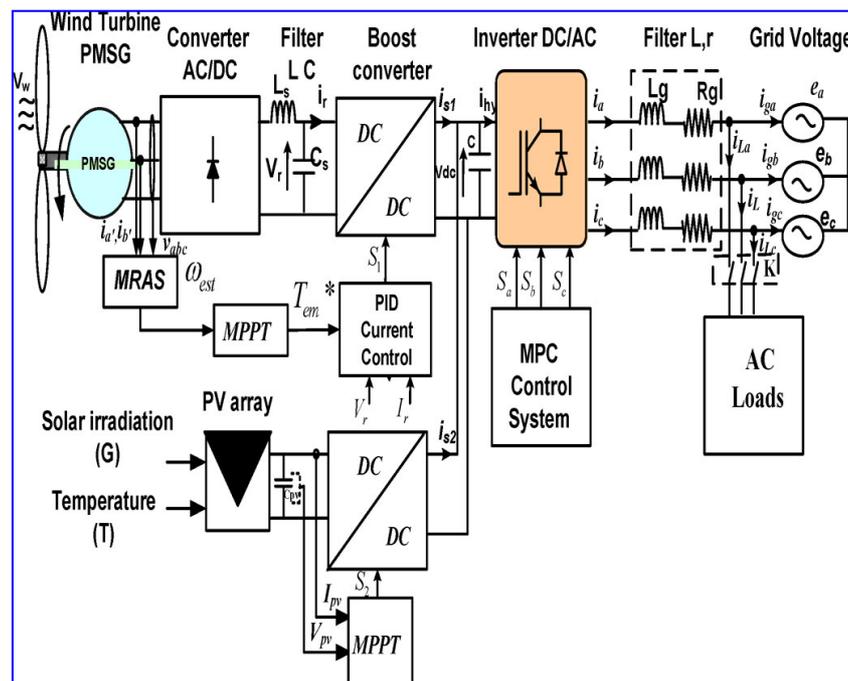


Figura 2.3: Configuração do sistema híbrido fotovoltaico-eólico conectado à rede; Fonte [6].

Em [7], são apresentadas uma modelagem dinâmica e uma estratégia de controle para uma micro-rede sustentável composta por energia fotovoltaica e eólica. Para integrar as fontes de energia renováveis ao barramento principal de CC é utilizado um conversor CC-CC Cuk de múltiplas entradas. As aplicações para esta configuração vão desde sistemas de comunicação como também em aplicações residenciais. O *PMSG* trabalha com uma velocidade variável e a estratégia de controle permite obter a máxima potência do gerador mesmo abaixo da velocidade nominal.

A Figura 2.4 apresenta a topologia estudada. Observa-se que existe um barramento em CC de 380 V, armazenamento em baterias afim de compensar a intermitência das fontes renováveis e um conversor para alimentar cargas diretamente em CC. O estudo considerou variações na velocidade do vento,

radiação solar e aplicação de degrau de carga para validar o sistema de controle e modelagem adotada. O sistema híbrido fotovoltaico – eólico estudado de 30 kW mostrou-se ser uma opção viável para microredes sustentáveis.

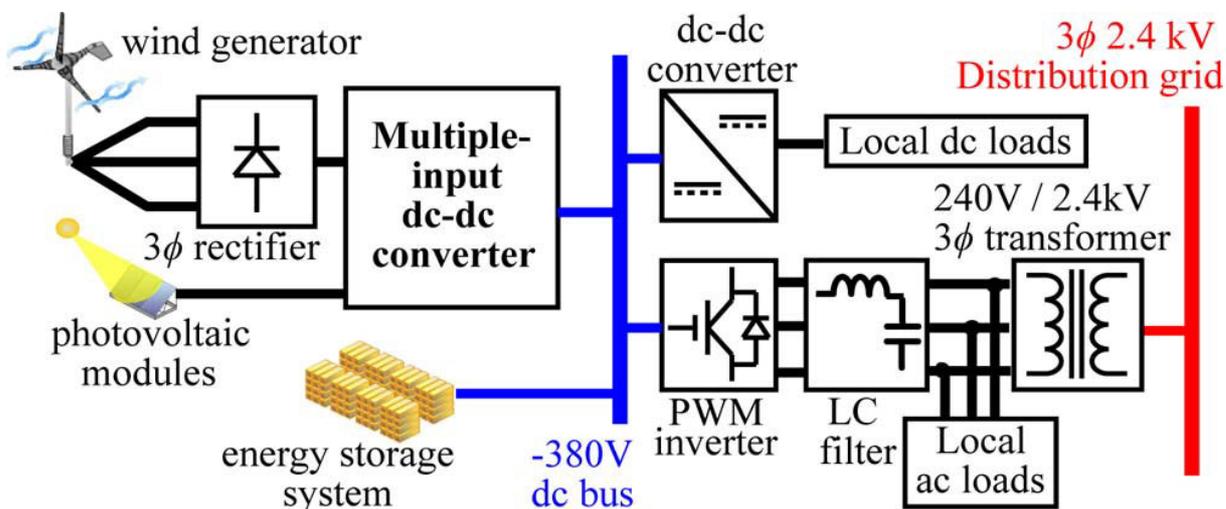


Figura 2.4: Arquitetura da micro-rede sustentável; Fonte [7].

Os autores do artigo [8] apresentam as estratégias de controle de uma geração híbrida conectada à rede, com transferência de energia de forma versátil. O sistema híbrido apresentado na Figura 2.5, é a combinação de um arranjo fotovoltaico, uma turbina eólica, e de um armazenamento em baterias. O sistema é composto de quatro conversores: o primeiro CA-CC para rastrear a máxima potência da turbina eólica. O segundo é um CC-CC tipo *Boost* para fazer o MPPT do sistema fotovoltaico, o terceiro é um conversor CC-CC bidirecional que carregar as baterias além de permitir o fluxo de energia para o barramento CC durante intermitência das fontes renováveis e o quarto é um conversor CC-CA trifásico responsável pela conexão do sistema híbrido com a rede de energia local.

A versatilidade do sistema está relacionada com os diferentes modos de operação que o conversor pode assumir. O despacho de energia é feito via um supervisor que controla a geração de energia de cada uma das fontes de modo a permitir o melhor ponto de operação em cada situação. Topologia semelhante é proposta na literatura [16], onde a conexão com a rede local é feita através de um conversor monofásico, para controle e supervisão foi utilizado o sistema de monitoramento e controle em tempo real (OP5600 e OP8660). Nesse mesmo sentido o trabalho [19] apresenta um sistema de gerenciamento e controle de uma geração híbrida (fotovoltaica – eólica - bateria) onde foi realizada a modelagem,

projeto e validação experimental com o MATLAB, Dspace com intuito de otimizar os custos de operação do sistema.

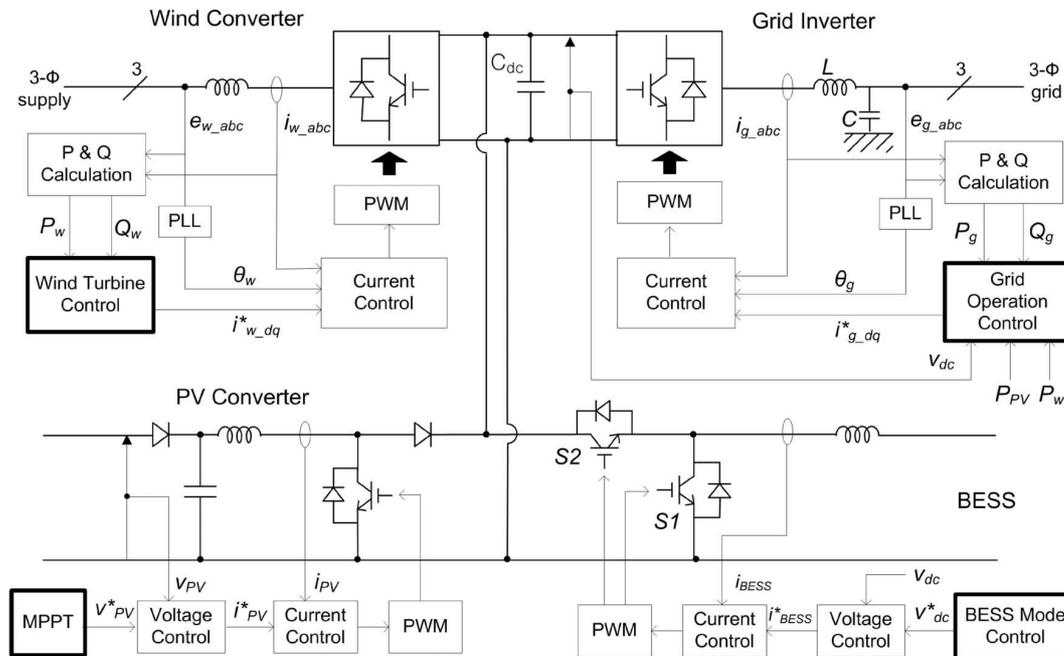


Figura 2.5: Diagrama do sistema híbrido; Fonte [8].

O aumento da inserção de fontes de energia renovável na matriz energética mundial contribui para redução dos custos do sistema, entretanto os custos de sistemas híbridos têm apresentado valores maiores em comparação aos sistemas convencionais [9], [20]. Porém, se o sistema de geração híbrido for concebido adequadamente, o custo de sua implementação pode ser comparável com as fontes convencionais ou ainda menores exigindo assim extensa e detalhada análise técnica e econômica do sistema híbrido de energia renovável a ser configurado.

Para realizar a integração de múltiplas fontes renováveis, a abordagem tradicional envolve o uso independente de conversores de entrada única para cada fonte, os quais estão ligados a um barramento CC comum como acontece em [6], [7] [8]. Nesse contexto, diversas pesquisas estão sendo desenvolvidas como o apresentado em [9] onde é proposta uma topologia de inversor híbrido fotovoltaico-eólico com múltiplas entradas com objetivo de simplificar o hardware do conversor e reduzir custos. O inversor com múltiplas entradas proposto consiste da junção entre um conversor Buck e um Buck-Boost que conectam a energia das fontes renováveis ao barramento CC e para conexão com a rede é utilizado um inversor em ponte

completa. Para rastrear a máxima potência dos painéis é utilizada a técnica de MPPT (P&O). O controle é realizado através de um processador digital de sinal e circuitos analógicos auxiliares. Os trabalhos [20] e [21] apresentam topologia semelhante para rastrear a máxima potência do sistema fotovoltaico eólico reduzindo os custos do sistema.

Em [23] é apresentado um estudo de uma topologia de um conversor híbrido fotovoltaico-eólico para aplicação com qualidade de energia. A Figura 2.6 apresenta a configuração proposta pelos autores onde observa-se que o conversor de saída é a quatro fios o que permite a compensação de correntes harmônicas e desbalanceadas provenientes da carga. O sistema se mostrou bastante robusto durante a presença de correntes harmônicas e desequilibradas.

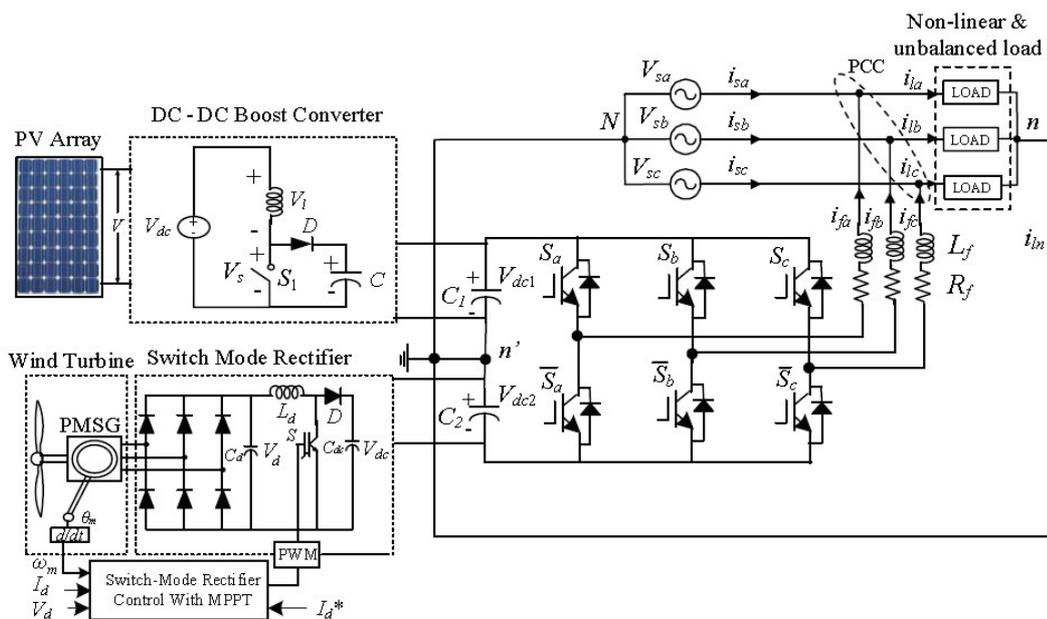


Figura 2.6: Diagrama conversor híbrido DSTATCOM; Fonte [24] .

O trabalho [24] apresenta um estudo através de simulações em ambiente MATLAB da aplicação de lógica fuzzy para rastrear a máxima potência de um sistema híbrido fotovoltaico-eólico. Os resultados mostraram que o sistema de MPPT proposto apresenta tempo de resposta melhor que o P&O para rastrear um determinado ponto de operação.

2.2 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentadas as principais topologias empregadas em sistemas híbridos de geração de energia, que tem como fontes primárias de energia a eólica e a fotovoltaica. Foram apresentados alguns trabalhos que analisam a viabilidade de implementação de inversores híbridos a partir destas duas fontes de energia.

Observa-se que a determinação da quantidade de painéis fotovoltaicos e do número de turbinas eólicas que irão compor o sistema híbrido dependem de diversos fatores como velocidade média anual dos ventos, irradiação solar média, consumo de energia, demanda da instalação entre outros. A análise criteriosa destes fatores tem a função de garantir que o sistema tenha um baixo custo, uma geração média anual que atenda a necessidade da instalação e que seja competitivo frente a sistemas convencionais de geração de energia.

A partir dos trabalhos estudados foi possível escolher a configuração dos conversores para extraírem a máxima potência da geração eólica e fotovoltaica e disponibiliza-la na rede local.

Capítulo 3

PROJETO E MODELAGEM DO SISTEMA PROPOSTO

Esse capítulo apresenta toda a estrutura do sistema proposto para esta dissertação, iniciando com a apresentação da topologia do conversor híbrido e descrição dos elementos que o compõem como o módulo de controle e o módulo de potência. Na primeira etapa são apresentados os critérios de projeto, a modelagem e a identificação física do ICT e posteriormente do filtro LCL de saída. Por fim é apresentada a modelagem e a identificação das duas fontes de energia renováveis que compõem o sistema (eólica e fotovoltaica).

3.1 Sistema Híbrido de Geração de Energia Elétrica Renovável Fotovoltaico- Eólico (SHGEER)

O sistema híbrido fotovoltaico-eólico tem maior confiabilidade para fornecer energia de forma ininterrupta do que uma dessas fontes de forma individual. Com base no estudo prévio realizado, optou-se pela construção do conversor monofásico híbrido em ponte H multicelular entrelaçado para geração fotovoltaica e eólica de pequeno porte apresentado na Figura 3.1. Este pode ser uma opção para levar energia elétrica em localidades remotas na operação (Off-grid), restando apenas o armazenamento em baterias para períodos de intermitência da geração das fontes renováveis ou para aplicação em sistemas (On-grid) já consolidados.

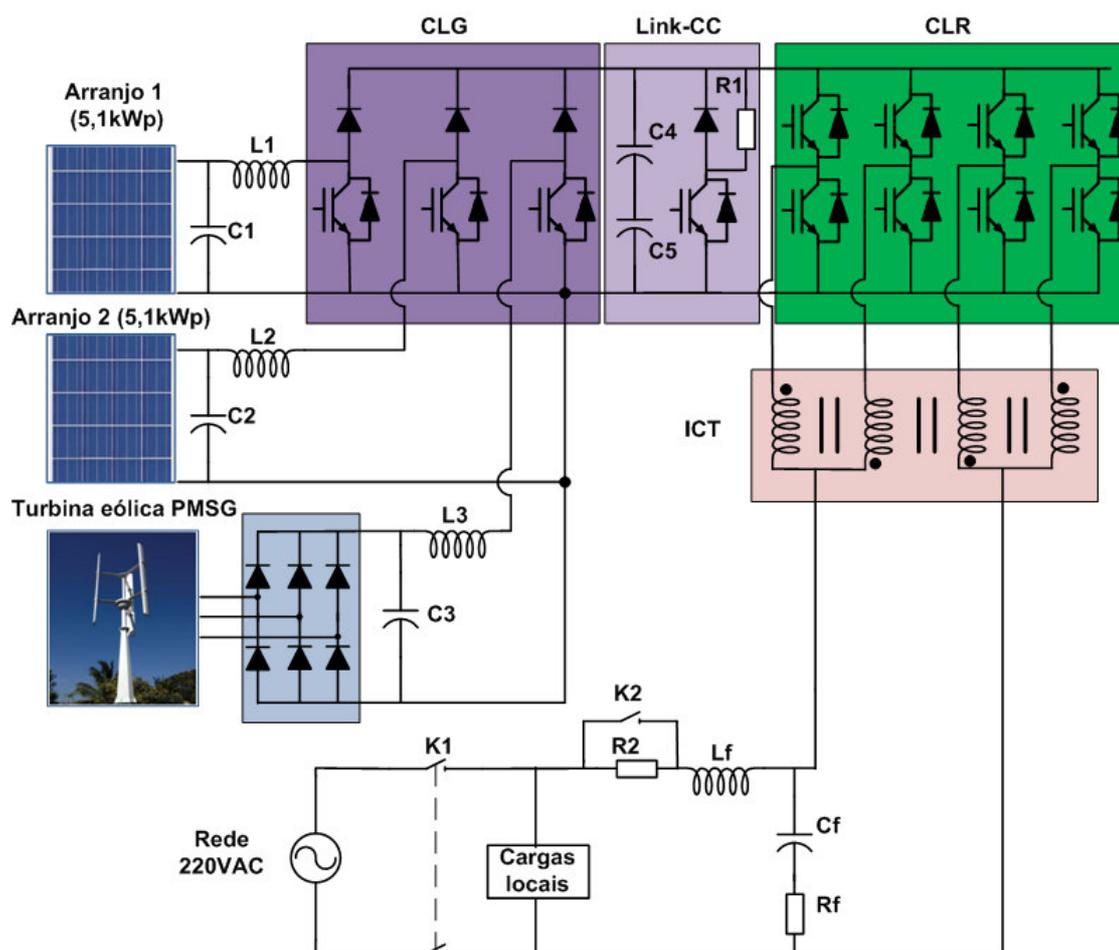


Figura 3.1: Diagrama elétrico do conversor SHGEER proposto.

O SHGEER é dividido basicamente em três etapas, a primeira é o Conversor do Lado da Geração (CLG) que é composto de três conversores do tipo *Boost* que são responsáveis por extrair a máxima potência dos dois arranjos de painéis fotovoltaicos e também do gerador síncrono de ímã permanente da turbina eólica e injetá-la no Link-CC. A segunda é o Link-CC que é responsável pela interface entre os conversores do lado da geração que entregam corrente contínua para o mesmo e o Conversor do Lado da Rede (CLR) que representa a terceira etapa sendo composto de um inversor monofásico de quatro braços entrelaçados através de indutores acoplados denominados neste trabalho como ICT. A Tabela 3.1 apresenta os dados elétricos do sistema de geração proposto.

Tabela 3.1: Parâmetros do SHGEER desenvolvido.

Potência Total do Sistema		11,70 kW
Geração fotovoltaica	Potência Nominal	10,20 kW
	Número de painéis	40
	Número de strings	4
	Tensão nominal da string	300 V
	Corrente Nominal da string	8,49 A
Geração eólica	Potência Nominal	1,5 kW
	Tipo de turbina	Vertical darrieus
	Tensão nominal	220 Vac
	Número de fases	3
	Tipo de gerador	PMSG
Link- CC	Tensão de operação	450 V
	Capacitância	9400 μ F
	Resistência do chopper	100 Ω
CLR	Frequência de chaveamento	10,08 kHz
	Corrente nominal	53,18 A
	Tensão nominal	220 Vac
	Frequência da rede	60 Hz
CLG	Frequência de chaveamento	10,08 kHz
	Tensão nominal de entrada <i>Boost</i> 1 e 2	300 V
	Corrente nominal de entrada <i>Boost</i> 1 e 2	16,98 A
	Tensão nominal de entrada <i>Boost</i> 3	311 V
	Corrente nominal de entrada <i>Boost</i> 3	4,82 A

3.1.1 Estrutura da Montagem

Os quarenta painéis solares de 255 W_p da empresa Yingli solar foram instalados no telhado do quarto andar do prédio Nikola Tesla na Unifei campus Itabira, juntamente com a turbina eólica Razek 266 que foi fixada na mesma laje deste andar como é possível observar na Figura 3.2 que mostra o local de instalação dos elementos. Os dois sistemas ocuparam uma área de aproximadamente 80m².



Figura 3.2: Painéis solares e turbina eólica instalados no prédio da Unifei Itabira.

Em uma instalação solar, a orientação e a inclinação do painel (azimute e ângulo de inclinação) interferem no fator de capacidade de geração. Para uma geração ideal, os painéis devem estar de frente para o norte geográfico (em instalações feitas no hemisfério sul) e a inclinação deve ser o valor da latitude. Naturalmente, isto nem sempre pode ser seguido devido a restrições físicas do local.

A exemplo desta instalação a latitude é de 20° , entretanto, os painéis foram instalados acompanhando a inclinação do telhado e as strings ficaram com as inclinações (12° , 14° , $14,9^\circ$ e $15,3^\circ$) respectivamente, considerando a primeira string na parte mais alta do telhado e o azimute de 290 . Como a instalação não foi realizada para a melhor orientação e azimute recomendados, haverá uma redução de 4% no fator de capacidade do sistema.

As proteções elétricas dos painéis fotovoltaicos e da turbina eólica são realizadas por meio de disjuntores, fusíveis e protetores de surtos instalados no Laboratório de Geração de Energia Elétrica (LGEE) localizado no térreo do prédio Nikola Tesla, onde temos instalados dois inversores comerciais monofásico para geração fotovoltaica (ABB e PHB), ambos com de 5kW de potência nominal.

A Figura 3.3 apresenta o painel de proteção e transferência que foi montado para facilitar a utilização das fontes de energia fotovoltaica e eólica. Ele permite conectar de maneira simples e segura as duas fontes de geração nos inversores comerciais instalados no laboratório ou nos conversores que estão sendo

desenvolvidos através de pesquisas. O painel é composto de duas String Box que são compostas de disjuntores CC e CA, além de fusíveis, protetores de surto para os painéis fotovoltaicos, contatores e resistor para freio eletromagnético da turbina eólica.

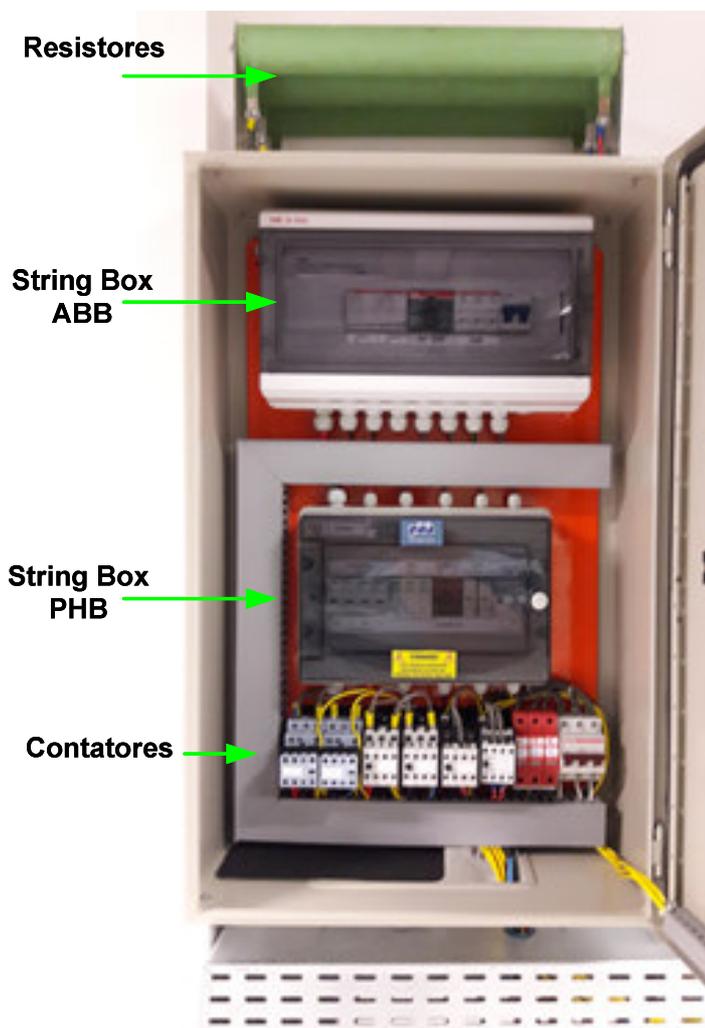


Figura 3.3: Painel de proteção e transferência para geração eólica e fotovoltaica.

A Figura 3.4 mostra os inversores fotovoltaicos comerciais e o painel de proteção e transferência instalados no LGEE. Essa configuração irá permitir que diversas pesquisas possam ser realizadas no âmbito da geração fotovoltaica e eólica além da realização de comparações quanto ao desempenho dos conversores desenvolvidos em pesquisas na universidade com inversores comerciais já homologados pelo INMETRO (Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia).



Figura 3.4: Instalação de inversores fotovoltaicos comerciais e quadro de transferência/proteção.

A Figura 3.5 mostra o painel do SHGEER instalado no LGEE da UNIFEI Campus Itabira. A Figura 3.6 apresenta a vista do interior do painel sendo que Figura 3.6(A) mostra a parte frontal do painel, onde está instalada toda a parte de proteção e potência do sistema enquanto na Figura 3.6(B) mostra a parte traseira do painel onde está instalado o sistema de condicionamento e controle do conversor.



Figura 3.5: Painel do SHGEER instalado no LGEE da UNIFEI Campus Itabira.

Na Figura 3.6 (M_I e M_V) representam respectivamente placa com sensores Hall de corrente e tensão que foram utilizados para medição das variáveis elétricas do sistema.

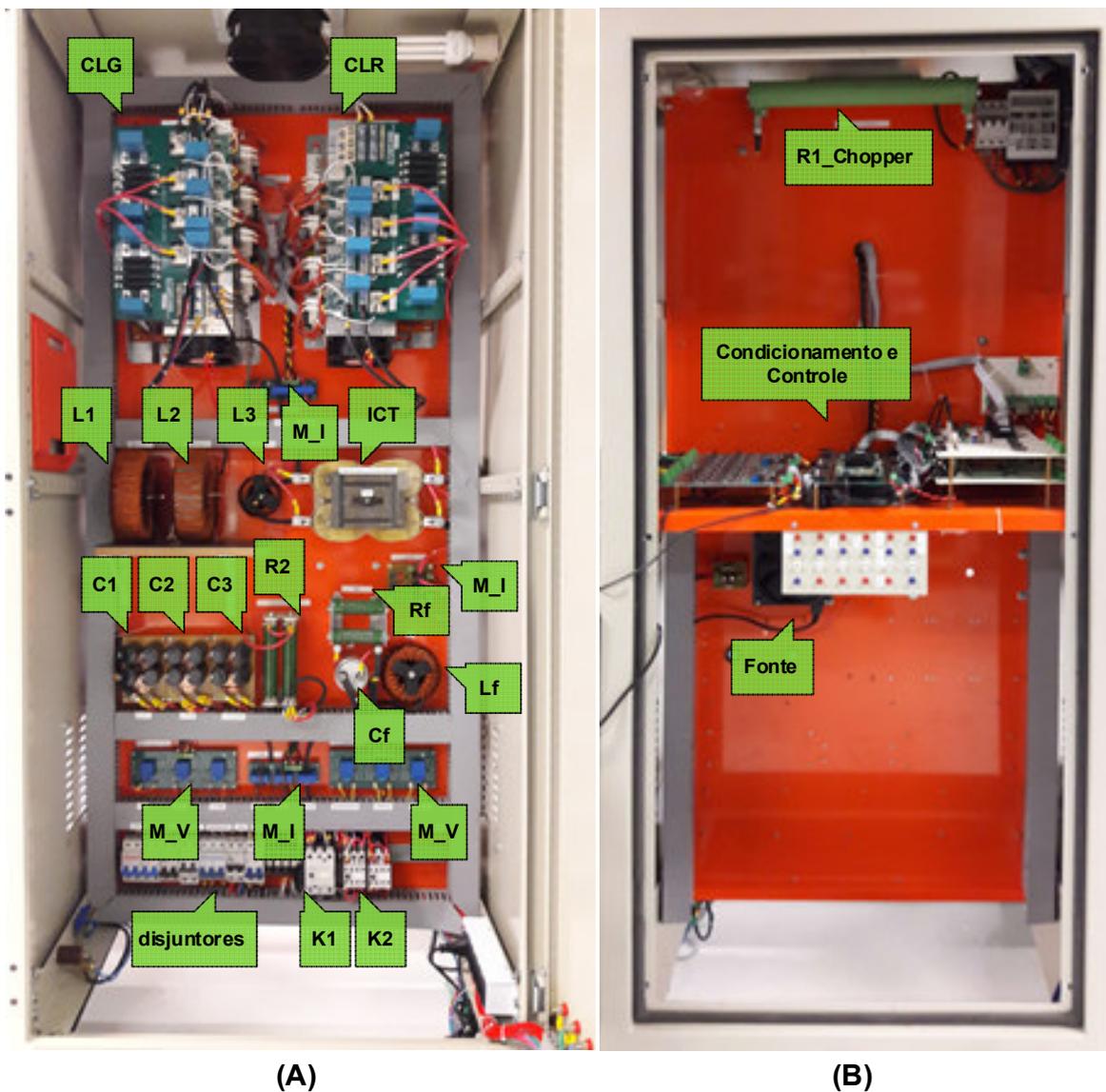


Figura 3.6: Vista da parte de potência (A) e controle do painel (B) do SHGEER.

3.1.2 Módulo de Controle

O módulo de controle utilizado no SHGEER é apresentado na Figura 3.7. O projeto das placas foi desenvolvido pelos alunos Guilherme Viana e Allan Cupertino do Laboratório de Conversão e Controle da Energia (LCCE) da UFMG e adaptado para nossa aplicação.

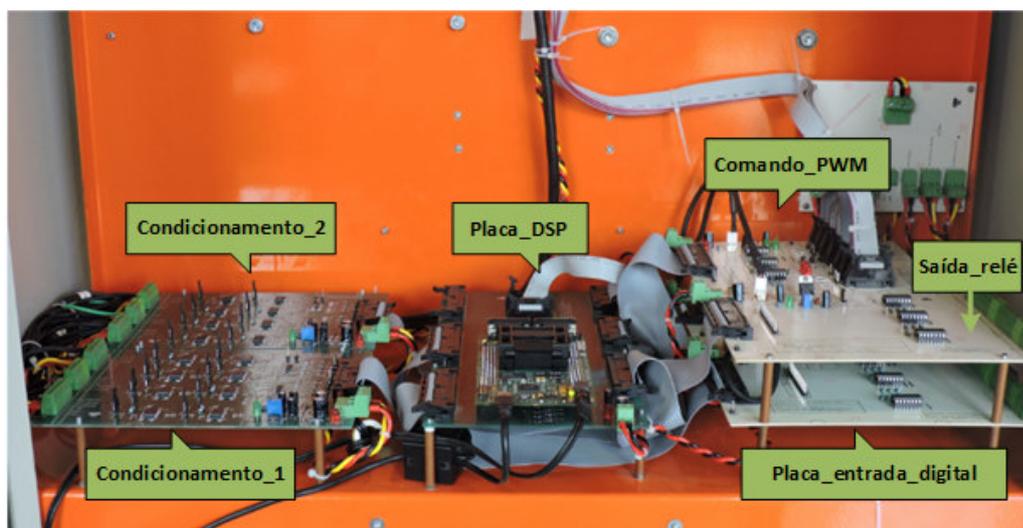


Figura 3.7: Módulo de Controle do SHGEER.

O módulo de controle é dividido nas seguintes partes:

- A Placa de condicionamento_1, é responsável pelo tratamento dos sinais analógicos de grandezas alternadas provenientes dos sensores hall de tensão (LV-25P) e corrente (LA-100P). Os mesmos necessitam de um sinal de deslocamento de 1,5 V para que sejam aplicados a entrada do DSP. Este deslocamento se faz necessário porque a entrada analógica do DSP só permite sinais entre 0 e 3,3 V;
- A Placa de condicionamento_2 é responsável pelo tratamento dos sinais analógicos de grandezas contínuas provenientes dos sensores hall de tensão (LV-25P) e corrente (LA-100P), sendo assim não necessitam de um sinal de deslocamento para que os sinais sejam aplicados a entrada do DSP;
- A Placa_DSP tem como elemento Principal o kit da Spectrum Digital *eZdsp™ F28335* e é responsável por realizar a interface entre os pinos de entrada e saída do kit e as demais placas do sistema de controle. Além disso essa placa possui proteção nas entradas analógicas do DSP para que o sinal de entrada não exceda os limites de operação do mesmo.
- A Placa de Comando_PWM é composta de 11 canais e é responsável por converter os sinais de 0 a 3,3V das saídas de PWM do DSP, para

sinais de 0 à 5V que são enviados para o Gate drive SKHI 22B nos módulos de potência;

- A Placa entrada _digital é responsável por converter sinais digitais de 0 à 5V ou 0 à 10V em sinais de 0 a 3,3V compatível com as entradas digitais do DSP. Esta placa é composta de 16 entradas;
- A placa saída_relé é utilizada para acionar relés que irão fazer interface com o sistema de comando e proteção sistema. Esta placa pode acionar até 8 relés auxiliares.

O kit da Spectrum Digital *eZdsp™ F28335* tem como principais características:

- Digital Signal Controller TMS320F28335 de ponto flutuante;
- Frequência de clock de 150MHz;
- Módulo A/D com 16 entradas de 12 bits;
- Memória SRAM de 256k bytes externa mais 68k bytes RAM interna e 512k bytes de memória Flash;
- Conector JTAG para emulação em tempo real.

Os conversores do lado da rede e do lado da geração são acionados pelo módulo de controle através da técnica *PWM (Pulse Width Modulation)* com frequência de chaveamento de 10,08 kHz para ambos. A taxa de amostragem para o sistema de controle é definida através da interrupção do A/D que foi definida em 20,16 kHz.

3.1.3 Módulos de Potência

Para montagem dos conversores do lado da rede e do lado da geração do sistema SHGEER foi utilizado o módulo de potência padrão fabricado pela empresa Semikron do Brasil. O módulo é composto por uma ponte retificadora trifásica, formada por três módulos de diodos modelo SKKD 46/12 e por quatro módulos de IGBT modelo SKM 100GB12T4. A Figura 3.8 apresenta o módulo de potência utilizado e seu esquema elétrico.

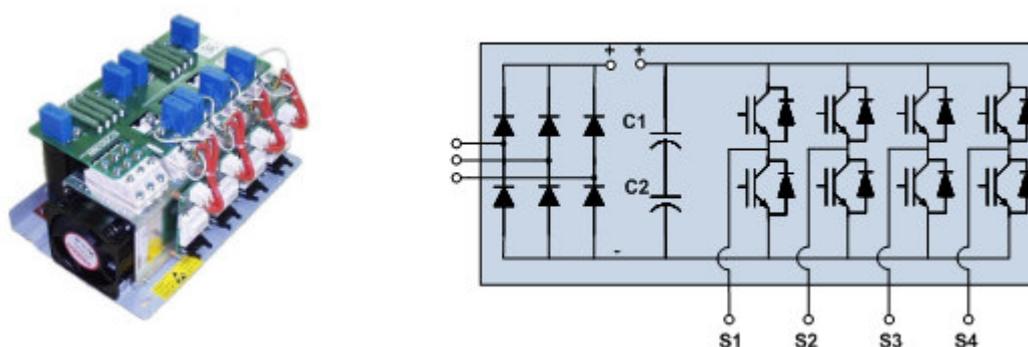


Figura 3.8: Módulo de potência Semikron e seu esquema elétrico; Fonte: Semikron.

Na montagem foram utilizados dois módulos de potência como o apresentado na Figura 3.8. Um dos conversores é responsável pela interface entre a geração do sistema e o barramento CC (CLG) do SHGEER, onde a ponte retificadora é utilizada na retificação da tensão gerada pela turbina eólica, enquanto três dos quatro módulos de IGBT's foram utilizados para montagem dos conversores tipo *Boost*, responsáveis por rastrear a máxima potência das duas fontes de energia. O quarto módulo de IGBT's foi utilizado como *chopper* para acionamento da resistência de frenagem da turbina eólica. No segundo módulo de potência foram utilizados apenas os quatro braços de IGBT's para montagem de duas pontes H que são conectadas de modo entrelaçado via o ICT. A Tabela 3.2 apresenta as características dos componentes do módulo de potência da Semikron.

Tabela 3.2: Características dos componentes do módulo de potência.

Conversor	Parâmetros
Módulo de IGBT do CLG e CLR	SKM 100GB12T4
	$V_{ce} = 1200 \text{ V}$
	$I_{igbt} = 160 \text{ (123) A para } T = 25 \text{ }^\circ\text{C (80) }^\circ\text{C}$
	$I_{diodo} = 121 \text{ (91) A para } T = 25 \text{ }^\circ\text{C (80) }^\circ\text{C}$
Módulo de diodo retificador	SKKD 46/12
	$I_{FAV} = 45 \text{ A para } T = 85 \text{ }^\circ\text{C}$
	$V_{RRM} = 1200 \text{ V}$
Barramento CC	$C_{eq} = 4700 \text{ } \mu\text{F}$
	$V_{dc\text{m}\acute{a}\text{x}} = 800 \text{ V}$
Gate driver	SKHI 22B

3.1.4 Inversores VSI Entrelaçados

Os conversores estáticos de potência entrelaçados são amplamente utilizados em aplicações de baixa tensão e alta corrente, aplicações onde é exigida uma conversão de uma fonte CC para uma carga CA ou vice-versa. O desenvolvimento e disseminação desta topologia de conversores têm motivado aplicações nas mais diversas áreas. Como na média e alta potência tais como compensadores estáticos (STATCOM's), fontes de alimentação ininterruptas (UPS's), filtros ativos, sistemas de transmissão de corrente alternada flexíveis (FACTS - "Flexible Alternating Current Transmission Systems), acionamento de motores, etc... [51], [52].

Para garantir que a tensão CA de saída seja sintetizada a partir de uma fonte contínua, é necessário o uso de uma técnica de modulação a exemplo a MLP (Modulação por largura de Pulso) ou no inglês *PWM* (Pulse Width Modulation). Como consequência, a forma de onda da tensão de saída em um VSI (Voltage Source Inverter) é composta por pulsos de alta frequência, e dependem do valor da tensão sintetizada na saída. Naturalmente, estas altas frequências devem ser amortecidas para um bom comportamento operacional, onde apenas a frequência fundamental é necessária [50], [51].

A Figura 3.9 apresenta um inversor VSI monofásico de quatro células. Observa-se que neste caso a corrente total de saída será a soma das correntes individuais de cada braço que são geradas mediante uma modulação *PWM* onde é utilizada uma modulante para todos os braços e uma portadora para cada braço.

A defasagem da portadora de um braço para o outro será calculada pela Equação (3.1) onde (N) corresponde ao número de células[51].

$$Df = 360^\circ / N \quad (3.1)$$

Na saída aparecerá um *ripple* de corrente de pequena amplitude, uma vez que as somas das componentes individuais de cada célula criam na saída uma corrente com período igual ao período de chaveamento dividido pelo número de células (N). Como consequência ocorre um aumento na frequência aparente de comutação da corrente de saída, o que faz com que os harmônicos de chaveamento fiquem localizados em torno das frequências múltiplas de chaveamento ($N \cdot F_s$) e a Distorção Harmônica Total (DHT) é reduzida [50], [51], [52].

O *ripple* da corrente de saída é calculado a partir da razão cíclica relativo (α') [49] :

$$\Delta I = \frac{\alpha'(1-\alpha')}{NF_s L} V_{CC} \quad (3.2)$$

Sendo F_s a frequência de chaveamento, L a indutância de cada braço do ICT e V_{CC} a tensão do barramento CC do inversor.

A razão cíclica (α) é a relação entre o tempo de chave ligada (T_{ON}) e o período de chaveamento (T_s), aplicado nos IGBT's de cada célula do inversor já a razão cíclica relativa (α') está associada ao período resultante do *ripple* na corrente de saída.

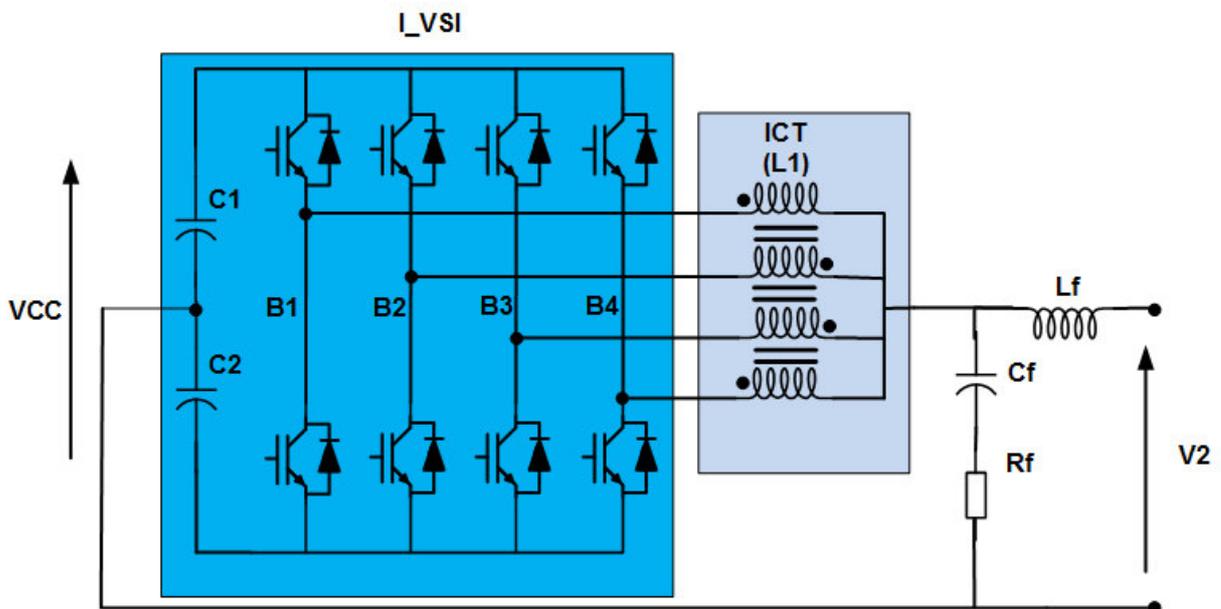


Figura 3.9: Inversor VSI monofásico de 4 braços em paralelo através de um ICT.

A fim de se verificar a vantagem do entrelaçamento de células em um inversor é apresentada a Figura 3.10, que mostra a redução em porcentagem do *ripple* da corrente de saída com o aumento de células, além da variação do *ripple* com a alteração do razão cíclica. Quanto maior o número células entrelaçadas, menor o *ripple* na corrente de saída. Além disso, pode-se ver que a ondulação da corrente de saída atinge zero quando o ciclo de trabalho é igual a um múltiplo de $1/N$.

Como em todos os conversores entrelaçados, a frequência do *ripple* de saída é N vezes a frequência de cada célula, assim o filtro de saída pode ser ainda menor [50], [52]. Apesar disto, é importante ressaltar que a medida que a indutância do filtro de saída é reduzida, a ondulação da corrente em cada braço aumenta. Isto ocorre porque cada braço do inversor fica trabalhando como um inversor de um único braço

(estrutura clássica) [52]. Assim, se um inversor entrelaçado deste tipo for projetado para obter a mesma ondulação de corrente de saída de um inversor clássico (com a mesma frequência de chaveamento), os seus indutores deveriam ser projetados para suportar uma maior indução magnética e maiores perdas do que o indutor usado no inversor clássico.

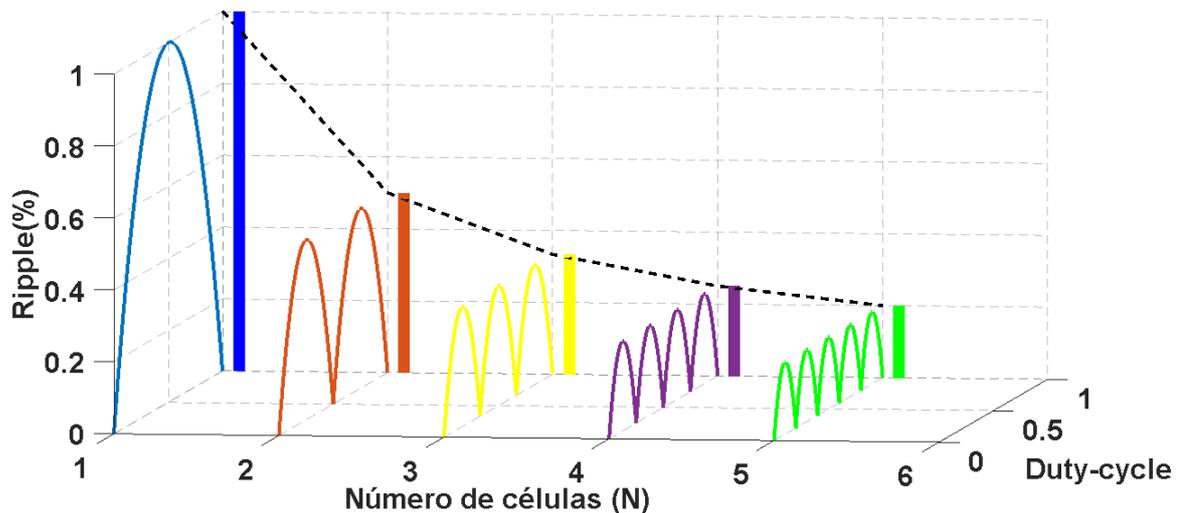


Figura 3.10: Redução da corrente de saída com aumento do número de células;
Fonte: Adaptado de [77].

3.1.5 Conversor do Lado da Rede

O conversor do lado da rede é composto por uma associação série paralela de quatro células (braços) conforme apresentado na Figura 3.11. Esta topologia em ponte completa adotada no SHGEER permite uma utilização mais ampla da tensão do barramento CC. Uma vez que na saída pode-se ter 5 níveis de tensão que vão de $(-V_{CC})$ a $(+V_{CC})$ conforme apresentado na Tabela 3.3 que relaciona a tensão de saída do conversor com o estado dos IGBT's do conversor.

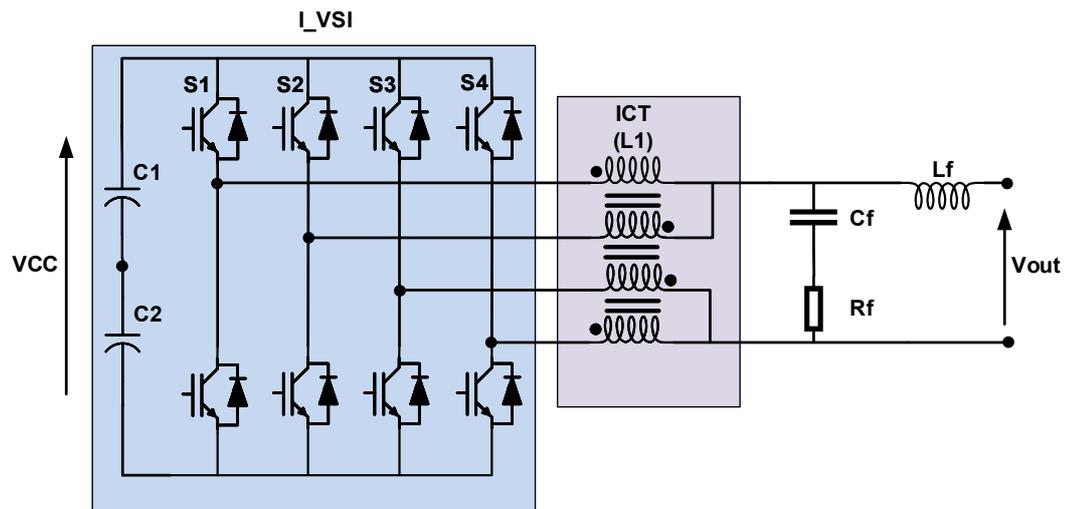


Figura 3.11: Configuração do Conversor do lado da rede.

Tabela 3.3: Níveis de saída do conversor relacionado ao estado dos IGBT's.

Níveis	S1	S2	S3	S4	V_{out}
1	0	0	0	0	0
2	1	1	0	0	V_{CC}
3	1	0	0	0	$0,5 V_{CC}$
3	1	1	1	0	$0,5 V_{CC}$
4	0	0	1	1	$-V_{CC}$
5	0	0	1	0	$-0,5 V_{CC}$
5	0	0	0	1	$-0,5 V_{CC}$
1	1	1	1	1	0

3.1.6 Indutores Acoplados (ICT)

Hoje o grande desafio da eletrônica de potência é a integração e compactação de sistemas para obtenção de dispositivos com maior densidade de potência e mais robustez. A questão principal é a redução de tamanho e peso, em particular de componentes de filtragem passiva como indutores ou transformadores, tudo isso conservando a alta performance do sistema. Hoje esta integração é possível através do uso por exemplo, de indutores acoplados (*InterCell Transformers-ICT*) em conversores entrelaçados de múltiplas células como mostrado em [53], [54]. O estudo dos ICT's nas últimas duas décadas permitiu o desenvolvimento de diversas aplicações seja em conversores CC-CC ou conversores CC-CA, sendo exemplos os

conversores *Boost*, Buck, flyback e inversores trifásios para acionamento de motores, etc... O principal benefício do ICT é a redução das perdas de alta frequência no cobre e no núcleo do componente magnético usado para conectar as células em paralelo [50].

A Figura 3.12 apresenta uma ilustração de um ICT de duas células. Nesse caso, os pulsos de disparos das duas células de IGBT's estariam 180° defasados e seus respectivos fluxos magnéticos apresentariam um aspecto complementar. O sentido em que circulam as correntes nos enrolamentos faz com que os fluxos associados a cada corrente (Φ_1 e Φ_2) sejam somados na perna central. Os fluxos estão associados a tensões entrelaçadas e também são entrelaçados.

A estrutura é feita de um material ferromagnético de alta permeabilidade, assim a relutância do entreferro será muito maior do que as relutâncias do núcleo em consequência, a força magnetomotriz sobre as pernas que têm enrolamentos é praticamente a mesma que aparece sobre o entreferro. Como consequência, o fluxo magnético resultante terá uma ondulação reduzida (ou mesmo sem ondulação dependendo da razão cíclica) e a sua frequência será o dobro da frequência de chaveamento [53].

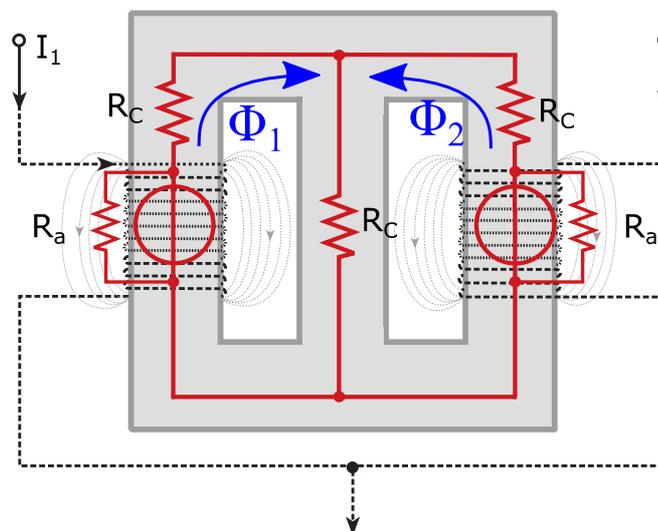


Figura 3.12: ICT de duas células; Fonte: [77].

Para entender a diferença de um conversor com ICT ou indutores desacoplados será utilizado o inversor monofásico de duas células apresentado na Figura 3.13. Primeiramente o inversor será conectado a carga via indutores

desacoplados e na segunda etapa estes são substituídos por indutores com acoplamento magnético.

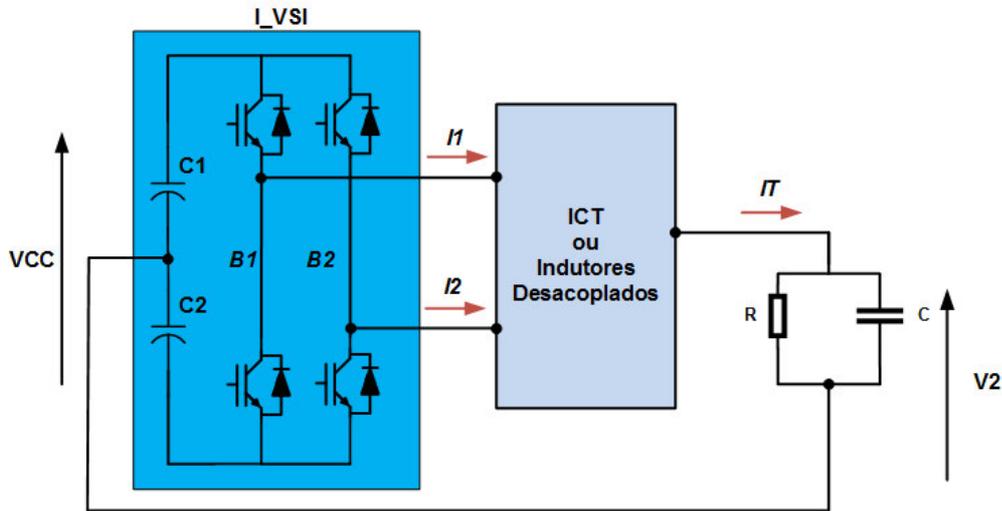


Figura 3.13: Inversor monofásico com indutores desacoplados ou ICT; Fonte: Adaptado de [49] .

O inversor está sintetizando uma tensão na saída com freqüência de 60 Hz sendo os parâmetros utilizados na simulação: $F_s = 10.08 \text{ kHz}$, $V_{CC} = 200 \text{ V}$, $C = 100 \text{ uF}$ e $R = 1 \text{ } \Omega$. A portadora utilizada na modulação PWM do braço 1 está 180° defasada em relação ao braço 2. A Figura 3.14 mostra as correntes de saída para o inversor operando com indutores desacoplados e com o ICT.

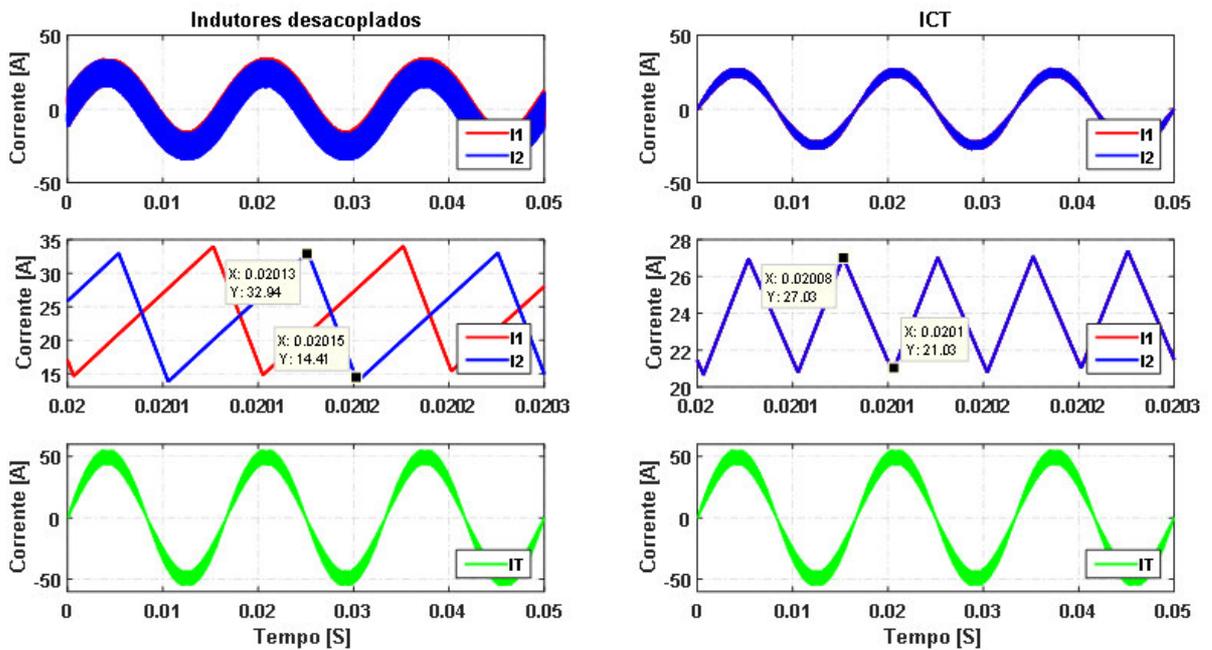


Figura 3.14: Corrente nas células e de saída para operação com ICT e indutores desacoplados.

Aplicando uma ampliação nas correntes das células observa-se que para operação com o ICT as correntes individuais nas células tiveram seu *ripple* máximo dividido por três, já a corrente total de saída permanece inalterada para as duas situações. Observa-se que com a utilização do ICT devido ao acoplamento magnético a corrente nos braços aparece sobrepostas uma sobre a outra. Outro ponto de destaque é que quando o *ripple* nas células individuais do inversor é mínimo na simulação com o ICT, para o mesmo instante com indutores desacoplados ele é máximo (*razão cíclica* de 50%) conforme mostrado em [50], [51].

3.1.6.1 Projeto do ICT

Neste tópico serão apresentados os critérios utilizados para o projeto do ICT do SHGEER, considerando que é parte deste trabalho a implementação de inversor monofásico multicelular entrelaçado de quatro células. A determinação da indutância do ICT (L_{ICT}) é fator fundamental para definir o comportamento dinâmico do conversor. Dessa forma é importante destacar alguns aspectos relativos a esta indutância citados em [52]:

1. O papel deste componente é filtrar os harmônicos do chaveamento e para essa função específica, quanto maior a indutância, maior a atenuação dos harmônicos;
2. Embora L_{ICT} seja necessária para reduzir os harmônicos de chaveamento, ela tem um efeito importante na frequência fundamental da rede, uma vez que todo o fluxo de corrente do conversor irá passar pela mesma.
3. O efeito de L_{ICT} na frequência fundamental não é desejável e não pode ser desprezado. Dessa forma a mesma deve ser minimizada para reduzir as perdas do indutor e a queda de tensão nas baixas frequências e também para reduzir o tamanho do ICT;
4. Os conversores paralelos com indutores entrelaçados desacoplados apresentam um baixo *ripple* na corrente de saída total, embora cada célula individual possa apresentar um alto *ripple*. O *ripple* por célula aumenta a medida que o número de células é incrementado para o mesmo *ripple* de saída. Como consequência, as perdas de chaveamento e no cobre aumentam [53].

Os pontos listados acima apresentam situações antagônicas para indutores desacoplados, por exemplo elevada indutância em alta frequência e uma baixa indutância em baixas frequências. Entretanto este efeito pode ser alcançado com o uso de um ICT. O ICT é uma solução para reduzir o *ripple* individual da células, além de ter a capacidade de filtragem das altas frequências. Esta característica só é possível graças à indutância mútua entre fases do ICT, isto é, as variações de corrente numa célula irão refletir-se em mudanças numa segunda célula.

A matriz abaixo apresenta o acoplamento magnéticos entre as diversas células de um ICT.

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{11} & -L_{12} & \cdots & -L_{1N} \\ -L_{21} & L_{22} & \cdots & -L_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \cdots \\ -L_{N1} & -L_{N2} & \cdots & L_{NN} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Onde os parâmetros na diagonal são as indutâncias próprias (L_{ii}) e os outros são as indutâncias mútuas entre a célula i e j (L_{ij}). No caso de indutores não acoplados, $[L]$ é uma matriz diagonal e as indutâncias mútuas são zero. É importante notar que a orientação de acoplamento correto entre as células irão atuar aumentando ou diminuindo o *ripple* individual. Enquanto as indutâncias mútuas forem negativas entre cada par de células do ICT, o acoplamento reduzirá ambas as correntes e aumentará a frequência da corrente de saída. Por outras palavras, a minimização do *ripple* e o aumento da frequência de comutação aparente irão ocorrer no circuito magnético [51]. O ICT representa uma solução inteligente em conversores entrelaçados desde de que sejam respeitadas as condições de projeto. teremos:

1. Redução do *ripple* de saída e aumento da frequência aparente do mesmo e consequentemente, a impedância será maior apresentado uma boa atenuação às frequências de chaveamento;
2. Redução das perdas no cobre e no núcleo;
3. Na frequência fundamental, somente a indutância de dispersão atuará e menos energia será armazenada no campo magnético exigindo um componente menor e reduzindo as perdas;

4. O *ripple* de corrente individual também será reduzido, para um determinado *ripple* de saída fixo que representa um comportamento oposto em comparação com indutores não acoplados.

O Projeto do ICT é uma tarefa complexa de ser realizada devido às várias variáveis mecânicas, elétricas e magnéticas que comprometem o comportamento deste componente [50]. Dependendo da aplicação, são esperadas diferentes características no ICT no que diz respeito ao custo, volume, peso e eficiência. Além disso, a corrente nominal flui através dele e conseqüentemente, altas perdas nos caminhos elétricos e magnéticos estão presentes e por estas razões este componente tem uma extrema importância.

Ao adotar um elemento ICT em sistemas multicelulares, as perdas são reduzidas, mas parâmetros extras devem ser levados em consideração no processo de projeto e a complexidade do controle também aumenta durante a operação [54]. Isto leva à necessidade de algoritmos de otimização no desenho do ICT, no qual se consideram as variáveis, parâmetros, restrições e objetivos.

A rotina de otimização usado para a concepção do ICT foi desenvolvida no Laboratório Laplace da Universidade de Toulouse na França e realiza cálculos geométricos para encontrar volume, massa, resistência, troca de calor, densidade de fluxo CA e CC, *ripple* de corrente definido pela indutância de dispersão CA, perdas no núcleo e etc... Os detalhes dessa rotina podem ser encontrados no trabalho [50].

O ICT a ser desenvolvido para SHGEER tem formato de cubo onde serão distribuídas as quatro células. Por se tratar de um formato não padrão de núcleo, optou-se pela compra de um núcleo padrão tipo E da empresa Magnetics que tem como características principais, nível de saturação elevado $B_{sat}=1,05 T$, permeabilidade magnética $\mu = 26$ e fator de indutância $A_L=180 nH/T^2$. A Figura 3.15 mostra o núcleo utilizado. Foram utilizadas quatro peças do mesmo para montagem do ICT. Para chegar a topologia do núcleo otimizada pelo software foi necessário realizar cortes no núcleo E e depois realizar a união das peças através do processo de colagem. O interessante da topologia otimizada pelo software é que todas as peças cortadas foram utilizadas para formação do núcleo final, não ocorrendo assim perda de material.

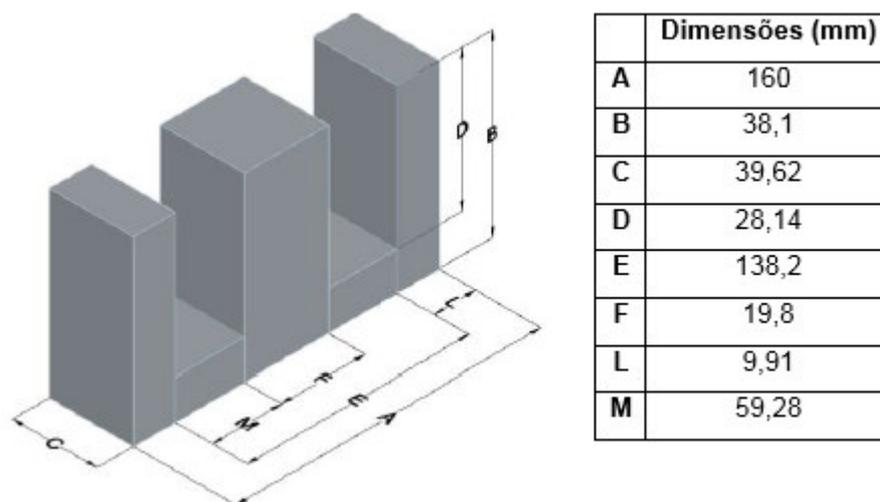


Figura 3.15: Núcleo 00K160LE026: Fonte Magnetics.

A Figura 3.16 mostra a vista explodida e a final respectivamente do projeto do ICT que foi desenvolvido no software. As bobinas foram fabricadas com material condutor de lâmina de alumínio e cada bobina possui 30 voltas. Já a Figura 3.17 apresenta a sequência de confecção do ICT, onde na posição 1, temos os dois segmentos do cubo já montados, na posição 2 é apresentada duas das quatro bobinas do ICT e a posição 3 mostra o ICT completo.

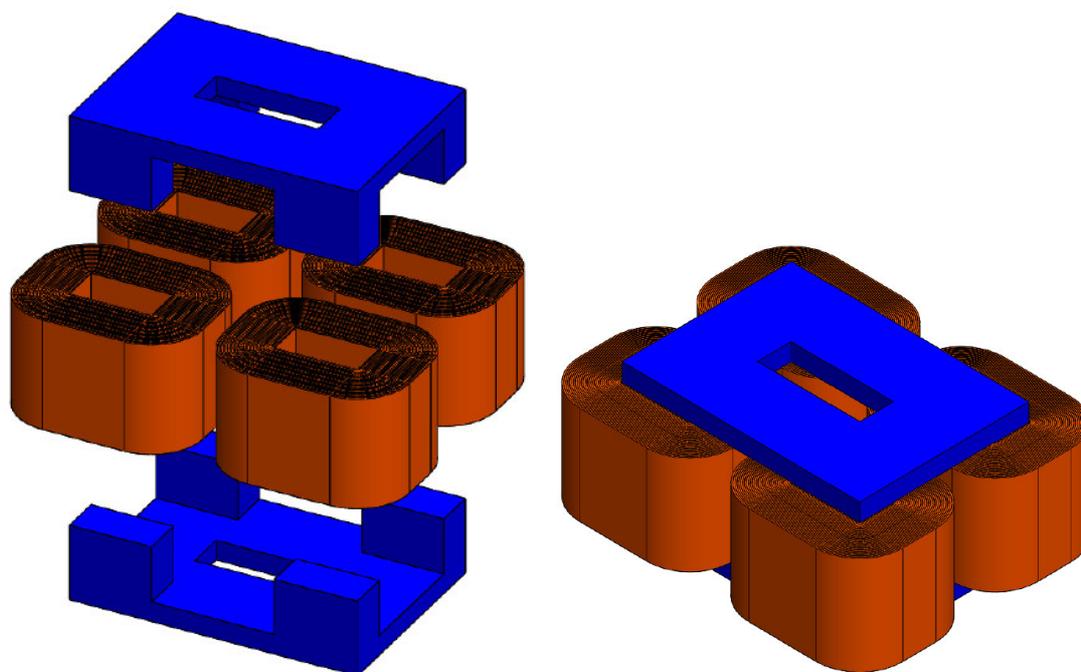


Figura 3.16: Vistas de projeto do ICT.

A Tabela 3.4 mostra os dados finais e dimensões do ICT, que podem ser facilmente conseguidos a partir da Figura 3.15 que representa um dos quatros seguimentos de um núcleo tipo E que foram utilizados na montagem do ICT.

Tabela 3.4: Dados do ICT.

Material condutor da bobina	-	Alumínio
Espessura da lâmina	el	0.3 mm
Altura da lâmina	al	40 mm
Espaçamento entre enrolamentos 1	eee1	4,6 mm
Espaçamento entre enrolamentos 2	eee2	8,2 mm
Largura ramo vertical do núcleo	lrvn	19,8 mm
Altura da parte superior do núcleo	apsn	10 mm
Lado menor do núcleo	lme	98,88 mm
Lado maior do núcleo	lma	138.52 mm
Altura do núcleo	an	76.2 mm
Número de espiras da bobina	Ne	30

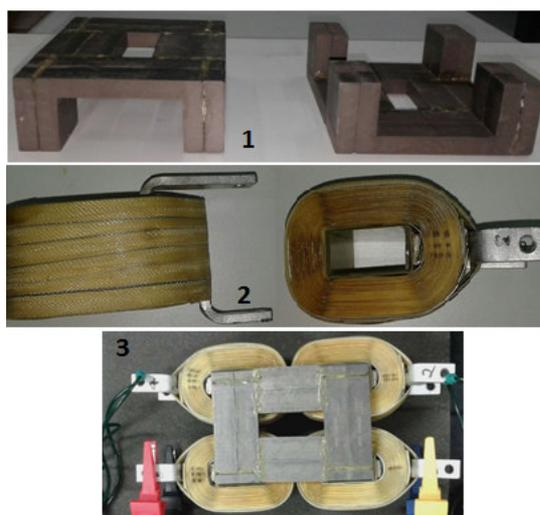


Figura 3.17: Sequências da fabricação do ICT.

3.1.6.2 Determinação dos parâmetros do ICT

Para identificação das indutâncias mútuas e próprias do ICT foram utilizados os procedimentos descrito em [55]. A Figura 3.18 apresenta a montagem com os equipamentos utilizados no ensaio sendo eles um osciloscópio TPS 2024B e três pontas de prova de tensão e uma de corrente também da Tektronix além da mala de

teste e calibração da empresa OMICRON modelo CMC256 responsável por injetar a corrente nas bobinas do ICT.



Figura 3.18: Montagem realizada para identificação do ICT.

As indutâncias próprias e mútuas são calculadas através da parte imaginária da impedância das bobinas. A indutância própria é calculada com a tensão aplicada e a corrente resultante, enquanto as indutâncias mútuas são calculadas com as tensões induzidas e a corrente aplicada conforme apresentado nas equações (3.4) e (3.5) respectivamente:

$$L_i = \frac{1}{\omega} \text{imag} \left(\frac{V_{COLLi}}{I_{COLLi}} \right) \quad (3.4)$$

$$M_{ij} = \frac{1}{\omega} \text{imag} \left(\frac{V_j}{I_{COLLi}} \right) \quad (3.5)$$

O teste consiste em aplicar uma corrente de 10 A eficazes em uma das quatro bobinas do ICT com a mala de teste e medir a tensão resultante nesta e nas outras três bobinas que estão com os terminais abertos. Com as medições de corrente e tensão realizadas no osciloscópio e o tratamento dos dados no Matlab é possível determinar a indutância própria desta bobina bem como as mútuas para as demais pernas do ICT.

A Figura 3.19 apresenta as medições realizadas para o ensaio com aplicação de 10 A eficazes e frequência de 1 kHz aplicada na bobina 1 (I1) e as tensões nas quatro bobinas medidas. O aspecto inverso de V2, V3 e V4 em relação a V1 mostra que há um acoplamento negativo entre a bobina 1 e as demais. Esta característica é importante para o cancelamento de ondulação durante a operação do VSI. Também pode ser observado que as tensões induzidas têm diferentes valores de pico o que indica diferentes indutâncias mútuas L12, L13 e L14, fruto de características físicas não-simétricas do ICT.

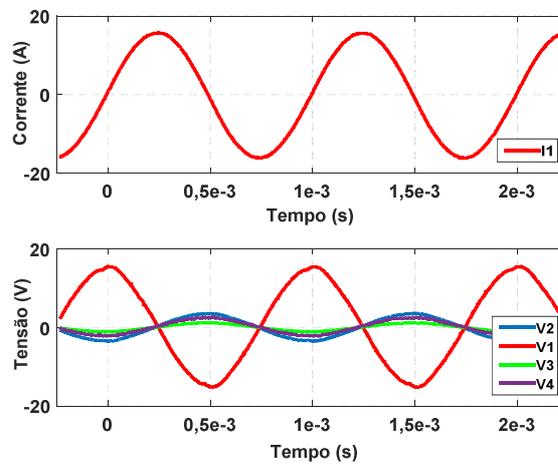


Figura 3.19: medições durante teste da bobina 1 do ICT.

Os ensaios foram realizados com aplicação de correntes em duas frequências (60 Hz e 1 kHz). As Equações (3.6) e (3.7) respectivamente apresentam a matriz de indutância para estas duas situações.

$$L_{60Hz} = \begin{bmatrix} 153,1 & -30,8 & -21,1 & -9,6 \\ -30,8 & 153,6 & -9,8 & -19,8 \\ -21,0 & -9,5 & 155,7 & -32,0 \\ -9,9 & -20,2 & -31,9 & 156 \end{bmatrix} \mu H \quad (3.6)$$

$$L_{1kHz} = \begin{bmatrix} 148,4 & -34,1 & -22,8 & -10,8 \\ -33,8 & 148,1 & -11,0 & -22,3 \\ -22,8 & -10,6 & 155,7 & -34,7 \\ -11,1 & -21,9 & -34,8 & 149,7 \end{bmatrix} \mu H. \quad (3.7)$$

Analizando os resultados das indutâncias mútuas e próprias apresentados observamos que elas tem uma variação desprezível com a frequência. Esse

comportamento ocorre porque a condutividade elétrica da ferrite é tão pequena que a distribuição magnética não é modificada pela corrente induzida dentro do núcleo (verificada até 1 kHz) e, como consequência, a permeabilidade magnética permanece constante nessa faixa de frequência [55].

Para realização da medição da indutância equivalente do ICT, os quatro enrolamentos do mesmo foram conectados em série de acordo com a polaridade de operação e com o auxílio de uma ponte LCR da Agilent Modelo U1731C a indutância de dispersão do ICT foi encontrada.

As resistências foram medidas por um microhmímetro a uma temperatura de 23,7°C as mesmas são apresentadas na Tabela 3.5.

Tabela 3.5: Resistências das bobinas do ICT.

R_1	R_2	R_3	R_4
8,3m Ω	8,29m Ω	8,45m Ω	8,42m Ω

3.1.7 Filtro LCL

Os inversores estáticos de tensão modulados em alta frequência, com destaque para aqueles com modulação por largura de pulso, têm sido amplamente utilizados para sintetizar tensões senoidais para as mais variadas aplicações, tais como fontes ininterruptas de energia (UPS), inversores para fontes de energia renovável entre outros [64]. Suas principais vantagens são o controle bidirecional e independente do fluxo de potências ativa e reativa permitindo a regulação da tensão no barramento de corrente contínua e o controle do fator de potência.

Os harmônicos gerados pela ação de chaveamento de conversores são de baixa amplitude e múltiplos da frequência de chaveamento, normalmente na faixa de 2 kHz a 15 kHz. Os sinais nesta ordem de frequência podem causar danos a outros equipamentos conectados à rede elétrica [62].

Existem diversos tipos de filtros que podem ser utilizados na atenuação dos harmônicos de chaveamento em conversores, sendo que os três mais convencionais são o L, LC e o LCL [64], [65]. O filtro L é o mais simples de ser implementado e controlado, por se tratar de um sistema de primeira ordem. O agravante de se utilizar esse filtro é que para se ter uma maior atenuação nos harmônicos é necessário que

o valor de indutância seja elevado [63]. Isso torna-se um problema em quesitos de projeto e operacionais, já que a queda de tensão no indutor é alta (o que demanda uma maior tensão no barramento de corrente contínua do conversor), além do alto custo e dimensão de um indutor com alta impedância.

Uma solução é a utilização do filtro LC ou LCL, que podem apresentar a mesma capacidade de atenuação do filtro L, utilizando elementos passivos com menor capacidade de armazenamento de energia. O filtro LC é um circuito de segunda ordem, apresentando assim uma atenuação de 40dB/dec, permitindo a utilização de um indutor menor para se obter o mesmo desempenho de um filtro L. O problema encontrado neste filtro é que com a utilização do capacitor, em paralelo com a rede, gera transitórios de conexão, além da ressonância que pode desestabilizar o controle [65]

O filtro LCL é uma solução para os filtros L e LC, por apresentar indutâncias menores além de corrigir o problema dos transitórios de conexão. A Figura 3.20 apresenta uma comparação entre a resposta em frequência dos filtros L e LCL.

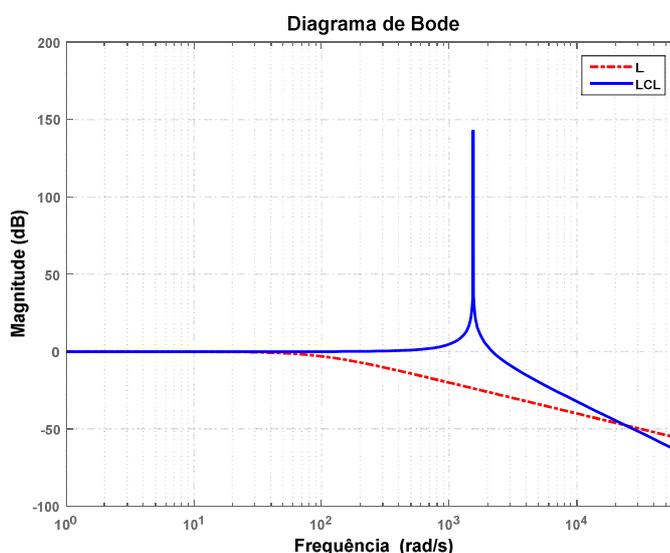


Figura 3.20: Resposta em frequência para os Filtros L e LCL.

Outro ponto para escolha de filtros LCL é que as normas internacionais são muito rigorosas quanto a distorção harmônica de corrente no ponto de conexão dos inversores. Dessa forma a solução preferida torna-se o uso de filtros de alta ordem como LCL, que fornecem atenuação de 60 dB por década para a portadora *PWM* e harmônicos de tensão da banda lateral [66]. Com esta solução, resultados ótimos

podem ser obtidos usando valores relativamente pequenos de indutores e capacitores.

O esquema de um filtro LCL é apresentado na Figura 3.21, nesse contexto como neste trabalho é utilizado um inversor multicelular entrelaçado onde L_{ICT} representa a impedância dos N indutores do ICT de saída em paralelo.

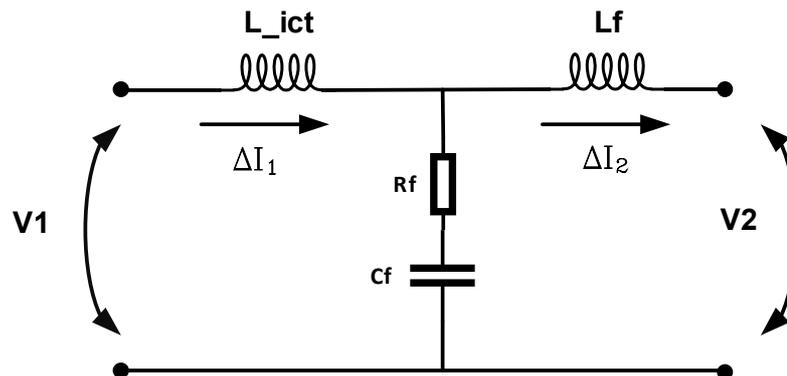


Figura 3.21: Esquema elétrico de um filtro LCL.

Existem várias restrições e considerações para se definir os parâmetros de um filtro LCL como *ripple* de saída, *ripple* no conversor, queda de tensão, potência reativa, frequência de ressonância, atenuação, perdas, etc. As perdas de filtro são uma questão especial a considerar em VSI conectado à rede, uma vez que contribui para maiores perdas no sistema de conversão [66]. O primeiro indutor (L_{ICT}) tem sua entrada sujeita a um alto dV / dt e é geralmente o componente responsável pela atenuação da porção maior da ondulação de corrente. Além disso, a corrente nominal flui através dele e conseqüentemente, altas perdas nos caminhos elétricos e magnéticos estão presentes e por estas razões este componente tem uma extrema importância.

Em comparação com os simples filtros tipo L, com a adição de um capacitor extra e de um indutor (C_f e L_f), obtém-se uma atenuação relevante e é possível obter um *ripple* menor na corrente de saída com componentes menores. A Figura 3.22 mostra uma análise comparativa do *ripple* de corrente na rede sobre o *ripple* de corrente na saída do conversor para a situação em que L_{ICT} é mantida fixa e apenas C_f e L_f são variadas. Observa-se que quanto maior o valor do capacitor e da indutância, menor será o *ripple* de corrente na rede.

Com o aumento da complexidade do filtro através da adição de componentes extras (L_f e C_f), o comportamento de ressonância deve ser analisado

e amortecido uma vez que para o filtro LCL, ocorre um ganho elevado na frequência de ressonância. Esta pode ser prejudicial a estabilidade do sistema como pode ser observado na Figura 3.20.

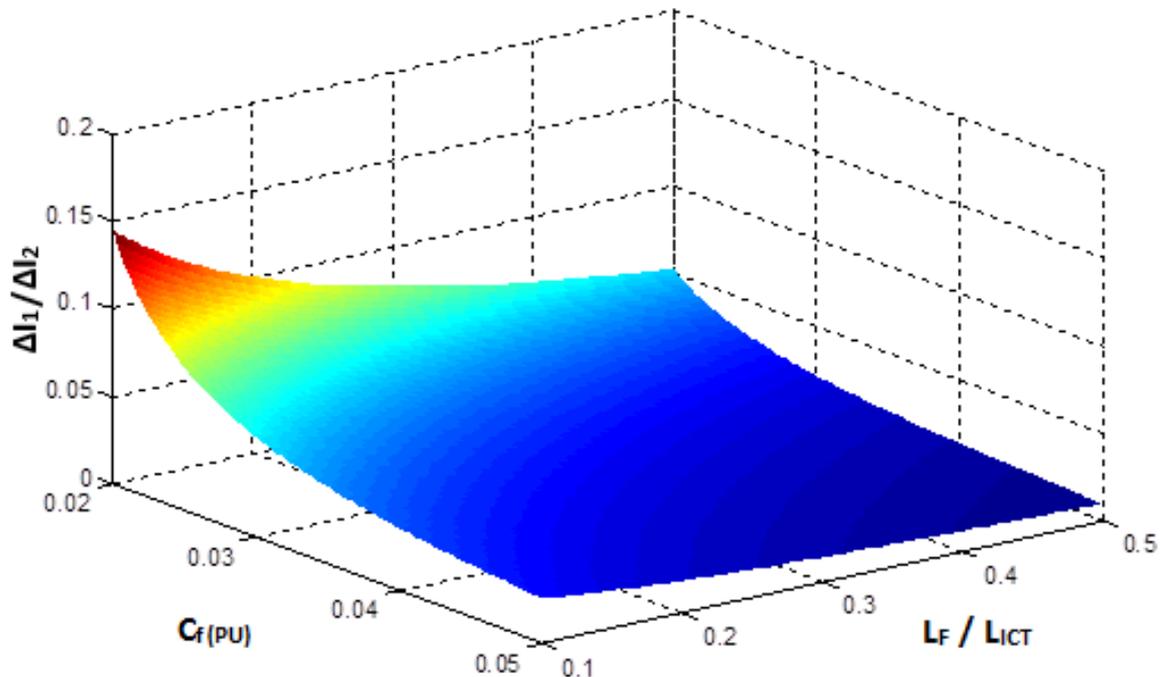


Figura 3.22: Variação do *ripple* de saída para L_{ICT} fixo e L_f e C_f variando; Fonte: Adaptado de [77].

A maneira mais simples de fazer isso é adicionando um resistor em série com o C_f . Naturalmente, a resistência dos indutores já contribuem para este amortecimento, entretanto seus valores devem ser minimizados para reduzir as perdas do filtro, uma vez que fazem parte do trajeto da corrente principal [66]. Essas pequenas resistências não alteram significativamente as funções de transferência do sistema e, por isso, serão negligenciadas nas expressões analíticas do filtro [62].

O comportamento do filtro pode ser expresso pela funções de transferências apresentadas na Equações (3.8) e (3.9) que relacionam a corrente na indutância do ICT e a corrente no indutor de saída ($I_{L_{ICT}}$ e I_{L_f}), respectivamente, à tensão de saída do conversor. A principal diferença entre as características destas funções de transferência está na Equação (3.8). Existe um par de zeros cuja localização é definida por R_f , L_f e C_f . Já a Equação (3.9) tem apenas um zero cuja constante de tempo é definida por R_f e C_f [66].

$$\frac{I_1(S)}{V_1(S)} = \frac{1}{L_{ICT}} \frac{S^2 + \frac{R_f}{L_f} S + \frac{1}{L_f C_f}}{S(S^2 + 2\xi_p \omega_p S + \omega_p^2)} \quad (3.8)$$

$$\frac{I2(S)}{V_1(S)} = \frac{R_f}{L_{ICT} L_f} \frac{S + \frac{1}{R_f C_f}}{S(S^2 + 2\xi_p \omega_p S + \omega_p^2)} \quad (3.9)$$

A frequência de ressonância (ω_p) e o coeficiente de amortecimento (ξ_p) das funções de transferência podem ser calculados através das Equações (3.10) e (3.11):

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L' C_f}} \quad (3.10)$$

$$\xi_p = \frac{R_f}{2} \sqrt{\frac{C_f}{L'}} \quad (3.11)$$

Onde:

$$L' = \frac{L_{ICT} L_f}{L_{ICT} + L_f} \quad (3.12)$$

3.1.7.1 Projeto do Filtro LCL

Conforme mencionado, um filtro LCL proporciona uma solução interessante para atenuar a frequência de chaveamento além de ter um tamanho reduzido em comparação ao L e LC, o que permite redução de perdas e custo.

Seu projeto começa com a especificação do *ripple* de saída admissível e os próximos passos dependem de outros requisitos e limitações do sistema. A sequência com os passos de projeto para alcançar o mais elevado desempenho com as considerações propostas em [51], [51], [63] e [66] são apresentadas abaixo:

1. O valor da capacitor é limitado pela potência reativa do sistema e deve ser inferior a 5% da potência máxima que circula no sistema;
2. Os valores das indutâncias devem ser pequenos para evitar elevadas quedas de tensão;

3. A frequência de ressonância deve estar em uma faixa de frequência segura, entre dez vezes a frequência fundamental e a metade da frequência de chaveamento ($10\omega_{rede} < \omega_{res} < 0,5\omega_s$). A frequência de ressonância em radianos por segundo do filtro LCL pode ser obtida através da Equação (3.13) [63]:

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_{ICT} + L_f}{L_{ICT} L_f C_f}} \quad (3.13)$$

4. O resistor de amortecimento deve ser calculado levando em consideração a resposta dinâmica do filtro, a frequência de ressonância e as perdas nas baixas frequências. Em [62], os autores recomendam usar duas vezes a impedância do capacitor na frequência de ressonância.

Os itens listados acima adicionam restrições, mas não são suficientes para definir os quatro parâmetros de filtro LCL (L_{ICT} , L_f , C_f e R_f). Para que todos os valores sejam especificados, o projeto pode escolher restrições adicionais ou definições dependendo das características do sistema.

Neste caso como se utiliza um ICT a complexidade aumenta, por exemplo, a complexidade do projeto deste componente está relacionada com a indutância de dispersão e é difícil de ser definida para diferentes condições. Neste caso, o projeto do ICT poderia ser tratado primeiro fixando o valor de L_{ICT} e depois, os outros parâmetros de filtros especificados para o *ripple* de corrente desejado na saída, com base nas restrições listadas acima.

Diante do que foi exposto o projeto do filtro LCL do SHGEER seguiu os seguintes procedimentos:

1. Projetar o ICT, de maneira a garantir um *ripple* de corrente em L_{ICT} de aproximadamente 20%;
2. O capacitor foi projetado considerando uma potência reativa máxima de 3% da nominal;
3. O indutor L_f foi projetado para um *ripple* na rede menor que 1%;
4. O resistor de amortecimento do filtro foi projetado para apresentar a mesma impedância do capacitor na frequência de ressonância.

3.1.7.2 Identificação do Filtro LCL

Para identificação dos parâmetros do filtro LCL utilizou-se do método de resposta em frequência no qual é aplicada uma tensão senoidal na entrada do filtro e é monitorada a corrente que circula no ICT. Para realização deste ensaio, foram utilizados um osciloscópio Tektronix modelo TPS 2024B e um gerador de função também da Tektronix modelo AFG3021B. Devido à limitação de corrente de saída do gerador de função foi utilizado um resistor de precisão em série com o filtro LCL. A resposta em frequência obtida é diferente do real uma vez que foi utilizado um resistor durante os ensaios. Entretanto, de acordo com Figura 3.23, o objetivo de verificar o modelo e refinar os parâmetros foram alcançados.

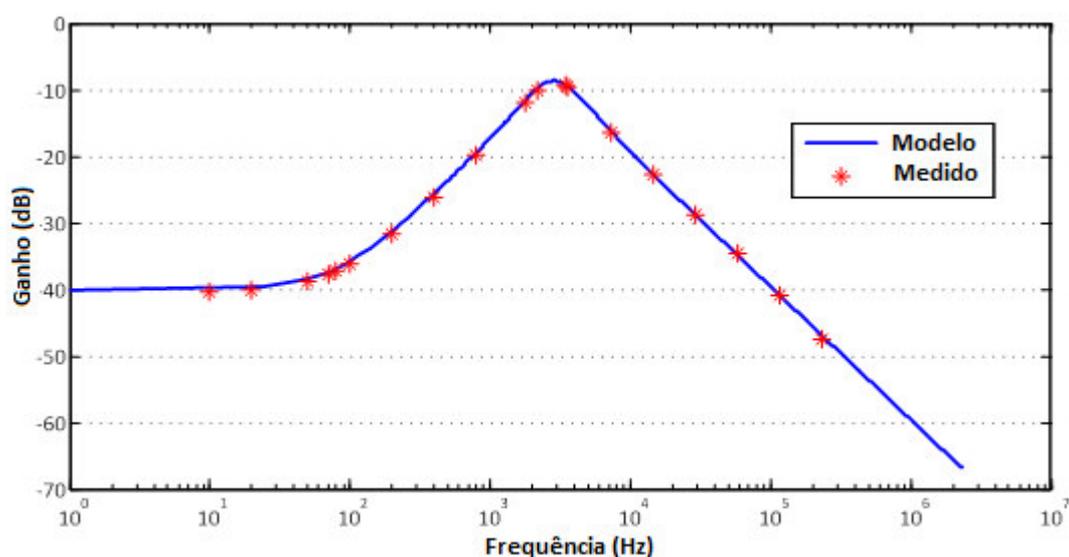


Figura 3.23: Resposta em frequência do filtro LCL para o sinal medido e o modelado; Fonte: Adaptado de [82].

A Tabela 3.6 apresenta os dados encontrados durante identificação do filtro LCL.

Tabela 3.6: Parâmetros da identificação do filtro LCL

Indutância equivalente do ICT	L_{ICT}	153 μH
Indutância de saída do filtro	L_f	367 μH
Capacitor do filtro	C_f	20 μF
Resistor de amortecimento	R_f	1,8 Ω

3.1.8 Conversores *Boost*

O conversor *Boost* ilustrado pela Figura 3.24, tem como característica principal apresentar em sua saída uma tensão maior à de entrada e por esse motivo também é conhecido como elevador de tensão. O princípio de funcionamento é bem simples: Quando o *IGBT* conduz, ele conecta a fonte (painéis fotovoltaicos) diretamente à bobina que armazena energia em forma de campo magnético, e quando o *IGBT* é desligado a bobina tende a manter a corrente circulando na mesma direção, o que carrega o capacitor de saída com a tensão dos painéis mais a armazenada no indutor. O conversor *Boost* pode operar em dois modos, sendo o primeiro o Modo de Condução Descontínuo (MCD) que ocorre quando, durante a condução do diodo de saída, a energia que foi armazenada na indutância durante a condução da chave estática torna-se nula. Já no Modo de Condução Contínua (MCC), a corrente no diodo não chega a zero, ou seja, o indutor não se descarrega totalmente [56].

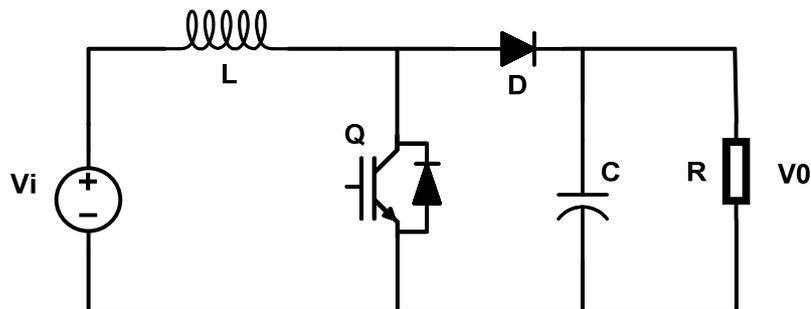


Figura 3.24: Topologia de um conversor *Boost*.

Este trabalho limita-se ao estudo do conversor em modo de condução contínuo sendo assim temos como apresentado em [57] a Equação (3.14):

$$V_0 = \frac{1}{1-D} V_i \quad (3.14)$$

Onde V_0 é a tensão de saída, V_i a tensão da fonte e D a razão cíclica. A modelagem completa do conversor *Boost* será omitida deste trabalho pois é uma abordagem que já foi exaustivamente estudada em diversos trabalhos como em [38], [56], [58] e [67].

3.1.8.1 Topologia do *Boost* Entrelaçado

Os conversores *Boost* são popularmente empregados em diferentes aplicações. Neste trabalho o conversor será responsável por extrair a máxima potência dos painéis fotovoltaicos através de um algoritmo de MPPT e injetá-la no Link-CC. A Figura 3.25 mostra o conversor do lado da geração que é composto de três conversores tipo *Boost*, sendo dois para geração fotovoltaica, com potências nominais de entrada iguais, e um terceiro para realizar o MPPT da turbina eólica.

Utilizando a mesma teoria aplicada aos inversores VSI entrelaçados, verifica-se que na conexão em paralelo, a corrente no lado da carga é a soma da corrente de cada *Boost*. Assim, o *ripple* de corrente também é adicionado ao lado da carga para formar um *ripple* de corrente maior do que a de uma única entrada. Técnicas de operação de conversor *Boost* entrelaçado são apresentadas em [36], [38]. Embora o desempenho possa ser melhorado para sistemas paralelos usando a técnica de entrelaçamento, é convencionalmente usada apenas quando temos uma única fonte de entrada. Neste trabalho será utilizada a técnica proposta em [37], onde é feita a utilização do conversor *Boost* entrelaçado para múltiplas entradas e uma mesma saída. O entrelaçamento de células requer que as mesmas estejam operando na mesma frequência de chaveamento, mas com uma fase deslocada da outra conforme Equação (3.1). Esta operação produz o aumento de N vezes na frequência do *ripple* de saída e uma redução do *ripple* da corrente de saída por um fator N [38].

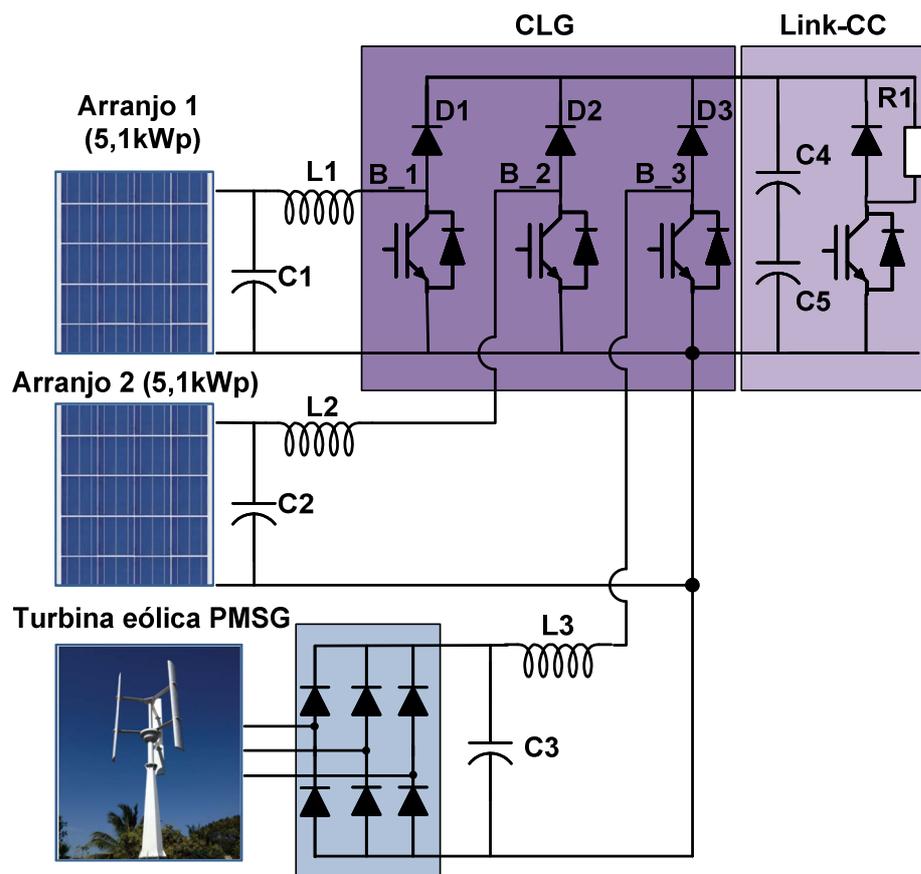


Figura 3.25: Conversor lado da geração.

Neste trabalho o uso do *Boost* entrelaçado ocorre para os dois arranjos fotovoltaicos. Dessa forma o pulso *PWM* para as duas células devem estar defasados em 180° como pode ser observado na Figura 3.26, que apresenta a corrente nos indutores L_1 e L_2 e no diodo de cada célula. Os sinais em vermelho são da célula 1 e em verde da célula 2. Observa-se a corrente de saída que é a soma das correntes do diodo 1 e do diodo 2, tem sua frequência de saída 2 vezes maior que a frequência de chaveamento além de uma redução do *ripple*, o que implica em um capacitor de saída menor, redução dos filtros e perdas. O melhor instante de redução do *ripple* ocorre para razão cíclica de 50% [36].

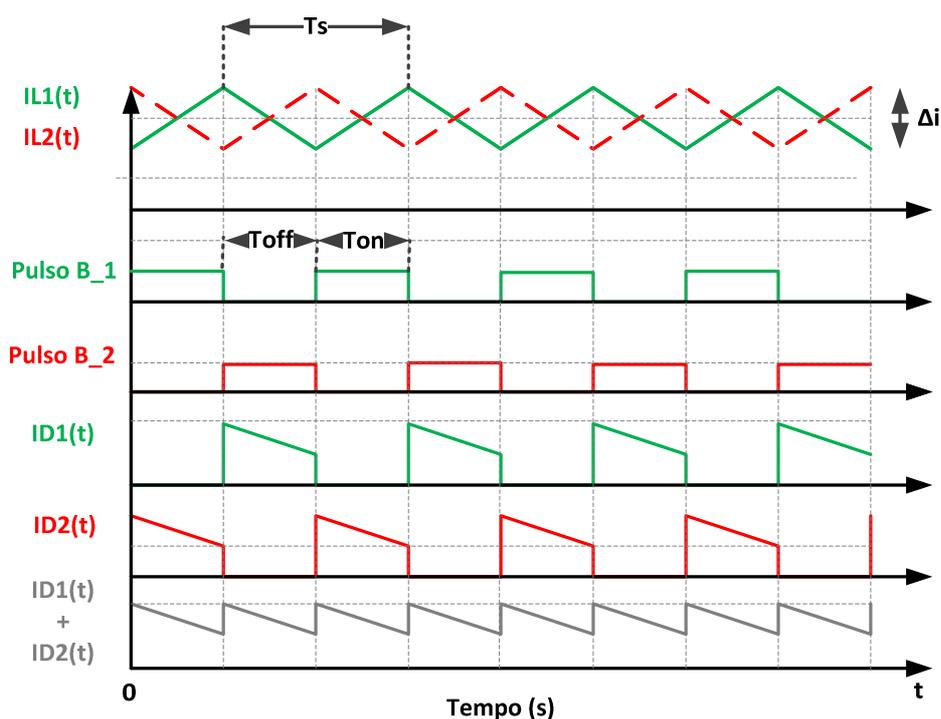


Figura 3.26: Formas de onda de corrente e pulso PWM para *Boost* entrelaçado.

3.1.8.2 Projeto dos Indutores dos conversores Boost

O projeto dos indutores é um ponto crucial de um conversor *Boost* e de acordo com [56], [57] e [59] o sucesso na construção e o perfeito funcionamento de um conversor CC está intimamente ligado com um projeto adequado dos elementos magnéticos.

3.1.8.2.1 Projeto dos Indutores do Boost Entrelaçado para Geração Fotovoltaica

A Tabela 3.7 mostra os dados utilizados para projeto do conversor *Boost* do arranjo fotovoltaico.

Tabela 3.7: Dados para o projeto do conversor *Boost* do arranjo fotovoltaico.

Tensão de entrada (V_i)	300 Vcc
Frequência de chaveamento (F_s)	10,08 kHz
Tensão de saída (V_o)	450 Vcc
Corrente no Indutor (I_L)	18,02 A
Ripple de corrente no indutor (Δi)	5,406 A
Ripple de tensão na saída ($\Delta_{v_{out}}$)	9 V

A máxima corrente no indutor foi definida como sendo a corrente de curto circuito do arranjo fotovoltaico para uma irradiação de 1000 W/m^2 a 25°C . Segundo [56] uma boa estimação para o *ripple* de corrente no indutor está entre 20% e 40%. Sendo assim, será utilizado para projeto um *ripple* de 30% que corresponde a 5,406 A. Considerando um conversor *Boost* ideal, o *ripple* de corrente no indutor pode ser definido pela Equação (3.15) [57]:

$$\Delta i = \frac{V_0 D}{F_s L} \quad (3.15)$$

Aplicando os valores de projeto já definidos na equação, encontramos o valor da indutância para garantir este *ripple* como sendo de:

$$L = \frac{450 \times 0,333}{10080 \times 5,406} = 2,75 \text{ mH}$$

Como o conversor *Boost* é utilizado para rastrear a máxima potência do arranjo fotovoltaico, tem-se uma componente de alta frequência presente na tensão de saída dos painéis. O *ripple* presente na tensão do painel reduz a máxima potência que pode ser extraída do arranjo. De acordo com [60] este *ripple* deve ser menor 8,5% para garantir uma eficiência de 98% na extração da máxima potência dos painéis. Entretanto [61] apresenta um estudo mais conservador que aponta que para um *ripple* de tensão entre 5% e 8%, pode ocorrer uma perda de 2,7% a 6,83% de potência. De maneira a aumentar a eficiência do sistema, adotamos um *ripple* de 2% para a tensão dos painéis fotovoltaicos, e para alcançar este valor será instalado um capacitor em paralelo com a saída de cada arranjo fotovoltaico que pode ser calculado através da Equação (3.16):

$$C_{PV} = \frac{P_{PV}}{2 \times F_s \times V_{PV} \times \Delta_{PV}} = \frac{5100}{2 \times 10.08e3 \times 300 \times 6} = 140,5 \mu\text{F} \quad (3.16)$$

Onde C_{pv} é o capacitor que será conectado na saída dos painéis, será adotado um valor de $470 \mu\text{F}$ para garantir um *ripple* ainda menor. Sendo P_{pv} , V_{pv} respectivamente potência e tensão nominal do arranjo e Δ_{pv} é o *ripple* adotado para tensão de saída do arranjo.

A capacitância de saída (C_o) do conversor *Boost* pode ser determinada através da Equação (3.17):

$$C_0 = \frac{I_{OUT(MAX)} \times D}{F_S \times \Delta_{vout}} \quad (3.17)$$

Onde $I_{out (máx)}$ é a máxima corrente de saída do conversor e é igual a potência nominal do arranjo fotovoltaico dividido pela tensão do Link-CC $5100W/450V = 11,33A$. Aplicando os valores de projeto na equação, o valor do capacitor de saída será:

$$C_0 = \frac{11,33 \times 0,333}{10080 \times 9} = 41,58 \mu F$$

Como neste projeto estão sendo utilizados dois módulos de potência padrão da Semikron, que já tem um capacitor de Link-CC fixo de $4700 \mu F$ cada, teremos uma capacitância total de $9400 \mu F$ que é um valor muito maior que o projetado e que garantirá um *ripple* de tensão ainda menor para o sistema.

O aumento da frequência da corrente elétrica, faz com que o fluxo de corrente passe na parte periférica do condutor, ou seja, ocorre uma redução da área útil do condutor com o aumento da frequência. Este fenômeno é conhecido como efeito pelicular do inglês *Skin effect* [54]. Diante disto para garantir que ocorra a utilização da área útil total de um condutor elétrico com o aumento da frequência é definido o índice de penetração da corrente elétrica (Δ) para a frequência de operação do condutor a partir da Equação (3.18) [59]:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{F_S}} = \frac{7,5}{\sqrt{10.08e3}} = 0,074 cm \quad (3.18)$$

Sendo assim o diâmetro máximo do condutor deverá ser de:

$$d_{máx} = 2 * \Delta = 0,148 cm$$

Verificando em tabelas de fio esmaltados encontra-se que, a partir do fio AWG 15 esta condição já é satisfeita. Devido a disponibilidade de material no laboratório será utilizado o fio AWG 18 que tem um diâmetro de $1,024 mm$ e capacidade de condução de corrente de $2,5 A$. Como a corrente média na bobina definida foi de $18,02 A$ podemos definir o número de fios do condutor a partir da Equação (3.19):

$$N_C = \frac{I_{Lm}}{I_{nc}} = \frac{18,02}{2,5} = 7,2 \quad (3.19)$$

Onde N_c é o número de condutores, I_{LM} é a corrente de projeto do indutor e I_{nc} é a corrente nominal do fio esmaltado escolhido. N_c deve ser um número inteiro, dessa maneira foi adotado 8 fios esmaltados AWG 18 para compor o cabo condutor da bobina.

O núcleo utilizado para confecção do indutor é toroidal, modelo MMT034T16551 de fabricação da empresa Magmattec. Suas características principais são apresentadas na Tabela 3.8.

Tabela 3.8: Dados principais núcleo MMT034T16551.

Densidade de fluxo de saturação	1,2 T
Fator de indutância (A_L)	191 nH/esp ²
Diâmetro externo (ϕ_{ext})	165 mm
Diâmetro interno (ϕ_{int})	88,9 mm
Altura	50,8 mm
Área	18,4 cm ²

A partir dos dados acima define-se o número de espiras para conseguir a indutância desejada com a Equação (3.20):

$$N_E = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{2,75e-3}{191e-9}} = 120 \quad (3.20)$$

Onde L é a indutância desejada, A_L o fator de indutância e N_E é o número de espiras. Com o número de espiras da bobina e a corrente de projeto do *Boost* pode-se definir a força magnetomotriz (F) dada em (Ampere-espira) que será definida pela Equação (3.21):

$$F = N_E * I_{LM} = 120 * 18,02 = 2162,4 Ae \quad (3.21)$$

. Um indutor só mantém as características calculadas se seu núcleo não saturar. Para confirmar se a escolha do núcleo está correta e que não ocorrerá a saturação durante sua operação, deve-se seguir o seguinte procedimento: Primeiro calcula-se a relutância (\mathfrak{R}) do núcleo como apresentado na Equação (3.22):

$$\mathfrak{R} = \frac{1}{A_L} = \frac{1}{191e-9} = 5,235e6 \cdot [espira^2 \cdot Henry^{-1}] \quad (3.22)$$

A partir do valor de relutância do núcleo e da força magnetomotriz no mesmo, define-se o fluxo magnético (Φ) através da Equação (3.23):

$$\phi = \frac{F}{\mathfrak{R}} = \frac{2162,4}{5,235e6} = 413e-6 \text{wb} \quad (3.23)$$

Com o fluxo magnético encontrado e a área do núcleo é possível calcular densidade de fluxo magnético (B) no mesmo, através da Equação(3.24):

$$B = \frac{\phi}{A} = \frac{413e-6}{18,4e-4} = 0,224T \quad (3.24)$$

Observa-se que a densidade de fluxo magnético encontrada é bem menor que a de saturação do núcleo que é de 1,2 Tesla, ou seja, o núcleo não irá saturar. A Figura 3.27 apresenta os indutores do *Boost* entrelaçado da geração fotovoltaica já montados no painel.



Figura 3.27: Indutores do conversor *Boost* entrelaçado da geração fotovoltaica.

3.1.8.2.2 Projeto do Indutor do Boost da Geração Eólica

O projeto do conversor *Boost* do sistema de geração eólica seguiu o mesmo procedimento realizado para o *Boost* da geração fotovoltaica, ripple de projeto na corrente no indutor de 30% o que implica em um indutor de 9 mH. Em [78] é proposto a utilização da indutância síncrona do *PMSG* como indutância do conversor *Boost* que é utilizado para rastrear a máxima potência de uma turbina eólica em uma configuração semelhante à deste trabalho. Com intuito de reduzir o tamanho do

indutor optou-se por utilizar 40% da indutância síncrona do PMSG que é de 16 mH acrescido de um indutor instalado depois da ponte retificadora. A Tabela 3.9 apresenta os valores adotados após projeto.

Tabela 3.9: Dados do projeto do conversor Boost geração eólica.

Tensão de entrada (V_i)	311 Vcc
Frequência de chaveamento (F_s)	10,08 kHz
Tensão de saída (V_o)	450 Vcc
Corrente no Indutor (I_L)	5 A
Capacitor de entrada	470 μ F
Capacitor de saída	9400 μ F
Indutância externa	2,7 mH
Número de espiras (N_E)	143
Número de condutores (N_C)	2 x AWG 18

O núcleo utilizado para confecção do indutor é toroidal, modelo MMT026T10216 de fabricação da empresa Magmattec. Suas características principais são apresentadas na Tabela 3.10.

Tabela 3.10: Dados principais do núcleo do indutor do Boost da geração eólica MMT026T10216.

Densidade de fluxo de saturação	1,2 T
Fator de indutância (A_L)	131 nH/esp ²
Diâmetro externo (ϕ_{ext})	102 mm
Diâmetro interno (ϕ_{int})	57,2 mm
Altura	16,5 mm
Área	3,46 cm ²

3.1.8.2.3 Identificação dos Indutores

Após o projeto dos indutores e a montagem dos mesmos foi realizada a identificação dos seus parâmetros com o auxílio de uma ponte LCR da Agilent modelo UC1751C e de um microhmímetro da Eletroteste modelo MR-10W. Nas medições foram encontrados os parâmetros apresentados na

Tabela 3.11.

Tabela 3.11: Parâmetros dos indutores prontos.

Indutância de L_1	2,71 mH
Resistência de L_1	71 m Ω
Indutância de L_2	2,51 mH
Resistência de L_2	68 m Ω
Indutância de L_3	2,6 mH
Resistência de L_3	182 m Ω

3.2 Geração Fotovoltaica

A geração fotovoltaica é composta por dois arranjos de 5,1 kW_p como apresentado na Figura 3.28. Cada arranjo é formado por duas strings de 10 painéis cada conectados em paralelo. Os painéis solares são da marca Yingli Solar modelo YL255P-29b fabricados a partir de células policristalinas. A *Tabela 3.12* apresenta as características elétricas do painel para condições padrões de teste. Cada arranjo fotovoltaico é conectado ao sistema através de um conversor *Boost* responsável por extrair a máxima potência dos painéis e injetá-la no Link-CC. A utilização de um conversor *Boost* para cada arranjo fotovoltaico permite o sistema rastrear de forma independente a geração de cada planta solar. Esta topologia garante uma melhor performance ao sistema uma vez que cada arranjo pode estar submetido a uma condição de radiação solar, sombreamento ou mesmo acúmulo de poeira, o que implica em pontos de máxima potência distintos, que para esta configuração, podem ser facilmente detectados.

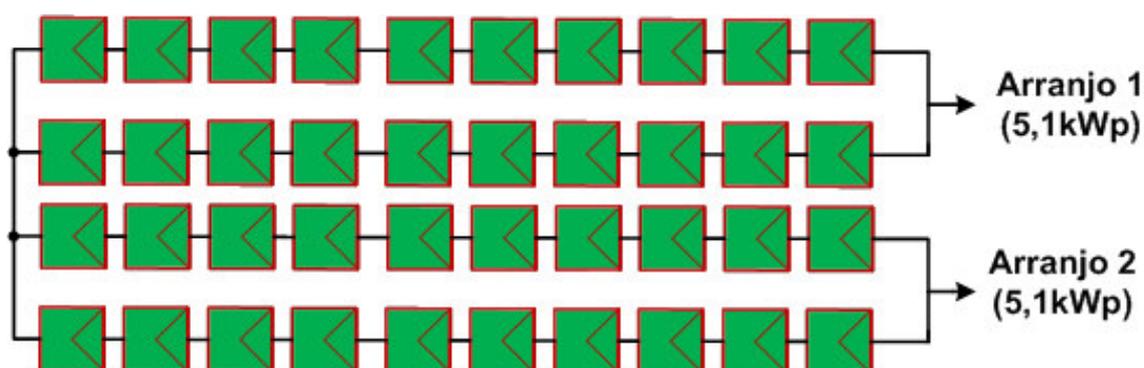


Figura 3.28: Configuração dos painéis fotovoltaicos

Tabela 3.12: Parâmetros elétricos do painel YL255P-29b; Fonte Yingli.

Potência de saída máxima ($P_{máx}$)	255 [W]
Eficiência (η)	15,7 [%]
Tensão no Ponto de máxima potência (V_{mpp})	30 [V]
Corrente no ponto de máxima potência (I_{mpp})	8,49 [A]
Tensão de circuito aberto (V_{oc})	37,7 [V]
Corrente de curto-circuito (I_{sc})	9,01[A]

3.2.1 Modelo da célula Fotovoltaica

Uma célula fotovoltaica consiste de uma junção P-N fabricada de material semicondutor que transforma a radiação solar em energia elétrica através do efeito fotoelétrico. Os painéis fotovoltaicos têm características não lineares de I-V e P-V. Essas características são influenciadas pela temperatura de operação da célula e pelos níveis de radiação a que estão expostas. Existem na literatura diversas abordagens para modelar um painel fotovoltaico, algumas complexas que tem até três diodos na modelagem e outras mais simples com apenas um diodo [33], [34], [35], [36] e [41].

Para a maioria dos tipos de pesquisa, o modelo com um único diodo é suficiente. Normalmente, uma célula fotovoltaica pode ser modelada por uma fonte de corrente com um diodo em anti-paralelo, porém a célula apresenta perdas que são inseridas no modelo através de resistências. A Figura 3.29 apresenta o modelo equivalente da célula fotovoltaica utilizado neste trabalho onde R_s representa a resistência ao fluxo de elétrons na célula enquanto R_{sh} , a resistência paralela que

representa a corrente de fuga. Para uma célula ideal, a resistência série é zero e a paralela é infinita [39], [40].

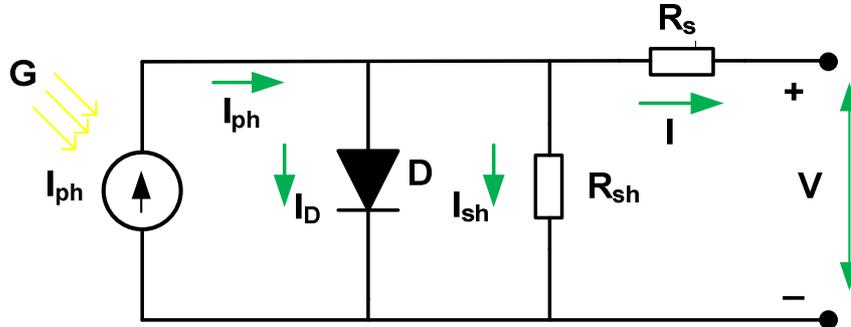


Figura 3.29: Modelo equivalente de uma célula fotovoltaica.

Aplicando a 1ª Lei de Kirchhoff das correntes no modelo apresentado na Figura 3.29 encontra-se a corrente de saída da célula fotovoltaica conforme Equação (3.25):

$$I = I_{ph} - I_D - I_{sh} \tag{3.25}$$

A fonte de corrente representa a corrente proveniente do efeito fotoelétrico (I_{ph}), I_D a corrente no diodo, (V) a tensão de saída da célula. A corrente no resistor shunt (R_{sh}) pode ser definida pela Equação (3.26)[39]:

$$I_{sh} = \frac{V + I \cdot R_s}{R_{sh}} \tag{3.26}$$

A corrente no Diodo é definida pela Equação (3.27):

$$I_D = I_s \left[\exp\left(\frac{q \cdot (V + I \cdot R_s)}{A_p \cdot k \cdot T_{pv}}\right) - 1 \right] \tag{3.27}$$

Onde:

- I_s Corrente reversa de saturação do diodo;
- K Constante de Boltzmann $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$;
- q Carga do elétron é ($q = 1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$) ;
- T_{pv} Temperatura da célula em Kelvin ;
- A_p Fator de idealidade e depende da tecnologia de painel ;

A corrente reversa de saturação do diodo I_s em função da temperatura é expressa pela Equação (3.28)[42]:

$$I_s = I_{RS} \cdot \left(\frac{T_{pv}}{T_{ref}}\right)^3 \exp\left[\frac{q \cdot E_g \cdot \left(\frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T_{pv}}\right)}{k \cdot A}\right] \tag{3.28}$$

Onde:

I_{RS} Corrente reversa de saturação da célula na temperatura e radiação solar de referência;

T_{ref} Temperatura de referência = 298 K ;

E_g Gap de energia do material da célula para silício $E_g=1,1$ eV ;

A corrente (I_{RS}) é dependente da temperatura e da radiação solar pode ser expressa pela Equação (3.29)[39],[42]:

$$I_{RS} = \frac{I_{SC}}{\exp\left(\frac{q \cdot V_{OC}}{k \cdot A \cdot Tc}\right)} \quad (3.29)$$

Onde:

I_{sc} Corrente de curto circuito da célula na temperatura e radiação solar de referência;

V_{oc} Tensão de Circuito Aberto 298 K ;

Os principais parâmetros para modelagem de um painel solar são V_{oc} e I_{sc} e estes dados são fornecidos pelos fabricantes em seus catálogos técnicos. Com base na análise das equações do modelo e desprezando a corrente I_d e I_{sh} obtemos a Equação (3.30) :

$$I_{PH} = I_{SC} \quad (3.30)$$

3.2.2 Influência da temperatura

A temperatura de operação das células exerce grande influência na quantidade de energia que a mesma pode fornecer. A Figura 3.30 mostra as curvas características de V-I e V-P do painel Yingli modelo YL255P-29b para três níveis de temperatura (25, 45 e 65°C) de operação com a radiação solar constante em 1000 W/m². Observa-se que a temperatura influencia de forma mais intensa a V_{oc} do painel, que para temperatura de 25°C era de 38,7 V passando para 33,5 V com uma temperatura de 65°C. É possível observar pelos gráficos que a corrente de saída do painel permaneceu praticamente constante no ponto de máxima potência com a

variação na temperatura. O principal motivo pela redução da potência fornecida pelo painel é a redução ocorrida em V_{oc} .

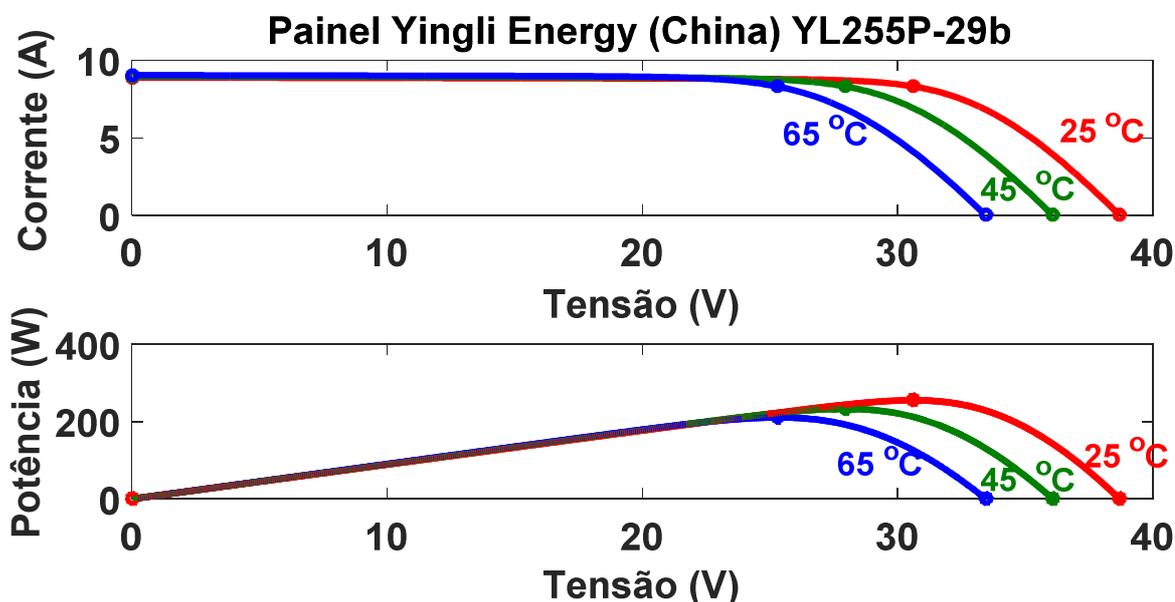


Figura 3.30: Curvas V-I e V-P para variação na temperatura de operação e irradiação constante em 1000 W/m^2 .

3.2.3 Influência da irradiação solar

A Figura 3.31 mostra as curvas características de V-I e V-P do painel Yingli modelo YL255P-29b para três níveis de irradiação solar (500 , 1000 e 1300 W/m^2), em operação com temperatura de trabalho constante em 25 °C . Observa-se que a variação da radiação solar influencia de forma mais intensa na potência máxima gerada pelo painel, do que a variação da temperatura. Com a aplicação de uma variação na irradiação de 1000 W/m^2 para 500 W/m^2 , observa-se uma redução considerável de $49,8\%$ na corrente de saída no ponto de máxima potência, além de ser acompanhada por uma pequena redução em V_{oc} . O aumento da irradiação é acompanhado de efeito contrário, ou seja, aumento na corrente de saída do painel e da tensão V_{oc} , o que garante maiores níveis de potência fornecidos pelo painel.

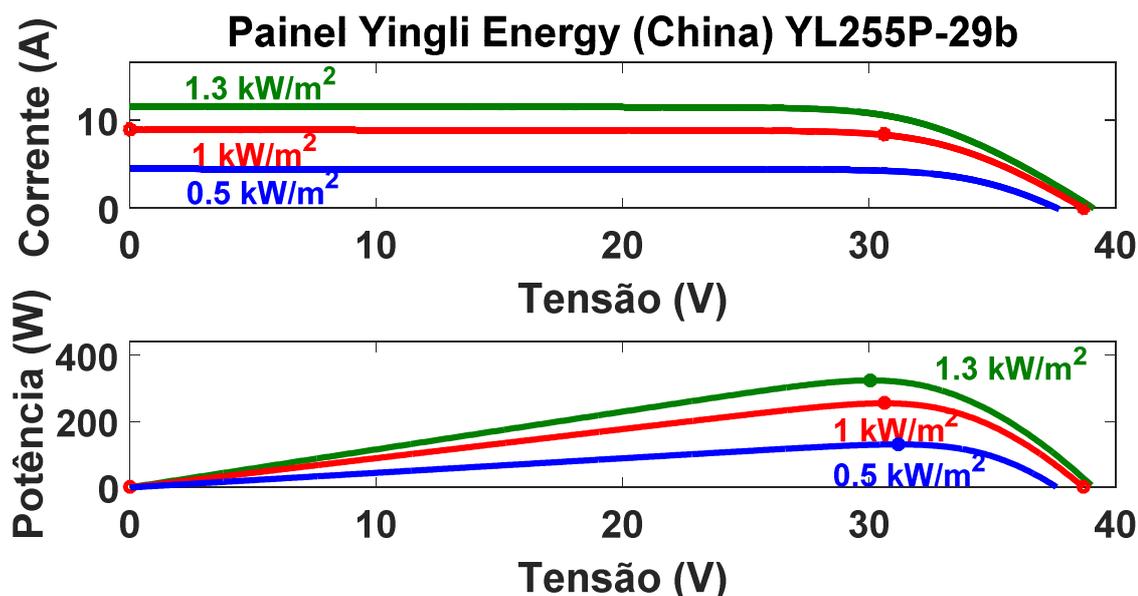


Figura 3.31: Curvas V-I e V-P para diferentes níveis de irradiação e temperatura constante de 25°C.

3.2.4 Rastreamento do ponto de máxima potência

Os painéis fotovoltaicos apresentam uma curva bem característica de potência elétrica de saída em função da tensão. A temperatura de operação e a irradiação solar são fatores que interferem diretamente no perfil desta curva, sendo que só existe um ponto de máxima potência, também conhecido como MPP (*Maximum Power Point*) para cada condição de temperatura e irradiação para a qual o painel esteja operando. Devido as características de geração do painel, é necessário um sistema que seja capaz de rastrear constantemente o MPP de forma a garantir o casamento de impedância entre o painel e sua carga independente das condições do clima e de forma instantânea.

O sistema responsável pelo rastreamento do ponto de máxima potência é conhecido como MPPT (*Maximum Power Point tracking*) e é realizado por um conversor conectado ao painel fotovoltaico. O conversor funciona como uma resistência variável e com base no teorema da máxima transferência de potência, permite extrair a máxima potência do painel [23], [24].

Existem diversos algoritmos de MPPT propostos na literatura. Dentre eles pode-se destacar o Perturba e Observa (P&O), Condutância Incremental (Inc), Tensão constante, inteligência artificial entre outros, que apresentam características particulares estudadas em diversos trabalhos [16], [18], [23], [33], [34] e [44].

A Tabela 3.13 apresenta uma comparação entre os principais métodos de MPPT quanto a eficiência, simplicidade de implementação e capacidade de rastreamento do ponto de máxima potência. Segundo esta análise o método com maior viabilidade de implementação é o P&O [44].

Tabela 3.13: Viabilidade dos métodos de MPPT; Fonte [44].

Métodos de MPPT	Eficiência	Simplicidade	Capacidade de rastreamento	Viabilidade
P&O	5	5	4	14
Inc	3	1	5	9
Tensão constante	2	3	1	6

Entre as várias técnicas utilizadas para rastrear o MPP, o mais simples e utilizado como apresentado acima é o P&O. A velocidade de convergência varia de acordo com a condição de irradiação e temperatura ao qual o painel é submetido sem qualquer ajuste periódico. Devido às suas vantagens o algoritmo P&O será incorporado para ser utilizado neste trabalho.

3.2.5 Algoritmo P&O

O algoritmo P&O como o próprio nome sugere, consiste em perturbar a tensão do painel fotovoltaico em um determinado sentido, e observar o comportamento da sua potência de saída. Se a potência aumentar, a perturbação continua na mesma direção, caso contrário o sistema é perturbado em sentido contrário. O processo descrito é repetido periodicamente. Percebe-se que o MPP nunca será atingido, pois a técnica estará sempre perturbando a tensão do arranjo fotovoltaico. Logo, em regime permanente, o sistema oscila em torno do MPP perdendo parte da energia disponível nos painéis. Essa oscilação pode ser minimizada reduzindo o tamanho da perturbação, porém perturbações muito pequenas tornam a técnica lenta para rastrear o MPP [18], [23] e [42]. A Figura 3.32 mostra o fluxograma a ser implementado digitalmente para a técnica P&O.

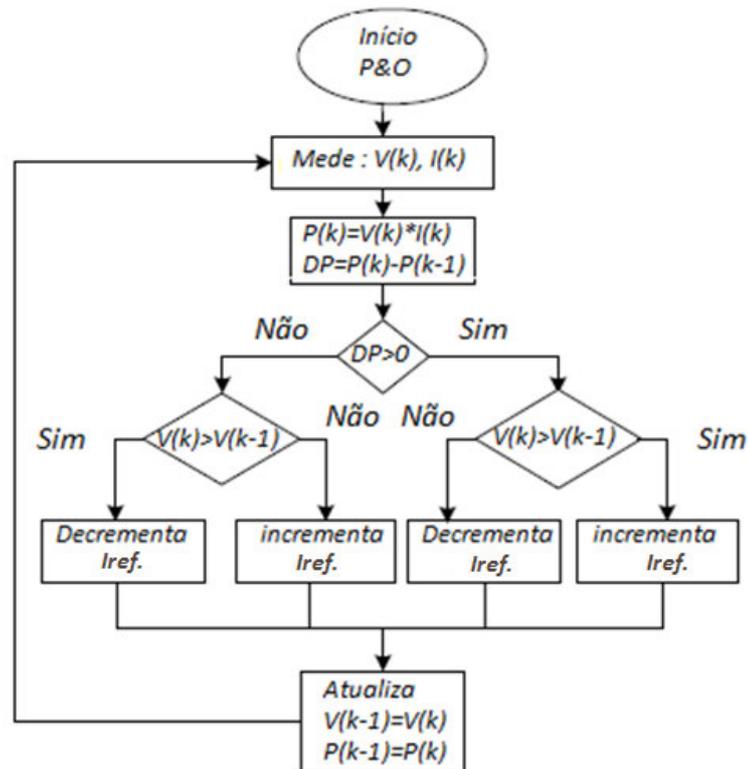


Figura 3.32: Fluxograma do algoritmo P&O.

A operação correta desta técnica depende da definição de dois parâmetros críticos. O período de amostragem (T_a) das grandezas do painel fotovoltaico (tensão e corrente) e em segundo lugar o tamanho da perturbação (Δ_i). Na escolha destes parâmetros, deve ser levado em conta a dinâmica do conversor e as oscilações presentes no Link-CC que podem levar a instabilidade do algoritmo, que não consegue rastrear o MPP.

Para evitar este problema, o T_a deve ser maior que o tempo de estabilização da tensão de saída do conversor e Δ_i deve ser maior que as oscilações e ruídos no barramento de corrente contínua.

3.2.6 Identificação do painel fotovoltaico

A fim de confirmar e otimizar as características do painel solar utilizado na simulação, foram realizadas algumas medições com o analisador de painéis fotovoltaico modelo PVA-600 da empresa Solmetric. Este equipamento permite o rastreamento das curvas de tensão versus corrente e tensão versus potência no local onde os painéis estão instalados.

Para obtenção destas curvas o PVA-600 é conectado em paralelo com o arranjo solar que está em teste e é feita a medição de suas variáveis elétricas durante o teste (tensão e corrente do painel), além da medição da irradiância incidente sobre o arranjo e a temperatura de operação que são parâmetros importantes para determinação da potência máxima fornecida pelos painéis.

A Figura 3.33 mostra um exemplo de medição que foi realizada em um dos quatros arranjos que serão utilizados neste trabalho. O arranjo é composto de 10 painéis fotovoltaicos YL255P-29b conectados em série. A medição foi realizada às 12:27 h do dia 12/10/2016. A irradiância atingiu o valor de 1317 W/m² e a temperatura do arranjo chegou a 63,9°C. A curva em azul é a de potência que teve seu MPP em 2591,6 W.

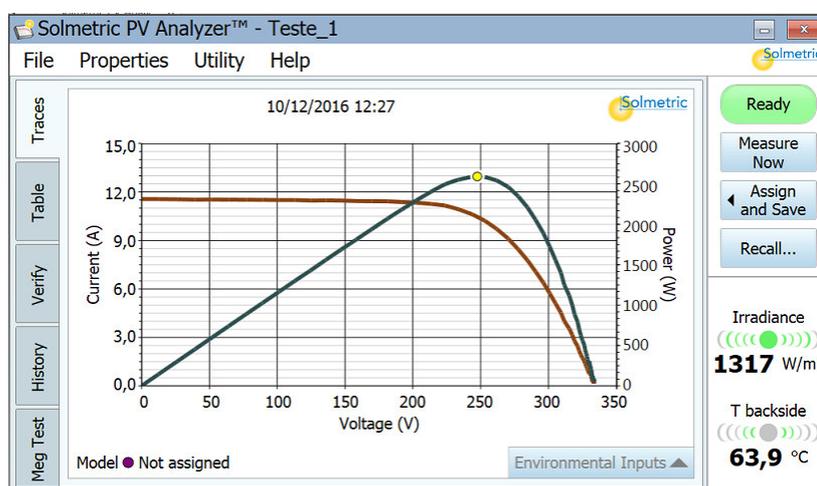


Figura 3.33: Curvas V-I e V-P para arranjo de 10 painéis YL255P-29b.

As medições das variáveis dos painéis com o analisador são importantes para refinar os parâmetros dados pelo fabricante, além de permitir o cálculo dos dados que não estão disponíveis no datasheet como a resistência série e paralela. A Figura 3.34 apresenta a comparação entre dados medidos e simulados após a identificação para validar o modelo. Os resultados mostram uma grande semelhança entre o simulado e o medido com o PVA-600 o que valida o modelo adotado. A Tabela 3.12 apresenta os dados obtidos após identificação do sistema.

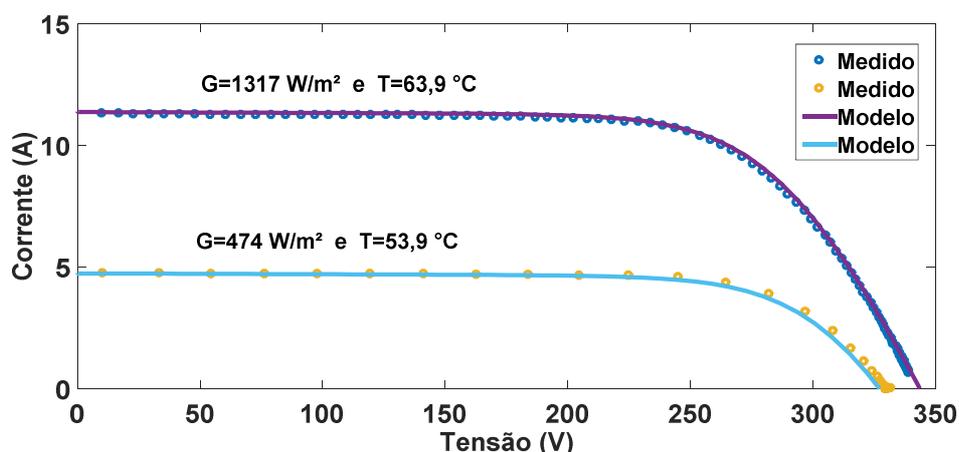


Figura 3.34: Validação dos dados do painel com os valores medidos.

Tabela 3.14: Parâmetros elétricos do painel obtidos dos dados do analisador PVA-600.

Resistência série	R_s	0,35 Ω
Resistência paralela	R_p	286,9 Ω
Corrente de curto-circuito	I_{sc}	9,01 A

3.3 Geração Eólica

A geração de energia eólica do SHGEER proposto é realizado por uma turbina eólica de eixo vertical. As turbinas de eixo vertical são geralmente empregadas devido à sua simplicidade, uma vez que não é necessário nenhum sistema de orientação das pás para melhor captação do vento. O aumento da quantidade e redução dos custos dos materiais para construção de ímãs permanentes de grande densidade a exemplo do Neodímio-Ferro-Boro (NdFeB), contribuíram para o desenvolvimento de geradores síncronos de ímã permanente, especialmente para conversão de energia elétrica [26], [27], [31] e [32].

Muitos fabricantes de turbinas eólicas de pequeno porte utilizam o acoplamento direto nos *PMSG*, diferentemente de uma geração eólica convencional que tem seu gerador acoplado às pás da turbina através de uma caixa de engrenagem. O acoplamento direto elimina as engrenagens reduz o tamanho total do sistema, diminui o tempo de instalação e manutenção, além de reduzir os custos,

reduzir o ruído e acelerar a resposta dinâmica do sistema a flutuações e variações bruscas do vento [27].

Entretanto para que o gerador tenha acoplamento direto, o mesmo deve possuir um elevado número de pólos, a fim de compensar a sua velocidade de operação para coincidir com a velocidade do vento da turbina, e, ao mesmo tempo, para produzir energia elétrica dentro de um intervalo razoável de frequência (25-70 Hz). Mas o aumento do número de pólos faz com que o gerador seja fisicamente maior.

As turbinas eólicas de eixo horizontal (TEEH), têm atualmente sua tecnologia de produção bem consolidada, o que tem impulsionado o mercado da geração eólica no mundo. No entanto, estudos mais aprofundados realizados recentemente apontam que a turbina eólica de eixo vertical (TEEV) é capaz de superar muitos problemas técnicos de grande complexidade enfrentados pela TEEH. Isso é possível graças a simplicidade de seus conjuntos de pás para processamento do vento, menor nível de ruído, maior segurança e menores requisitos para instalação [28], [29]. Estudos recentes mostram que TEEV de 10 MW já poderiam ser implementadas atualmente com o mesmo tempo de produção de uma TEEH com custos mais baixos, no entanto, com uma eficiência menor das pás para captação da energia dos ventos cerca de 19 a 40% [32].

No SHGEER desenvolvido neste trabalho a energia eólica é proveniente de uma TEEV Darrieus da empresa ENERSUD modelo Razek 266. A RAZEC é uma turbina eólica de eixo vertical, tipo Darrieus que foi desenvolvida por Georges Darrieus e patenteada em 1931.

A Razek 266 possui característica de partida espontânea e foi desenvolvida para uso em locais habitados. Ela combina as características de baixa velocidade de rotação, nível de ruído reduzido e é adequada para operação com ventos turbulentos e de direção variável. A turbina conta com alternador de tecnologia PM DD (ímã permanente e acoplamento direto, patente da Enersud PI 0202084-0), desenvolvido especialmente para essa aplicação.

A Figura 3.35 apresenta uma visão geral da turbina com a posição das pás que formam o rotor aerodinâmico, além de uma foto do local de instalação da turbina. A Tabela 3.15 apresenta os dados técnicos da turbina.

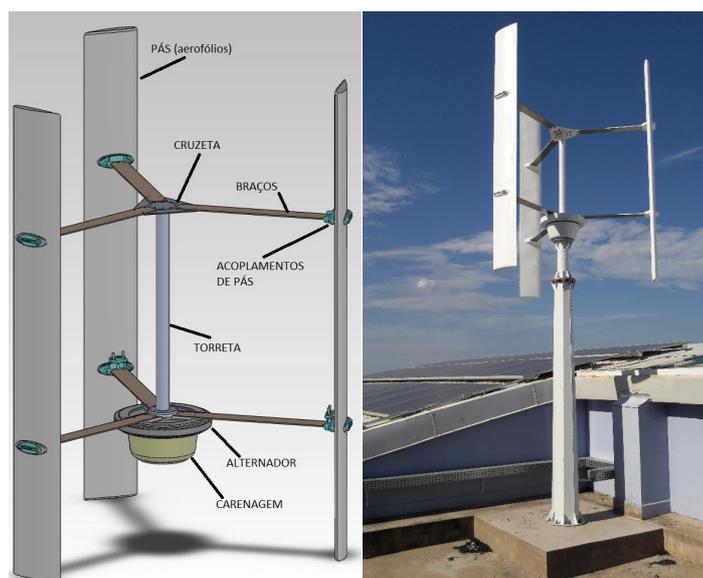


Figura 3.35: Detalhe do rotor aerodinâmico e foto do local de instalação da Turbina.

Tabela 3.15: Dados técnicos turbina eólica Razek 266; Fonte ENERSUD.

Diâmetro do rotor	2 [m]
Altura das pás	2,66 [m]
Número de par de pólos	18
Alternador imã permanente	Trifásico
Tensão nominal	220 [Vac]
Potência nominal	1,5 [kW]
Início de rotação	2,2 [m/s]
Início de geração	3,9 [m/s]
Velocidade Nominal	12 [m/s]
Peso	110 [kg]

A Figura 3.36 mostra a relação de velocidade versus potência para a turbina operando em um ambiente sem turbulência, realizando a carga de baterias através de um conversor.

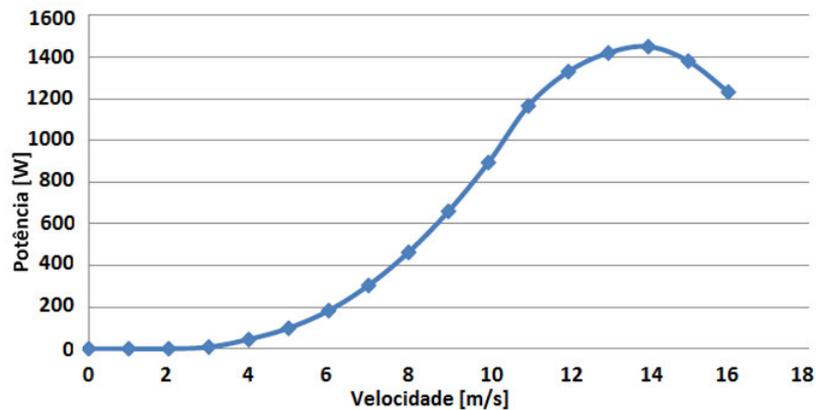


Figura 3.36: Curva de potência Razek 266 em carga de baterias; Fonte: Razek.

A topologia utilizada para o aproveitamento da geração eólica no SHGEER já foi estudada em diversos trabalhos como [6], [22], [24] e [25] e é composta por uma ponte retificadora trifásica não controlada seguida de um conversor *Boost* que é responsável por realizar o MPPT da turbina eólica conectando a energia proveniente da mesma ao barramento CC do conversor híbrido.

A potência mecânica capturada pelas pás da turbina eólica é definida pela Equação (3.31) conforme apresentado em [8] e [45].

$$P_m = \frac{1}{2} C_p(\lambda) \rho A v^3 \quad (3.31)$$

Sendo:

- P_m Potência mecânica (W);
- A Área varrida pelas pás da turbina (m^2);
- ρ Densidade do ar (kg/m^3);
- V Velocidade do vento (m/s);
- C_p Coeficiente de potência;
- λ Relação linear de velocidade ($w.R/v$);
- ω Velocidade angular da turbina (rad/s);
- R Raio da turbina;

O coeficiente de potência é uma característica aerodinâmica da turbina que depende da relação linear de velocidade (λ) é expressa através da Equação (3.32):

$$\lambda = \frac{wR}{v} \quad (3.32)$$

A Figura 3.37 apresenta a curva de desempenho da turbina Razek 266 que será utilizada no SHGEER, fornecida pelo fabricante. A turbina apresenta um $C_{p\max}$ de 0,2248 para um lambda de 1,6 conforme análise da curva.

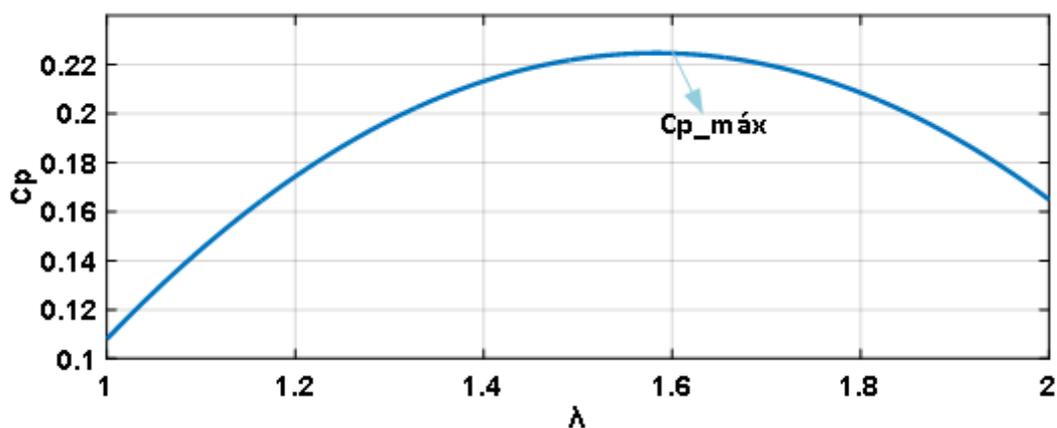


Figura 3.37: Curva do coeficiente de desempenho

A dinâmica mecânica da turbina eólica é expressa por uma função de transferência de primeira ordem $G(s)$. A mesma é apresentada através da Equação (3.33), onde J é o momento de inércia e B é o coeficiente de atrito.

$$G(s) = \frac{1}{J_s + B} \quad (3.33)$$

3.3.1 Identificação da dinâmica mecânica da turbina eólica

Para definir o momento de inércia da turbina e o coeficiente de atrito, deve-se realizar um teste simples. O teste consiste em impor um torque para impulsionar a turbina até uma determinada velocidade, depois é removido o torque de entrada e é obtida a curva de desaceleração da turbina eólica. A Figura 3.38 mostra o decaimento da tensão de saída da turbina eólica após remoção do torque. Além da tensão monitorada com o auxílio do osciloscópio TPS 2024B da Tektronix, foi registrada durante o ensaio, a velocidade mecânica da turbina. Com estes dados e com o método apresentado em [47], foram determinados os parâmetros apresentados na Tabela 3.16.

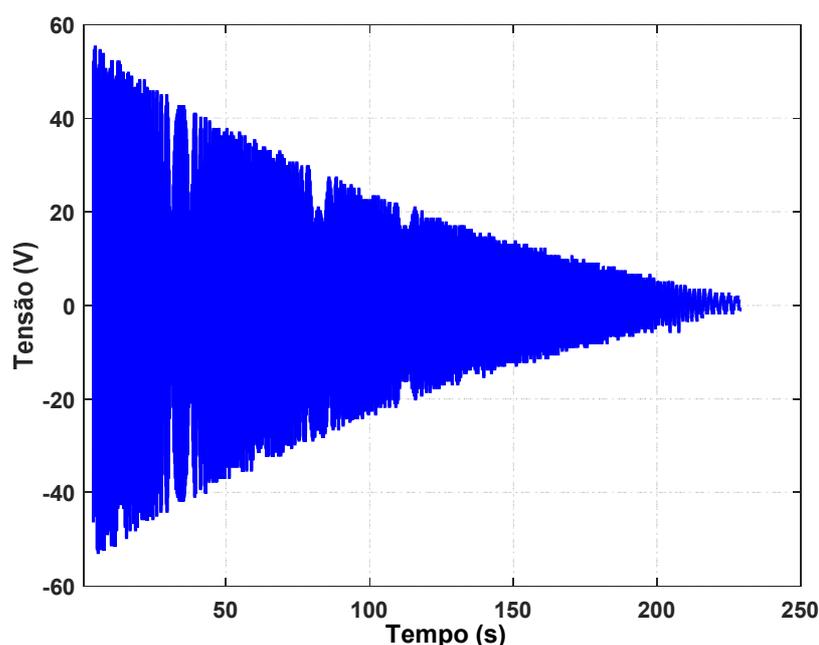


Figura 3.38: Tensão de saída da turbina eólica em desaceleração.

Tabela 3.16: Dados mecânicos turbina eólica

Momento de inércia	J	45 kg.m ²
Coefficiente de atrito	B	0,34 N.m.s
Constante de tempo mecânica	T _m	132,4 s

3.3.2 Modelo do PMSG - *Permanent Magnet Synchronous Generator*

O PMSG utilizado na Razek 266 tem características de baixa rotação, elevado rendimento e extrema resistência em condições ambientais adversas. O alternador é trifásico, com enrolamento em estrela, construído em alumínio e aço inoxidável nas partes expostas ao ambiente externo. O eixo e os rolamentos em aço operam em ambiente protegido. O enrolamento elétrico é completamente encapsulado em resina epóxi o que permite operação até submersa. Os ímãs são do tipo Neodímio-Ferro-Boro, operando em baixa temperatura, o que permite manter as características magnéticas indefinidamente. A Figura 3.39 apresenta os detalhes construtivos do PMSG utilizado na Turbina eólica Razek 266.

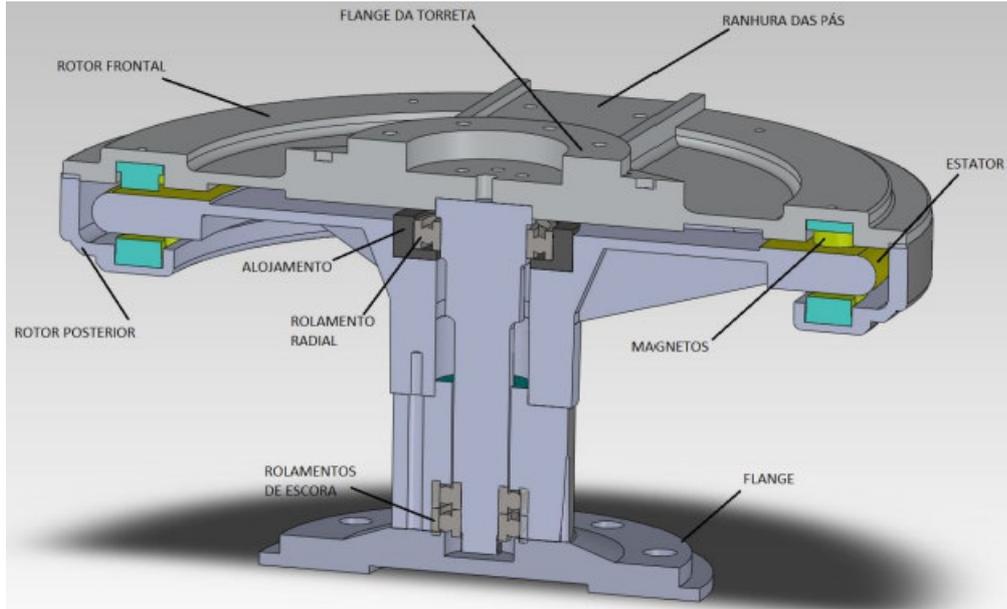


Figura 3.39: Gerador síncrono de ímã permanente da Razek 266 utilizado SHGEE; Fonte: ENERSUD.

A equações de tensão em d-q para o PMSG podem ser expressa pela Equação (3.34) [46]:

$$\begin{cases} V_{sd} = -R_s i_{sd} - \frac{d\lambda_{sd}}{dt} + \omega_e \lambda_{sq} \\ V_{sq} = -R_s i_{sq} - \frac{d\lambda_{sq}}{dt} - \omega_e \lambda_{sd} \end{cases} \quad (3.34)$$

Onde R_s é a resistência do enrolamento do estator; ω_e é a velocidade elétrica do rotor e v_s , i_s e λ_s são respectivamente tensão no estator, corrente no estator e fluxo no estator para o eixo d-q. De acordo com a orientação adotada, o eixo d está alinhado com o fluxo magnético dos ímãs (ψ_m). O fluxo do estator decomposto nos eixos d-q é expresso pelas Equações (3.35) :

$$\begin{cases} \lambda_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \psi_m \\ \lambda_{sq} = L_{sq} i_{sq} \end{cases} \quad (3.35)$$

Onde L_{sd} representa a indutância do estator de eixo direto e L_{sq} a indutância do estator no eixo de quadratura. O torque elétrico T_e é calculado em função da interação do fluxo magnético das correntes e em função do número de pólos da máquina (p). Para simplificar, é melhor representar o torque como uma função das indutâncias, correntes e (ψ_m) como apresentado na Equação (3.36):

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_m i_q + (L_{sd} - L_{sq}) \dot{i}_d i_q] \quad (3.36)$$

Sendo assim a equação de movimento do PMSG pode ser expressa como na Equação (3.37):

$$T_m - T_e = J \frac{dw}{dt} + Bw \quad (3.37)$$

Onde T_m é o torque mecânico desenvolvido pela turbina e pode ser expressa pela Equação (3.38) :

$$T_m = \frac{P_m}{w} \quad (3.38)$$

3.3.3 Identificação do PMSG

A partir das equações apresentadas na seção anterior, é possível notar que, para definir a dinâmica do PMSG é necessário a identificação e medição de alguns parâmetros como resistência do estator, fluxo magnético dos ímãs, número de pólos e indutância de eixo direto e de quadratura.

Os ensaios para identificação dos parâmetros foram realizados de acordo com o apresentado em [48].

A identificação da resistência do enrolamento do estator foi realizada com um microhmímetro. Como o mesmo está fechado em estrela a três fios, a resistência por fase será metade do valor encontrado entre os terminais (A-B, B-C e C-A). A resistência varia com a temperatura e deve ser realizada a correção para a temperatura de operação.

Para identificação do fluxo dos ímãs pode-se utilizar os mesmos dados utilizados na determinação dos parâmetros mecânicos da turbina. Com base nas Equações 3.35 e 3.36 é possível verificar que a tensão induzida depende apenas do fluxo dos ímãs e da frequência elétrica no estator.

Durante o ensaio a vazio, a tensão induzida aparece nos terminais do gerador uma vez que não existe queda de tensão na impedância interna do gerador, pois a corrente nesta situação é nula. Dessa foram utilizados os dados apresentados na Figura 3.38, e como no ensaio a vazio só existe na tensão componente de eixo q, o fluxo do ímãs é descrito pela Equação (3.39) :

$$\psi_m = \frac{-V_{sq}}{\omega_e} \quad (3.39)$$

Para medição da indutância de eixo direto L_d é necessário seguir os seguintes procedimentos:

Realizar um curto circuito entre os terminais B e C do PMSG conforme apresentado na Figura 3.40(A);

1. Alinha-se o rotor com a fase A, conectando o terminal positivo (+) da fonte a fase A e o terminal negativo (-) as fases B-C;
2. Bloqueia-se o rotor mecanicamente;
3. Aplica-se um degrau de tensão, com a fase A conectada ao terminal negativo (-) da fonte e as fases B-C conectadas ao terminal positivo (+). O nível usual para este teste é de 10% da corrente nominal do PMSG.
4. Coleta-se a corrente e o degrau de tensão aplicado no ensaio com o auxílio do osciloscópio.
5. Calcular L_d através das equações de um circuito RL em corrente contínua apresentadas em [48].

Para medição da indutância de eixo de quadratura L_q é necessário seguir os seguintes procedimentos:

Alinha-se o rotor ao eixo q. Para este procedimento é necessário ligar o terminal positivo (+) da fonte a fase B e o terminal negativo (-) a fase C e deixar a Fase A flutuando conforme apresentado na Figura 3.40(B);

1. Bloqueia-se o rotor mecanicamente porque a resposta ao degrau no eixo Q gera torque;
2. Aplica-se um degrau de tensão, com a fase A conectada ao terminal positivo (+) da fonte e as fases B e C conectadas ao terminal negativo (-).
3. Calcula-se a indutância L_q da mesma maneira que L_d .

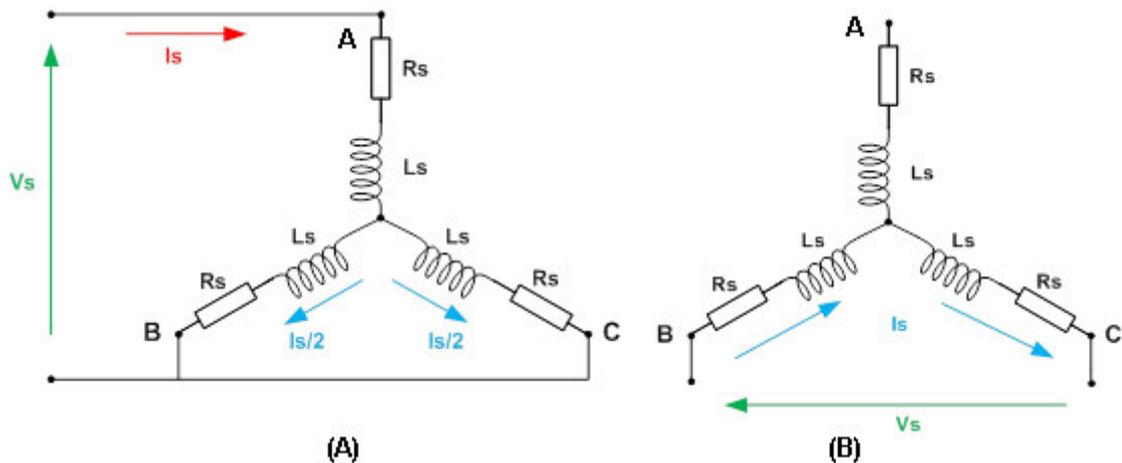


Figura 3.40: Configuração dos enrolamentos para testes de resposta ao degrau: (A) configuração para medição de L_d ; (B) configuração para medição de L_q .

As medições foram realizadas com o auxílio de um osciloscópio TPS 2024B da Tektronix. A Figura 3.41 mostra a resposta ao degrau de tensão para medição L_d em (A) e de L_q em (B). No canal 1 é apresentado o degrau de corrente e no dois a resposta em corrente.

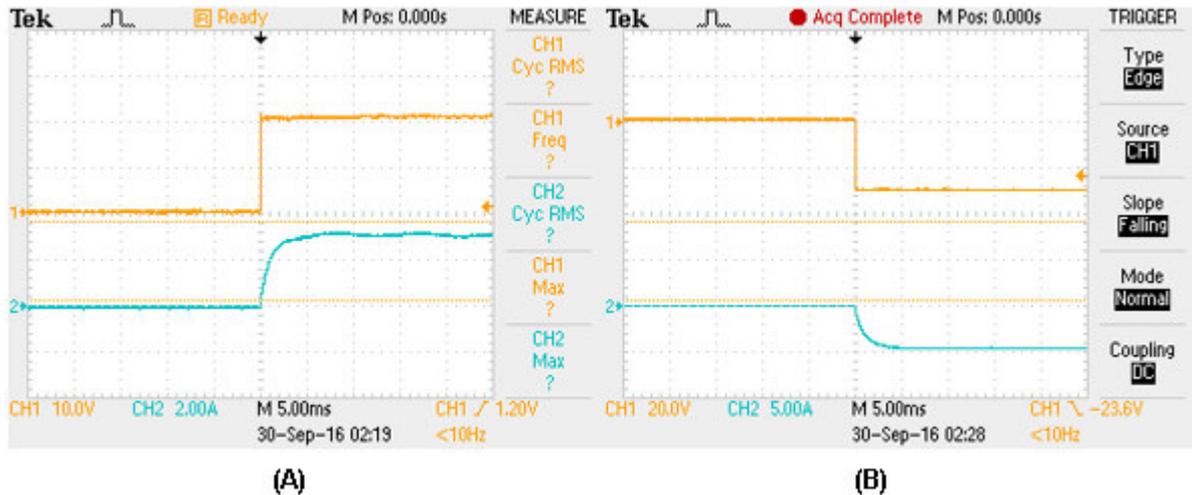


Figura 3.41: Resposta ao degrau para definir as indutâncias no eixo dq: (A) Degrau de tensão e resposta em corrente no eixo d; (B) Degrau de tensão e resposta em corrente no eixo q.

A Tabela 3.17 mostra as características elétricas que foram identificadas.

Tabela 3.17: Parâmetros elétricos identificados do PMSG.

Indutância de eixo direto	L_d	11.5 mH
Indutância de eixo de quadratura	L_q	11.7 mH
Resistência do estator	R_s	16.7 Ω
Número de par de pólos	P	18
Fluxo dos ímãs	Ψ_m	0.79 Wb

3.4 Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentado a estrutura do sistema proposto além dos principais elementos que o compõem. Foram apresentados os projetos dos três conversores *Boost*, do ICT e do filtro LCL. Além disso foi analisado o algoritmo de MPPT que será utilizado na geração fotovoltaica e a modelagem e identificação dos elementos que compõem a geração fotovoltaica e eólica. Procurou-se neste capítulo apresentar uma análise dos inversores entrelaçados trabalhando com ICT ou indutores desacoplados para justificar adoção do ICT neste projeto. A montagem proposta permitirá validar através de testes experimentais os resultados obtidos através de ferramentas computacionais e que serão apresentados no capítulo 5.

Capítulo 4

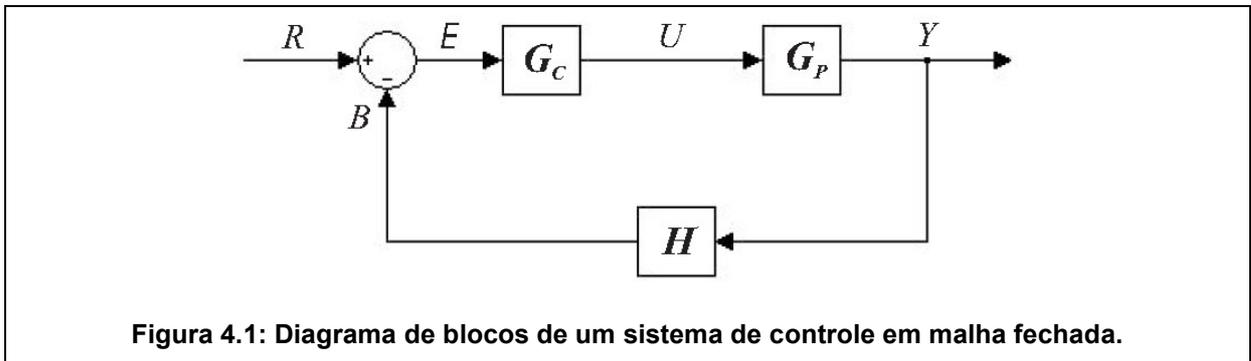
PROJETO DOS CONTROLADORES

Este capítulo é reservado para apresentar o sistema de controle do projeto proposto e os critérios adotados para o projeto dos controladores. Existem diversas maneiras para obtenção de um controlador para melhorar a resposta dinâmica de uma planta. Neste trabalho serão utilizados os controladores do tipo PI (Proporcional-Integral) e o projeto dos controladores será realizado utilizando o método de lugar das raízes conforme apresentado em [67]. O método do lugar das raízes consiste em traçar a resposta do sistema em malha fechada e conhecer os pólos e zeros de sua função de transferência, com o auxílio computacional. Através do lugar das raízes é possível traçar esses pontos e obter os melhores pontos para compensação. Para o estudo do lugar das raízes, é necessário conhecer a função de transferência do sistema. Todos os controladores serão projetados para a variável de interesse ter um máximo sobressinal de 20%, valor este que permite uma resposta dinâmica mais rápida e não prejudica o funcionamento do sistema. São apresentadas neste tópico as duas PLL utilizadas neste sistema, a responsável pela estimação da velocidade do PMSG e a responsável pela estimação do ângulo da tensão da rede.

4.1 Definições do Controle

Considere na Figura 4.1 que $G_C(s)$, $G_P(s)$ e $H(s)$ representam as funções de transferência de um controlador, de um processo e de um transdutor (sensor), respectivamente. A variável R é a referência, E é o erro atuante, U é a entrada do

processo, Y é a saída do processo (ou variável controlada) e B é a saída do modelo do sensor (variável medida).



Para um sistema de controle em malha fechada, cujo diagrama de blocos é tal como Figura 4.1 a função de transferência em malha fechada é dada por:

$$s \rightarrow T(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_C(s)G_P(s)}{1 + G_C(s)G_P(s)H(s)} \quad (4.1)$$

Diante disto, os pólos da função de transferência em malha fechada são as raízes da equação característica:

$$1 + G_C(s)G_P(s)H(s) = 0 \quad (4.2)$$

As características da resposta $t \rightarrow y(t)$ de um sistema de controle em malha Fechada, representado pela função de transferência apresentada na Equação (4.1) a uma dada referência $t \rightarrow r(t)$ dependem dos seguintes fatores:

1. Dos pólos da função de transferência em malha fechada;
2. Dos zeros da função de transferência em malha fechada;
3. Do sinal de referência $t \rightarrow r(t)$.

Os pólos desempenham um papel importante na característica transitória da resposta $t \rightarrow y(t)$. A fim de estudar como os pólos se alteram em função da variação de um parâmetro qualquer do sistema de controle em malha fechada, em 1950 W. R. Evans desenvolveu um método para representar graficamente os pólos de uma função de transferência em malha fechada para todos os valores de um parâmetro do sistema de controle [67]. Tal método é conhecido como lugar das raízes.

Sendo $K \in \mathbb{R}$ um parâmetro variável do sistema de controle em malha fechada, a equação característica (4.2) pode ser reescrita como:

$$1 + KG(s) = 0 \quad (4.3)$$

O lugar das raízes é uma representação gráfica das raízes da equação característica (ou pólos da função de transferência em malha fechada) no plano s quando um parâmetro varia. Em geral o parâmetro K é um ganho de um controlador, porém pode ser qualquer outro parâmetro [67]. O lugar geométrico das raízes é uma ferramenta poderosa para se projetar e analisar sistemas de controle, por este motivo será utilizada no projeto dos controladores deste trabalho.

No projeto de controladores envolvendo o lugar das raízes a ideia é especificar certos pólos e ajustar os parâmetros de um controlador de tal forma que, em malha fechada, a função de transferência tenha estes pólos como pólos dominantes.

Para o projeto das malhas de controle do SHGEER serão utilizados controladores do tipo PI (Proporcional-Integral). As características do sistema permite a sua utilização e outro fato motivador foi a sua robustez, além de permitir erro nulo em regime permanente quando aplicado a variáveis contínuas. Segundo [75], 95% dos sistemas industriais utilizam controladores PI devido à sua robustez, simplicidade e ampla aplicabilidade. Todos os controladores serão projetados para a variável de interesse ter um máximo sobressinal de 20%, valor este que permite uma resposta dinâmica mais rápida e não prejudica em nada o funcionamento do sistema. O tempo de acomodação das variáveis controladas será definido com base na resposta ao degrau da função de transferência em malha fechada sem o controlador.

4.2 Projeto dos Controladores da Geração Fotovoltaica

Os dois conversores *Boost* são responsáveis por extrair a máxima potência dos painéis. Uma vez que o projeto do controlador segue o mesmo passo para os dois conversores, será apresentado apenas o projeto de um controlador do MPPT da geração fotovoltaica. Uma vez que a regulação da tensão do barramento CC é realizada pelo controle do conversor do lado da rede, o conversor *Boost* será controlado em modo corrente. Dessa maneira para o projeto da malha de controle do

conversor CC - CC *Boost*, pode-se utilizar a função de transferência que relaciona a corrente no indutor com a razão cíclica (G_{id}) conforme Equação (4.4) [37], [58] e [66]:

$$G_{id}(s) = \frac{V_a \left[s + \frac{2}{RC} \right]}{L(1-D) \left[s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{(1-D)^2}{LC} \right]} \quad (4.4)$$

Onde:

V_a → tensão na entrada do conversor *Boost*;

C → Capacitor de saída do *Boost*;

R → Resistência de carga do conversor *Boost*;

L → indutância do *Boost*.

Para análise e projeto dos controladores é comum utilizar um modelo simplificado que considera o capacitor de saída e a carga como uma fonte de tensão constante conforme apresentado na Equação (4.5) [58]:

$$G_{id}(s) = \frac{V_o}{Ls} \quad (4.5)$$

Onde V_o é a tensão na saída do conversor. Devido as características do sistema e normalizando a saída do modulador PWM obtém-se que (G_{id}) pode ser apresentado conforme equação abaixo:

$$G_{id}(s) = \frac{1}{Ls + r} \quad (4.6)$$

Onde L é a indutância do conversor boost e r a resistência do indutor. A Figura 4.2 mostra o diagrama simplificado da malha de controle do conversor *Boost* para rastrear a máxima potência do arranjo fotovoltaico, a referência de corrente da malha é proveniente do algoritmo de MPPT e comparada com a corrente medida no indutor gerando assim o erro que é aplicado ao controlador, a saída do controlador que é o sinal modulante é comparado com uma portadora triangular gerando assim o pulso PWM que é aplicado a chave estática do conversor *Boost*.

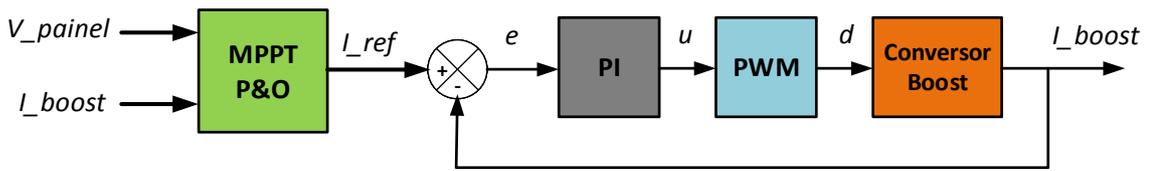


Figura 4.2: Diagrama de blocos simplificado do controle da geração fotovoltaica.

O projeto do controlador PI é realizado adotando um máximo sobressinal de 20% e um tempo de acomodação de 10 ms que foi escolhido após análise da resposta ao degrau da função de transferência em malha fechada sem o controlador. A Figura 4.3 mostra o lugar das raízes da função de transferência do processo sem o controlador e os pólos que devem fazer parte do lugar das raízes para que o sistema atenda as especificações de projeto.

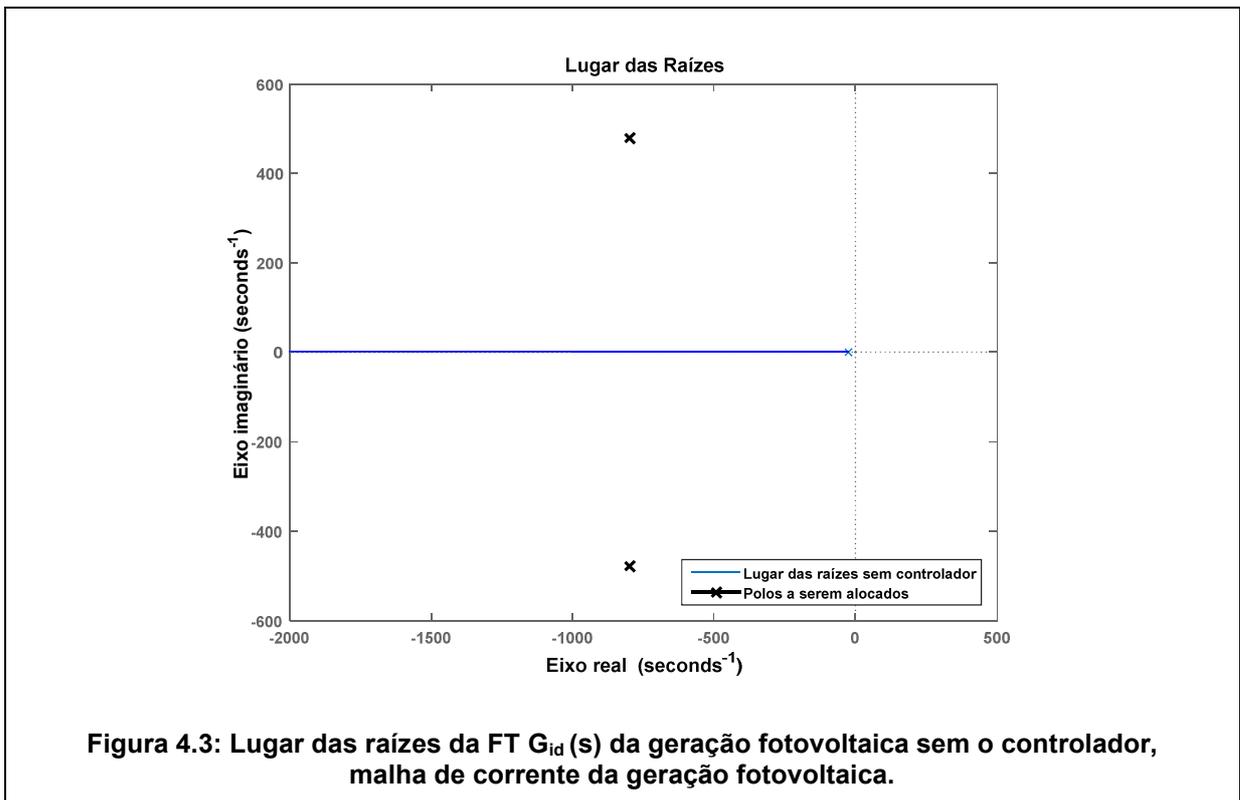


Figura 4.3: Lugar das raízes da FT $G_{id}(s)$ da geração fotovoltaica sem o controlador, malha de corrente da geração fotovoltaica.

A Figura 4.4 apresenta o Lugar das raízes da função de transferência em malha aberta (FTMA) que corresponde a associação da função de transferência do controlador com a do processo, observa-se que o controlador faz com que os pólos necessários para que o sistema tenha a resposta desejada façam parte do lugar das raízes. A Figura 4.5 mostra a resposta ao degrau da função de transferência em malha fechada (FTMF) do sistema com e sem controlador, verifica-se que a

dinâmica com controlador atendeu aos critérios de projeto, tempo de acomodação menor que 10 ms e um sobressinal menor que 20%. A Equação (4.7) e (4.8) mostram respectivamente a função de transferência do controlador PI projetado e a função de transferência em malha fechada do processo.

$$GC_{PVboost}(s) = \frac{4,25s + 2349}{s} \tag{4.7}$$

$$G_{PVboost}(s) = \frac{4,25s + 2349}{0,0027s^2 + 4,32s + 2349} \tag{4.8}$$

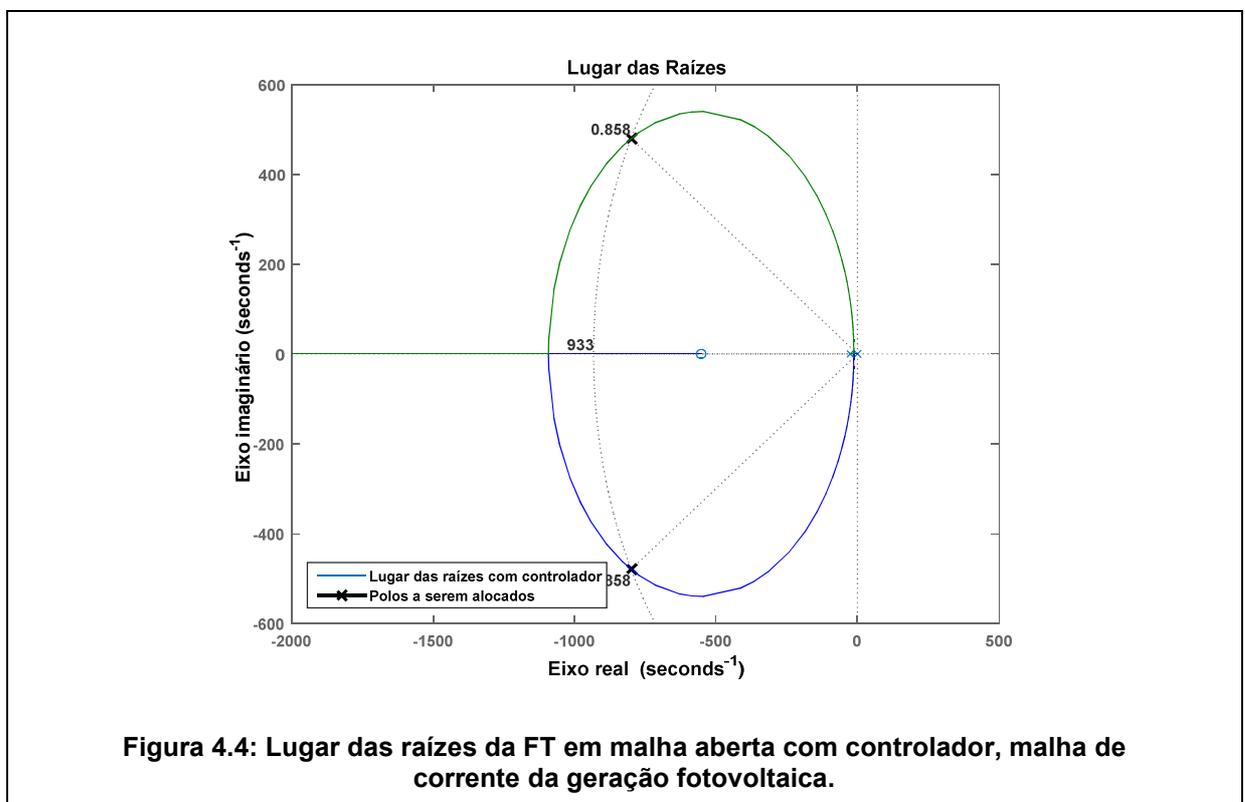
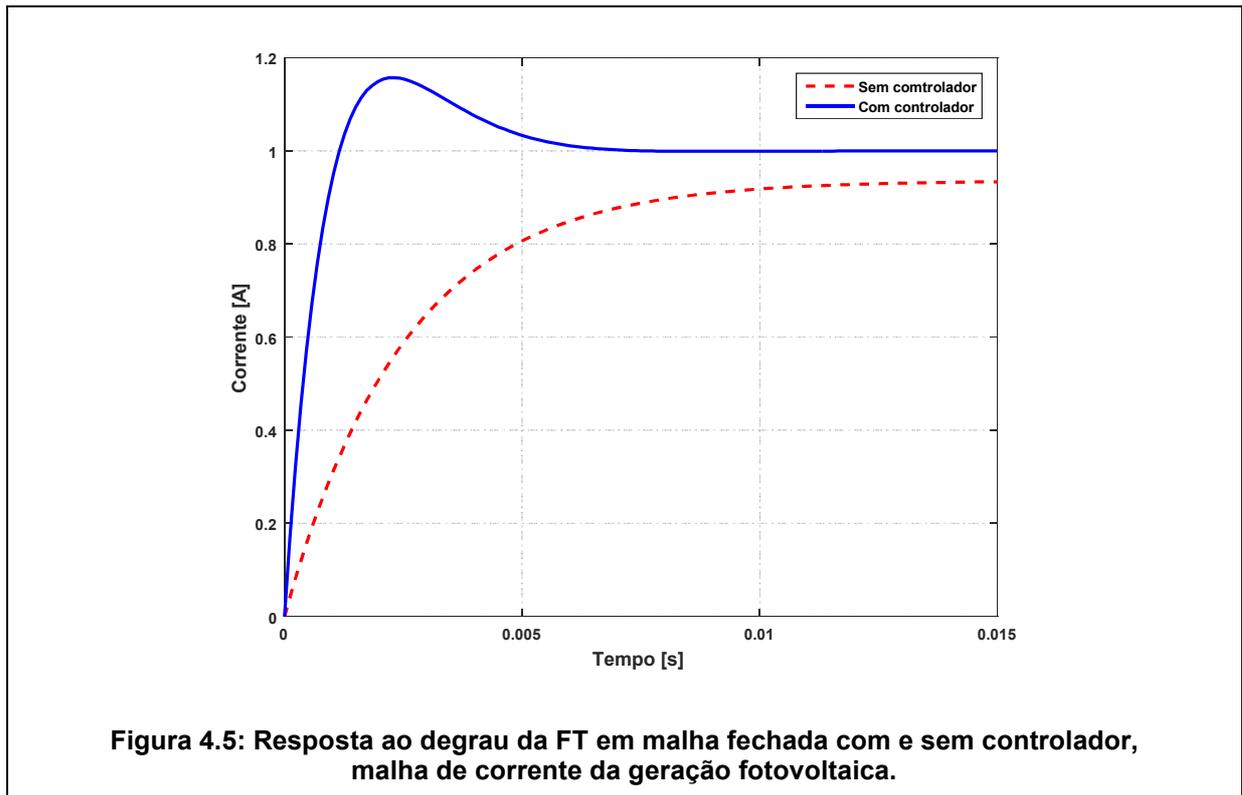


Figura 4.4: Lugar das raízes da FT em malha aberta com controlador, malha de corrente da geração fotovoltaica.



4.3 Projeto dos Controladores da Geração Eólica

A Figura 4.6 mostra o diagrama simplificado em blocos da malha de controle da geração eólica. Como a turbina eólica não possui sensor de velocidade, a mesma é estimada através de uma PLL que será descrita adiante.

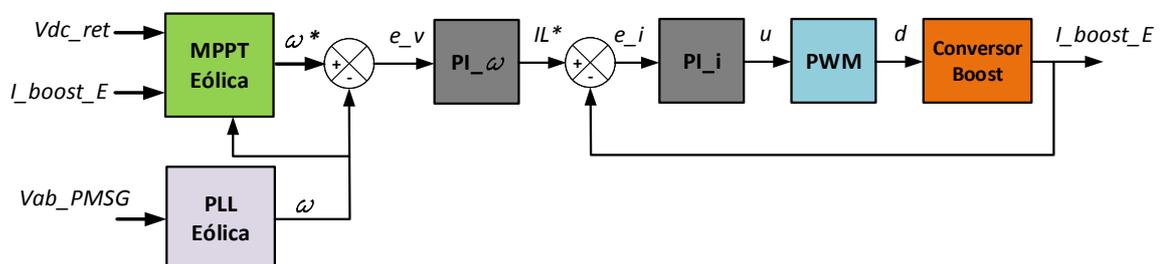


Figura 4.6: Diagrama simplificado em blocos do Controle da geração eólica.

Existem muitos métodos para implementar um MPPT como o incremental baseado na medição da velocidade do vento ou nas características de potência conforme apresentado em [70]. No entanto, como a turbina eólica possui uma curva

de potência disponível conforme Figura 4.7, foi possível implementar o rastreamento com base na velocidade da máquina.

O sistema de MPPT através do algoritmo implementado para rastrear a máxima potência tem a finalidade de fornecer referências de velocidade ao controlador do PMSG. O erro de velocidade é a diferença entre a referência de velocidade na saída do MPPT e a velocidade estimada pela PLL, portanto, o ponto de operação será o ponto onde a máquina tem a máxima eficiência (maior C_p). O ponto de potência máxima foi aproximado pela expressão:

$$P(\omega) = 0,0578\omega^2 - 9,15\omega + 459,14 \quad (4.9)$$

A partir desta equação é estimada a potência ideal em função da velocidade atual. Em seguida, o valor de potência real é calculado a partir de sinais de tensão e corrente medidos no conversor *Boost* associado à geração eólica. É realizada uma comparação entre os dois valores de potência, se a potência medida for menor do que a ideal, isso significa que a velocidade é maior que a velocidade ideal, então haverá um decremento na referência de velocidade. Se a potência medida for maior do que a potência ideal, há um aumento na velocidade. A saída do PI de velocidade se torna a referência de corrente para a malha de controle do conversor *Boost*.

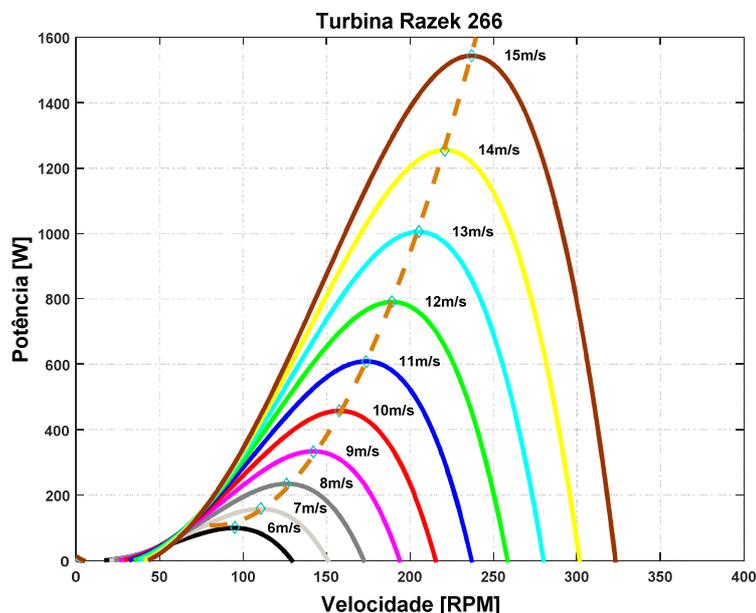


Figura 4.7: Curva de potência para diferentes velocidades de vento.

Para o projeto do controlador PI da malha de corrente do conversor *Boost* da geração eólica utilizou-se a mesma função de transferência apresentada na Equação(4.6) e que foi utilizada no projeto da malha corrente dos conversores *Boost*

da geração fotovoltaica. O projeto do controlador PI da malha de corrente é realizado adotando um máximo sobressinal admissível de 20% e um tempo de acomodação de 10 ms. A Figura 4.8 mostra o lugar das raízes da função de transferência do processo sem o controlador e os pólos que devem fazer parte do lugar das raízes para que o sistema atenda as especificações de projeto.

A Figura 4.9 apresenta o Lugar das raízes da FTMA com controlador, observa-se que o controlador faz com que os pólos necessários para que o sistema tenha a resposta desejada façam parte do lugar das raízes. Já a Figura 4.10 mostra a resposta ao degrau de corrente da FTMF do sistema com e sem controlador, verifica-se que a dinâmica com controlador atendeu aos critérios de projeto, tempo de acomodação menor que 10 ms e um sobressinal menor que 20%. A Equação (4.10) e (4.11) mostram respectivamente a função de transferência do controlador PI projetado e a função de transferência em malha fechada do processo.

$$GCi_{eólica}(s) = \frac{3,97s + 2888}{s} \quad (4.10)$$

$$Gi_{eólica}(s) = \frac{3,97s + 2888}{0,0026s^2 + 4,16s + 2888} \quad (4.11)$$

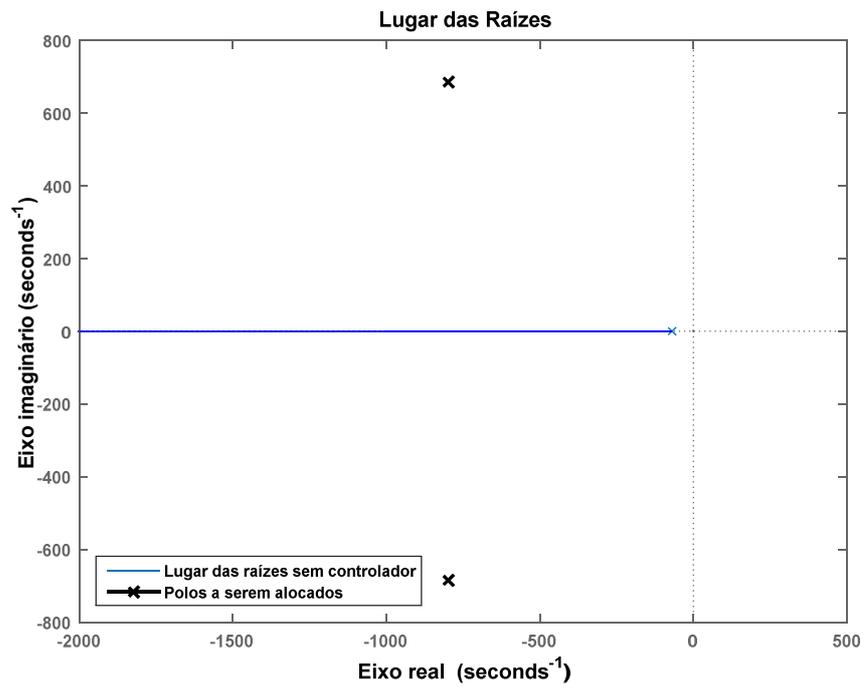


Figura 4.8: Lugar das raízes da FT $G_{IV}(s)$, malha de corrente da geração eólica.

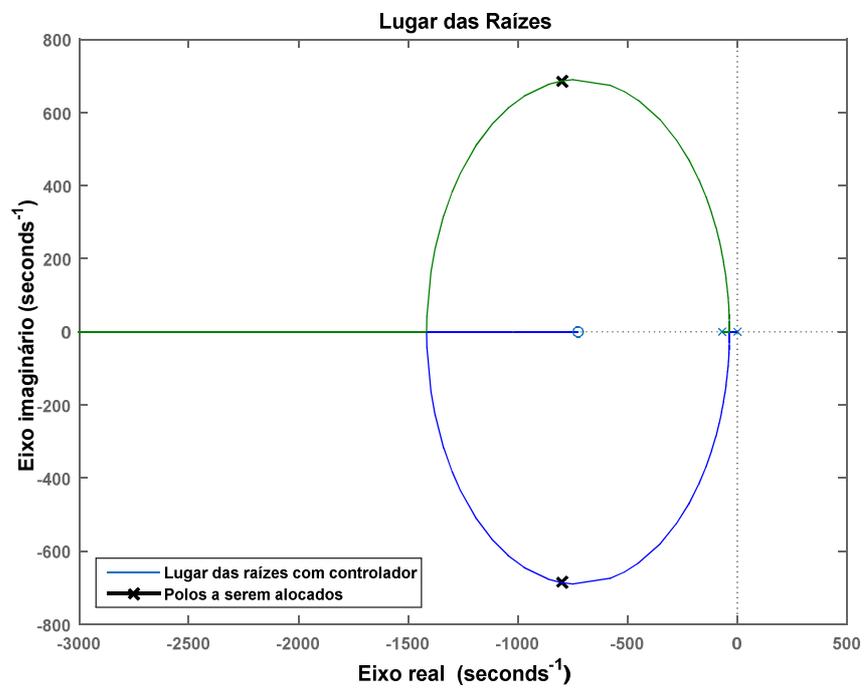


Figura 4.9: Lugar das raízes da FTMA com controlador, malha de corrente da geração eólica.

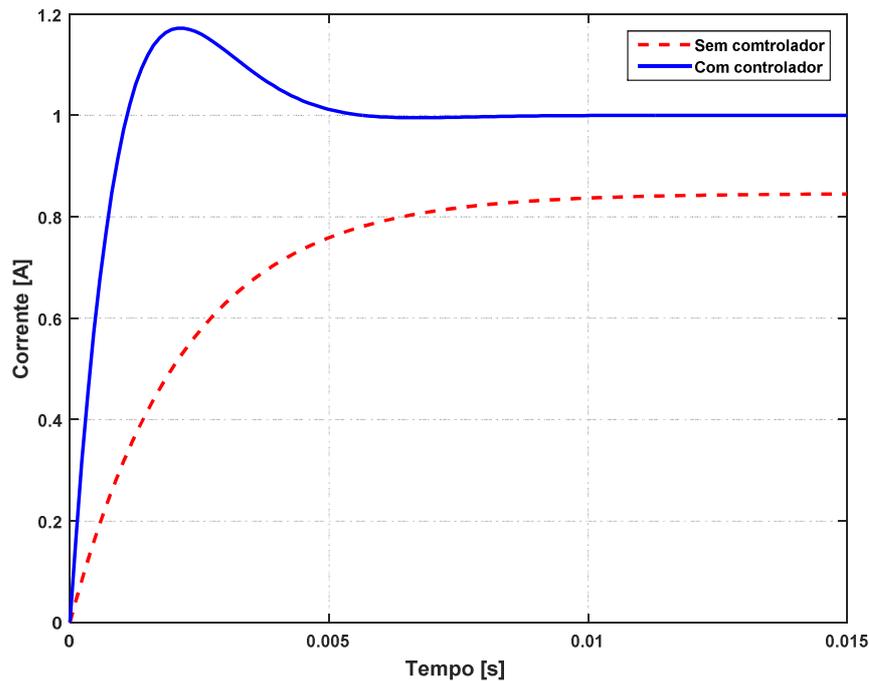


Figura 4.10: Resposta ao degrau da FTMF com e sem controlador, malha de corrente da geração eólica.

Para o projeto do controlador de velocidade que é a malha externa do controle utilizou-se como função de transferência $G(s)$ apresentada na Equação (3.33), que relaciona a velocidade com o torque de saída da turbina. O projeto do controlador PI da malha de velocidade é realizado adotando um máximo sobressinal de 20% e um tempo de acomodação de 15 s. A Figura 4.11 mostra o lugar das raízes da função de transferência $G(s)$ sem o controlador e os pólos que devem fazer parte do lugar das raízes para que o sistema atenda as especificações de projeto.

A Figura 4.12 apresenta o Lugar das raízes da FTMA com controlador, observa-se que o controlador faz com que os pólos necessários para que o sistema tenha a resposta desejada façam parte do lugar das raízes. A Figura 4.13 mostra a resposta ao degrau velocidade da FTMF do sistema com e sem controlador, verifica-se que a dinâmica com o controlador atendeu aos critérios de projeto, tempo de acomodação menor que 15 s e um sobressinal menor que 20%. A Equação (4.12) e (4.13) mostram respectivamente a função de transferência do controlador PI projetado e a função de transferência em malha fechada do processo.

$$GC_{v_{eólica}}(s) = \frac{37.1s + 13,51}{s} \quad (4.12)$$

$$Gv_{eólica}(s) = \frac{37,1s + 13,51}{45s^2 + 37,44s + 13,51} \quad (4.13)$$

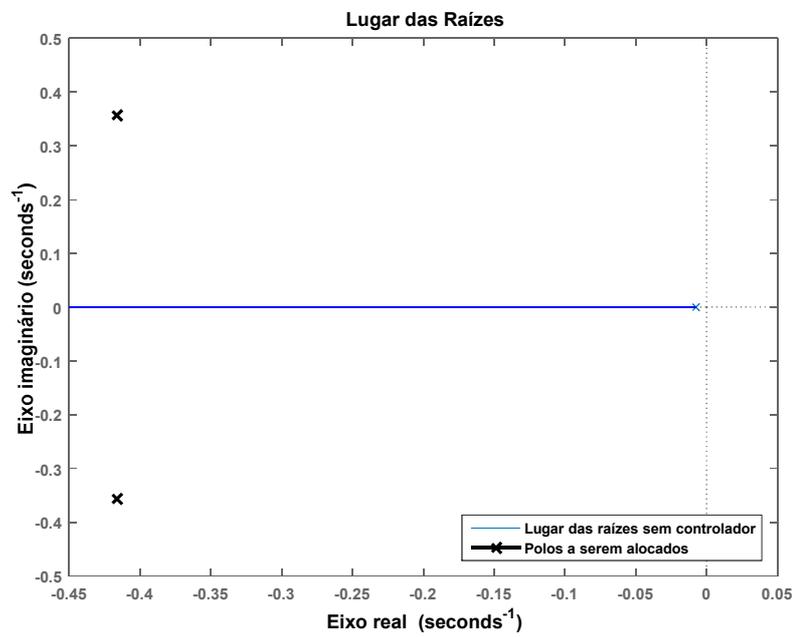


Figura 4.11: Lugar das raízes da FT $G(s)$, malha de velocidade da geração eólica

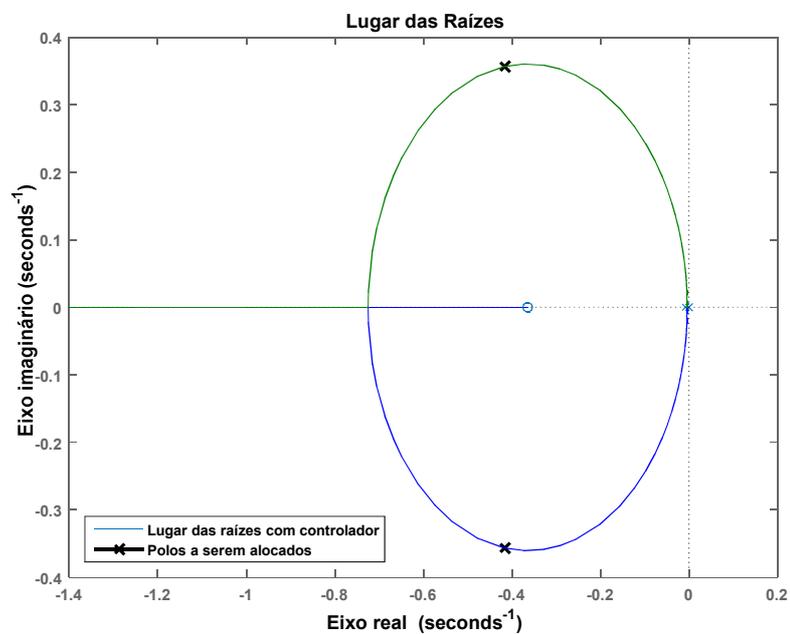


Figura 4.12: Lugar das raízes da FTMA com controlador, malha de velocidade da geração eólica

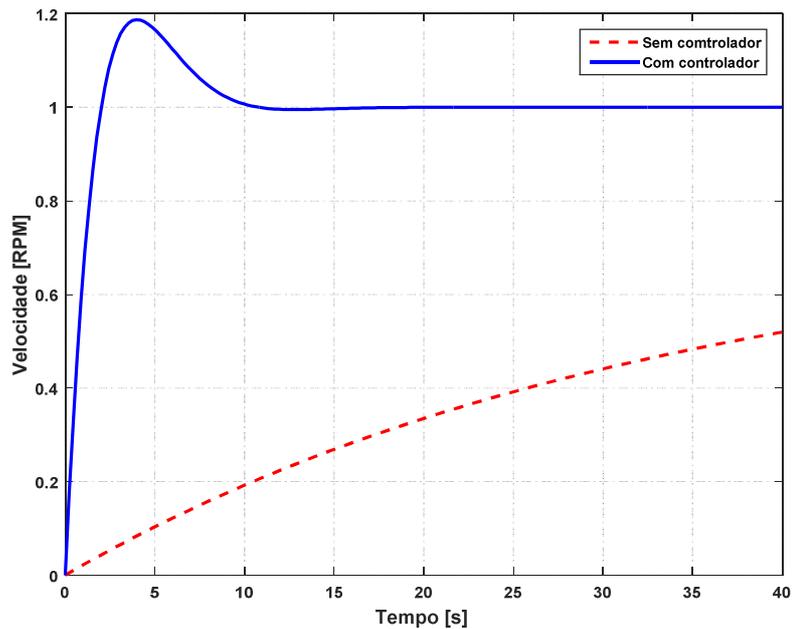


Figura 4.13: Resposta ao degrau da FTMF com e sem controlador, malha de velocidade da geração eólica.

4.3.1 PLL para estimação de velocidade do PMSG

A turbina eólica não possui um sensor de velocidade e dessa maneira optou-se por utilizar uma PLL (*Phase Locked Loop*) para obtenção da velocidade da turbina, uma vez que em máquinas síncronas, a frequência elétrica do estator é proporcional à velocidade. O algoritmo utilizado é de uma PLL trifásica no referencial síncrono adaptado para um sistema monofásico [73]. O diagrama de blocos da PLL utilizada para estimar a velocidade é apresentada na Figura 4.14.

Nesta PLL monofásica, o V_β é obtido a partir da transformação inversa de park das tensões no referencial ortogonal dq . Desta forma, uma tensão de eixo β é emulada permitindo a adaptação a partir de um sistema trifásico. As tensões orientadas V_d e V_q são filtradas por duas funções de transferência de primeira ordem definidas pelas constantes de tempo direta e de quadratura τ_d e τ_q . Essas constantes definem a dinâmica de detecção de fase a ser manipulada pelo controlador PI. O objetivo do controlador é assegurar que uma das tensões orientadas será zero. Uma vez que, neste caso, não há necessidade de definir o ângulo do estator, apenas a velocidade, realmente não importa se V_d ou V_q será

definida igual a zero e nem mesmo qual a tensão usada como a entrada da PLL, V_{ab} , V_{bc} ou V_{ac} podem ser utilizados. Uma vez que a frequência nominal do estator é de 54 Hz, os parâmetros de detecção de fase são escolhidos para atender aos requisitos em operação nominal. Desta forma, as frequências de corte de filtros de primeira ordem são especificadas para 120 Hz. O tempo de estabilização do sistema é definido como sendo 50 ms e os ganhos do controlador usados são $K_p = 200$, $K_i = 20000$.

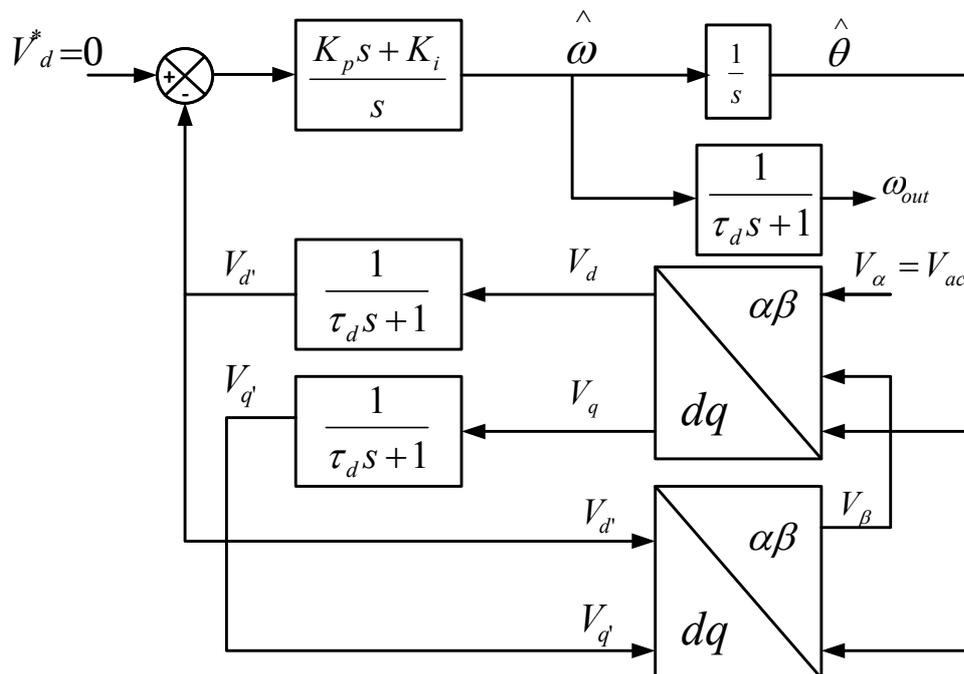


Figura 4.14: Diagrama em blocos da PLL para estimativa da velocidade

4.4 Projeto dos Controladores do CLR

O controle do conversor do lado da rede é realizado em coordenadas d_q , o que permite a utilização de controladores do tipo PI padrão o que garante a simplicidade e robustez do sistema. Em sistemas trifásicos a orientação do sistema é direta e é realizada pela transformação de Clark e Park (de abc para dq) devido à existência de fasores de tensão e corrente. Dessa forma, os componentes $\alpha-\beta$ e d_q representam a projeção do fasores no eixo fixo ou orientado, respectivamente. Num sistema monofásico, a aplicação de controle vetorial só é possível se um dos

componentes $\alpha-\beta$ for emulado. Para gerar os sinais $\alpha-\beta$ em quadratura a serem aplicados a transformação de referencial em coordenadas dq , normalmente é utilizado um deslocamento de fase de 90 graus da componente amostrada (componente α) [65], mas a introdução deste atraso, deteriora a resposta dinâmica tornando-a mais lenta e oscilatória.

Assim, optou-se por utilizar o modelo proposto em [69], onde é empregada uma emulação de um eixo fictício (FAE - *Fictive-Axis Emulation*). Nesta estratégia, em vez de descartar a componente (β), ela é usada para Emulação de Eixo Fictício juntamente com a tensão V_β da rede. A diferença entre as tensões da rede beta do controlador geram uma corrente beta emulada, tendo em conta o comportamento dinâmico do filtro de saída do conversor. O FAE garante estabilidade e um comportamento dinâmico superior (resposta mais rápida e oscilações mais baixas) se comparado com a abordagem convencional. A Figura 4.15 apresenta a malha de controle do conversor do lado da rede onde é possível observar a PLL, o FAE e as transformadas $\alpha-\beta$ para dq e dq para $\alpha-\beta$ bem como o diagrama de controle realizado em dq .

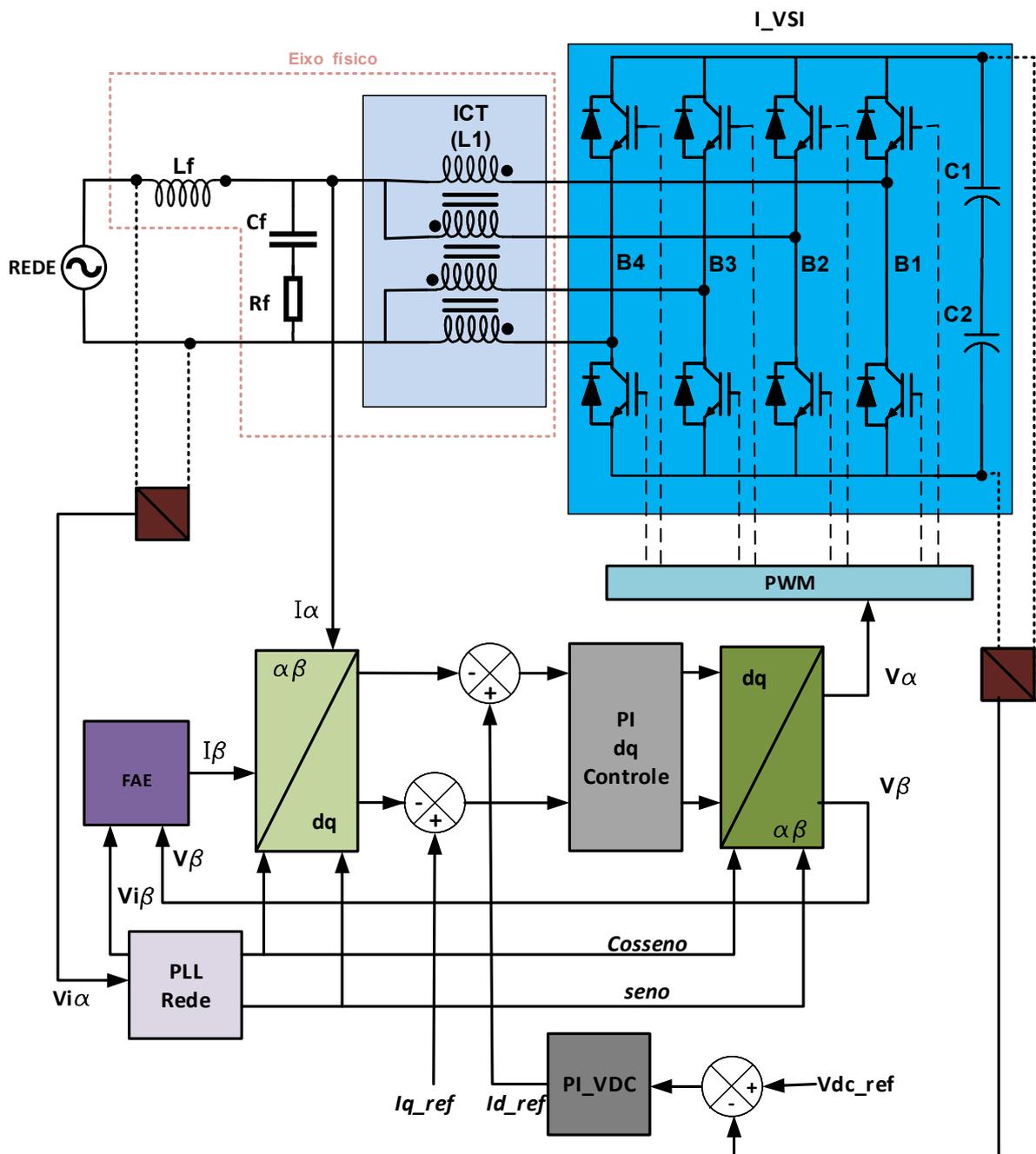


Figura 4.15: Diagrama da malha de controle do conversor do lado da rede.

4.4.1 PLL Monofásica Baseada em Potência Fictícia

Para a conexão do conversor com a rede, é necessário que a tensão sintetizada esteja sincronizada com a rede elétrica. Para isso é necessário implementar uma PLL.

A PLL é responsável por realizar a sincronização do sinal gerado com o sinal de referência, que neste caso é a tensão da rede. A Figura 4.16 apresenta a estrutura da PLL monofásica utilizada [73]. A detecção de fase é baseada em uma potência elétrica fictícia (p) calculada a partir de uma corrente fictícia (i_s) e da medição da tensão da rede normalizada rede (V_i) da seguinte maneira:

$$P = V_i \cdot i_s \tag{4.14}$$

A corrente é definida como sendo 90° desfasada em relação ao ângulo($\hat{\theta}$) estimado da tensão da rede como mostrado:

$$i_s = \text{seno}(\hat{\theta}) \tag{4.15}$$

A potência fictícia pode ser reescrita pelas Equações:

$$p = \cos \text{seno}(\theta) \text{seno}(\hat{\theta}) \tag{4.16}$$

$$p = \text{seno}(\hat{\theta} - \theta) + \text{seno}(\hat{\theta} + \theta) \tag{4.17}$$

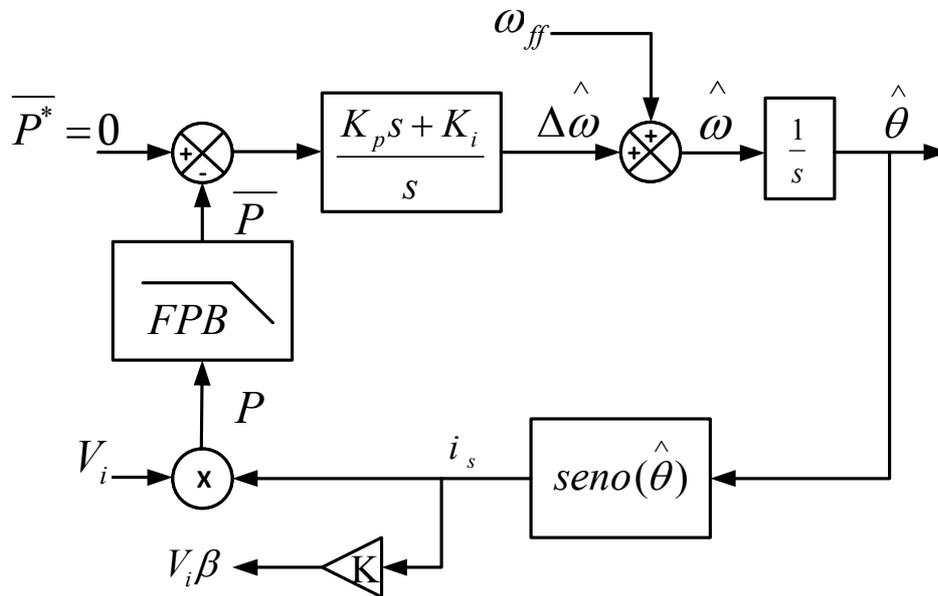


Figura 4.16: PLL monofásica potência instantânea; Fonte: Adaptado de [73].

Quando o ângulo da rede estimado é igual ao real, (p) apresentará uma frequência de duas vezes a frequência da rede, isto é, 120 Hz para sistemas de 60 Hz. Por esta razão, um filtro passa-baixa é usado para remover o segundo termo da Equação (4.17) e o controlador PI é responsável por garantir que a potência fictícia seja igual a zero. Esta estrutura apresenta uma desvantagem relacionada com a

existência da harmônica de segunda ordem que exige que o filtro apresente elevada atenuação a esta frequência, isto é, uma frequência de corte baixa. Como resultado, a dinâmica da PLL definida pelo controlador PI deve ser lenta para garantir a estabilidade. Este problema pode ser reduzido aumentando a ordem do filtro, mantendo a atenuação exigida nos segundos harmônicos em sistemas que a detecção de fase rápida é necessária. Em [73], são apresentados os passos para definição destes parâmetros.

4.4.2 Projeto dos Controladores de Corrente em dq

Para realizar o controle de corrente no filtro LCL, é necessário obter a função de transferência (FT) do filtro. A Equação (4.18) apresenta a função de transferência do filtro que relaciona a corrente de saída do conversor com sua tensão de saída. Com o modelo definido, é necessário definir as especificações de desempenho desejadas. As especificações definidas são sobressinais de 20% e tempo de acomodação de 1 ms.

$$G_{LCL}(s) = \frac{C_f L_f s^2 + C_f R_f + 1}{2C_f L_{ICT} L_f s^3 + 2C_f L_{ICT} R_f s^2 + (C_f L_f R_f + 2L_{ICT} L_f + 1)s} \quad (4.18)$$

A Figura 4.17 mostra o lugar das raízes da função de transferência do filtro LCL e os pólos que devem fazer parte do lugar das raízes para que o sistema atenda as especificações de projeto.

A Figura 4.18 apresenta o Lugar das raízes da FTMA com controlador, observa-se que o controlador faz com que os pólos necessários para que o sistema tenha a resposta desejada façam parte do lugar das raízes. Já a Figura 4.19 mostra a resposta ao degrau de corrente da FTMF do sistema com e sem controlador, verifica-se que a dinâmica com controlador atendeu aos critérios de projeto, tempo de acomodação menor que 1 ms e um sobressinal menor que 20%. A Equação (4.19) e (4.20) mostram respectivamente a função de transferência do controlador PI projetado e a função de transferência em malha fechada do processo.

$$GCi_{CLR}(s) = \frac{2,02s + 12160}{s} \quad (4.19)$$

$$Gi_{CLR}(s) = \frac{2,4 \cdot 10^{-10} s^2 + 6,06 \cdot 10^{-6} s + 1}{2,60 \cdot 10^{-14} s^3 + 8,99 \cdot 10^{-10} s^2 + 140 \cdot 10^{-6} s + 0,02} \quad (4.20)$$

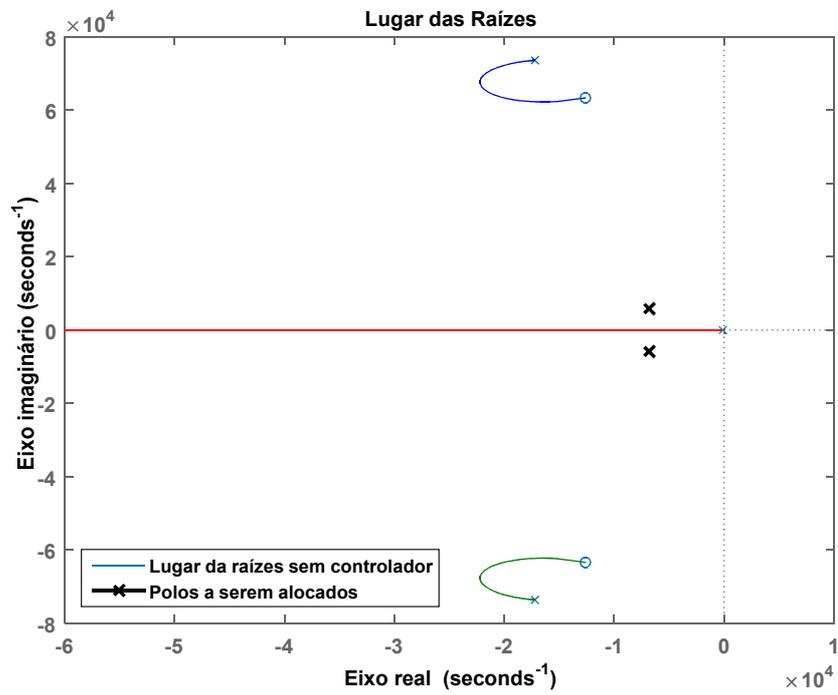


Figura 4.17: Lugar das raízes da FT $G_{LCL}(s)$, malha de corrente do CLR.

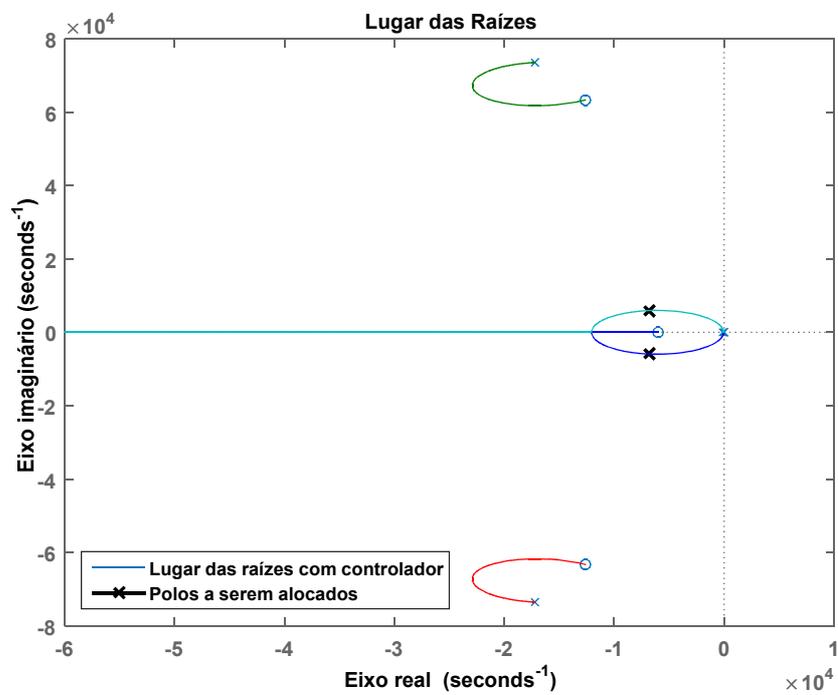


Figura 4.18: Lugar das raízes da FTMA com controlador, malha de corrente do CLR.

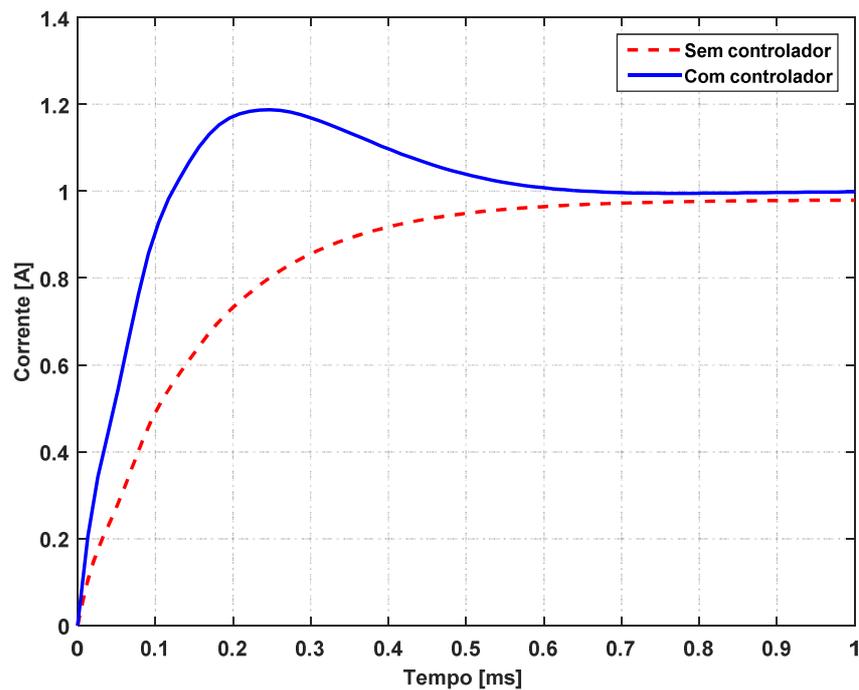


Figura 4.19: Resposta ao degrau da FTMF com e sem controlador, malha de corrente do CLR.

4.4.3 Projeto do Controlador da Malha Externa de Tensão

O controle da tensão no barramento CC é realizado por um compensador PI inserido em uma malha externa a regulação de corrente de eixo direto. Dessa maneira a corrente de referência para controle deste eixo, será a saída do controlador PI da malha de tensão. A dinâmica do barramento CC é aproximada pela Equação (4.21) [43]:

$$G_{Link-CC}(s) = \frac{1}{C_S} \quad (4.21)$$

Onde (C) representa a capacitância total do Link-CC, com o modelo definido, é necessário determinar as especificações de desempenho desejadas. As especificações definidas são sobressinais de 20% e tempo de acomodação de 100 ms. A Figura 4.20 mostra o lugar das raízes da função de transferência do barramento CC e os pólos que devem fazer parte do lugar das raízes para que o sistema atenda as especificações de projeto.

A Figura 4.21 apresenta o Lugar das raízes da FTMA com controlador, observa-se que o controlador faz com que os pólos necessários para que o sistema tenha a resposta desejada façam parte do lugar das raízes. Já a Figura 4.22 mostra a resposta ao degrau de corrente da FTMF do sistema com e sem controlador, verifica-se que a dinâmica com controlador atendeu aos critérios de projeto, tempo de acomodação menor que 100 ms e um sobressinal menor que 20%. A Equação (4.22) e (4.23) mostram respectivamente a função de transferência do controlador PI projetado e a função de transferência em malha fechada do processo.

$$GC_{V_{CLR}}(s) = \frac{4,35s + 210,80}{s} \quad (4.22)$$

$$GV_{CLR}(s) = \frac{1,50s + 72,86}{9,40 \cdot 10^{-3}s^2 + 1,50s + 72,86} \quad (4.23)$$

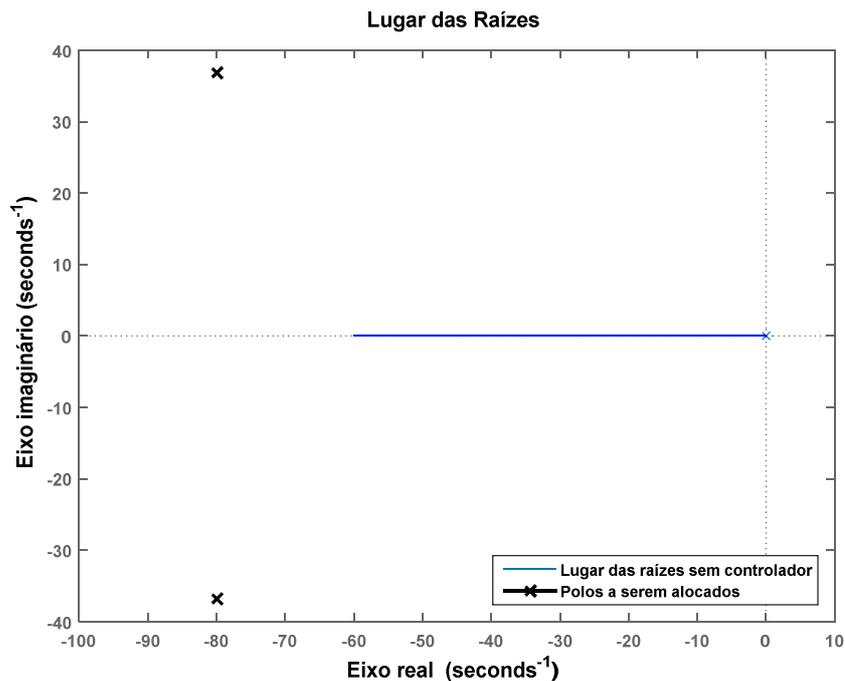


Figura 4.20: Lugar das raízes da FT $G_{\text{Link-cc}}(s)$, malha de tensão do CLR

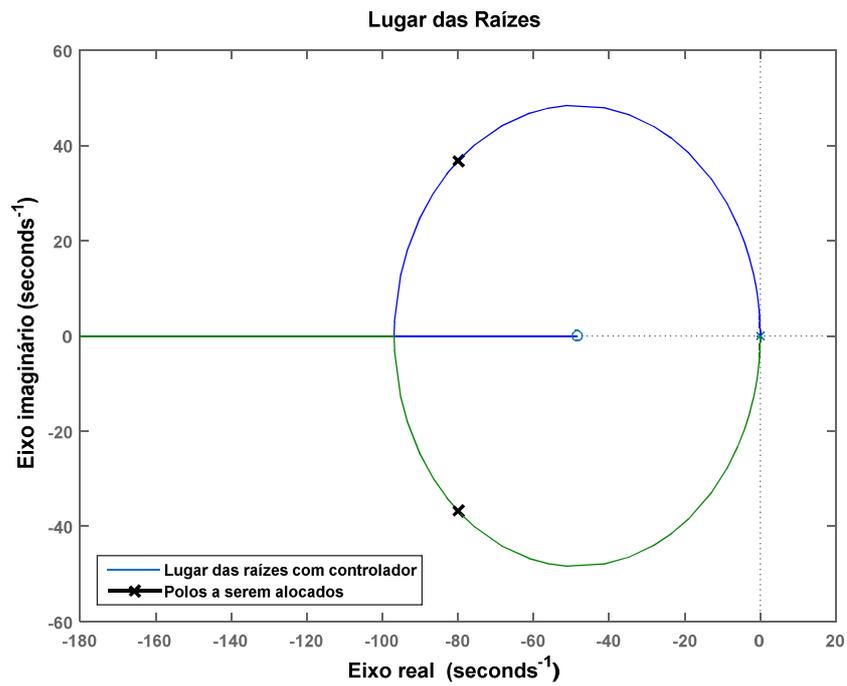


Figura 4.21: Lugar das raízes da FTMA com controlador, malha de tensão do CLR

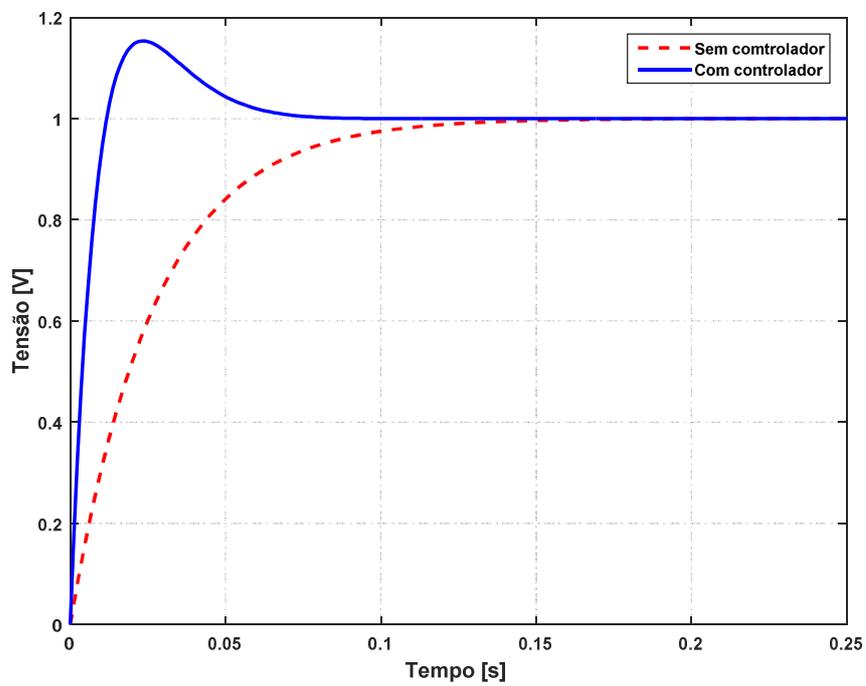


Figura 4.22: Resposta ao degrau da FTMF com e sem controlador, malha de tensão do CLR.

4.5 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentadas as estruturas de controle do SHGEER proposto e o método adotado para projeto dos controladores. Foi realizada uma análise da FTMF da planta sem controlador para definir o tempo de acomodação que seria utilizado no projeto dos controladores.

Os controladores utilizados tanto na malha de controle do CLG e do CLR foram do tipo PI clássico.

Capítulo 5

RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS

Este capítulo é reservado para apresentar os resultados simulados e experimentais, que ocorreram durante o desenvolvimento deste sistema, permitindo assim avaliar o comportamento do inversor além de validar com resultados práticos os resultados encontrados em simulação.

5.1 Resultados Simulados

Para avaliar o comportamento da dinâmica de controle e operação do sistema proposto foram realizadas simulações. Neste tópico serão apresentados os resultados simulados obtidos durante a realização deste trabalho, as simulações foram desenvolvidas no software Plecs® e o tratamento dos dados realizado no software Matlab®. A frequência de chaveamento dos conversores utilizada na simulação foi de 10,08 kHz e uma frequência de amostragem de 20,160 kHz.

5.1.1 Geração fotovoltaica

5.1.1.1 Controle do conversor *Boost*

A Figura 5.1 mostra a resposta dinâmica do controle de corrente do conversor *Boost* para aplicação de um degrau de corrente de 10 ampères em sua referência,

observa-se uma resposta dinâmica compatível com a projetada com máximo pico inferior a 20% e tempo de acomodação menor 8 ms.

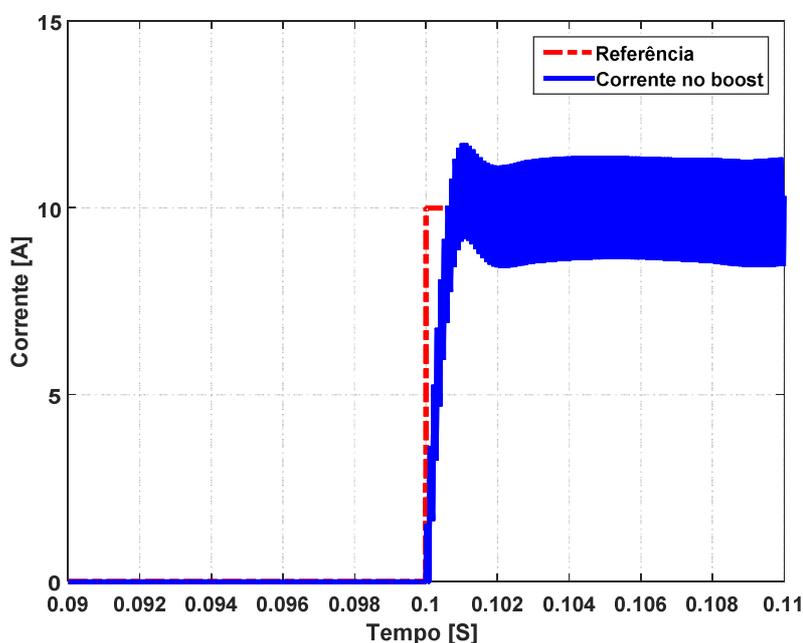


Figura 5.1 Resultados simulados: Resposta ao degrau de corrente do conversor Boost na geração fotovoltaica.

5.1.1.2 Operação do MPPT com painéis fotovoltaicos.

Nesta etapa serão apresentados os resultados de simulação coletados com o algoritmo de MPPT para os dois arranjos em operação, na Figura 5.2 é possível verificar a corrente dos conversores Boost operando de maneira entrelaçada, observa-se que o *ripple* de corrente nos indutores é de aproximadamente de 3,7 ampères ficando abaixo do valor de projeto, nela também é possível observar a corrente e a tensão dos arranjos fotovoltaicos para o sistema operando no ponto de máxima potência com irradiação de 1000 W/m^2 e temperatura de 25°C , observa-se que o *ripple* de corrente nos painéis é desprezível em comparação ao *ripple* nos indutores dos conversores Boost.

A Figura 5.3 mostra o comportamento da potência de saída dos arranjos fotovoltaicos frente a variação em degrau da temperatura de operação dos mesmos, que começa com 35°C e a cada 100 ms é reduzida em 5°C com irradiação solar constante em 1000 W/m^2 . É possível observar que o algoritmo de MPPT implementado consegue operar de forma satisfatória com estas perturbações.

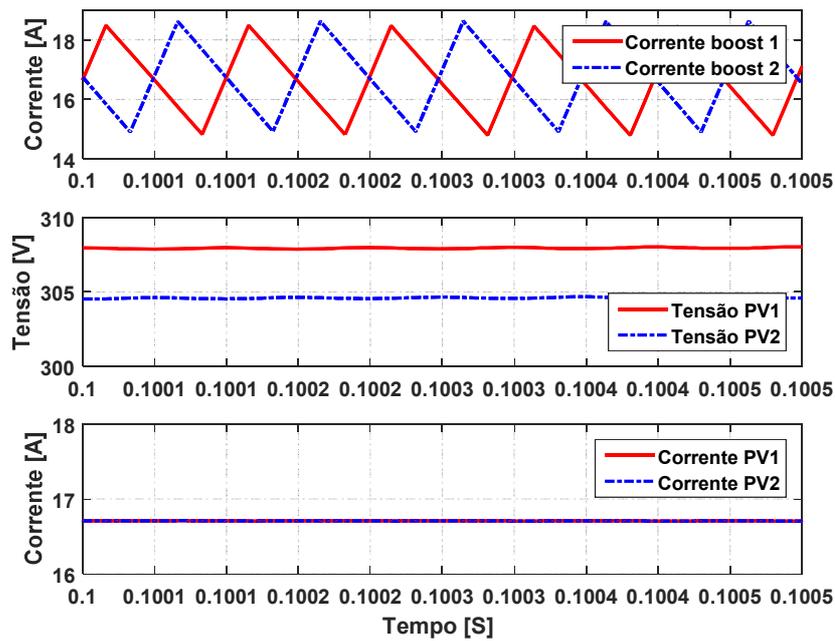


Figura 5.2: Resultados simulados: Corrente nos conversores *Boost*, tensão e corrente os arranjos fotovoltaicos.

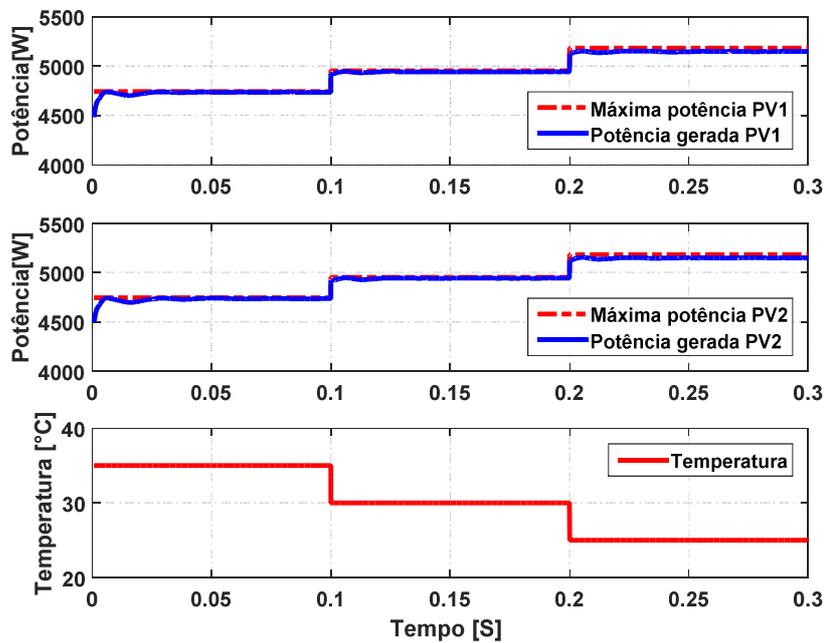


Figura 5.3: Resultados simulados: Variação da potência de saída com variação em degrau da temperatura dos painéis.

A Figura 5.4 mostra o comportamento da potência de saída dos arranjos fotovoltaicos frente a variação em degrau da irradiação incidente sobre os mesmos que começa com 1000 W/m², reduz para 800 W/m² e termina com 500 W/m² para

uma temperatura constante de 25°C. É possível observar que o algoritmo de MPPT implementado consegue operar de forma satisfatória rastreando a máxima potência dos painéis apresentando apenas um desvio durante a aplicação da perturbação, comportamento este que também foi observado em [41] [43].

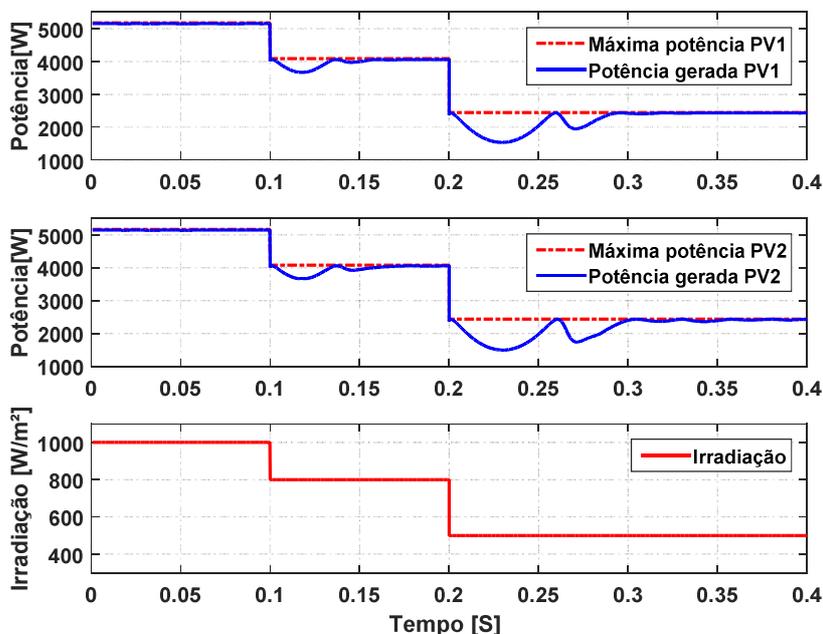


Figura 5.4: Resultados simulados: Variação da potência de saída com variação em degrau da irradiação solar incidente nos painéis.

5.1.2 Geração Eólica

5.1.2.1 Controle da geração eólica

Com a turbina operando com velocidade nominal e torque constante, foi aplicado um degrau na malha de corrente do *Boost*. A Figura 5.5 mostra a resposta de corrente do conversor *Boost* que não apresenta sobressinal e tem um tempo de acomodação de 5 ms. A Figura 5.6 mostra a resposta do controle de velocidade da turbina eólica para um degrau negativo e positivo na velocidade, a máquina leva aproximadamente cerca de 10 s para atingir a nova referência de velocidade.

A Figura 5.7 mostra a resposta dinâmica da PLL para realizar a estimação da velocidade real da turbina, que leva cerca de 0,8 s para identificar a velocidade real da mesma quando parte da velocidade zero.

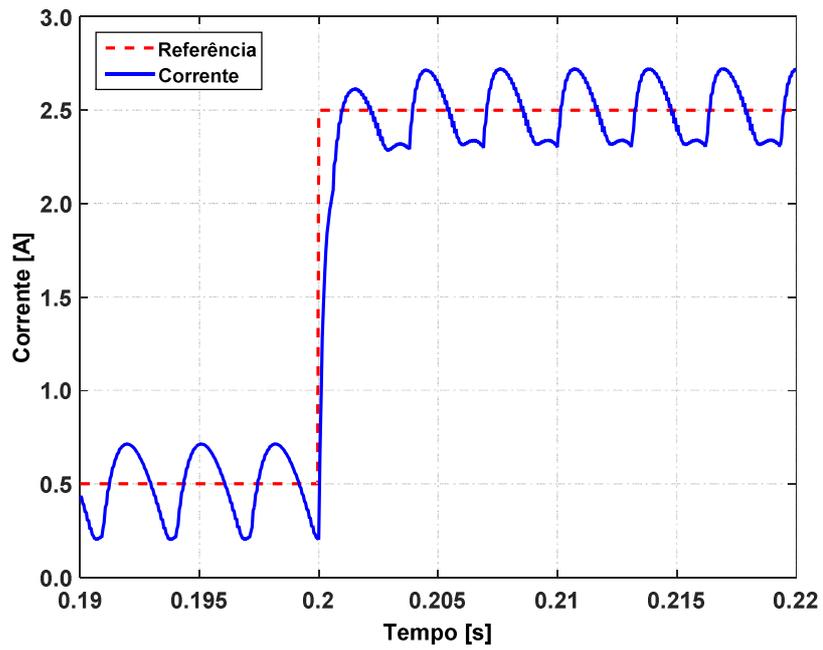


Figura 5.5: Resultados simulados: Controle de corrente da geração eólica.

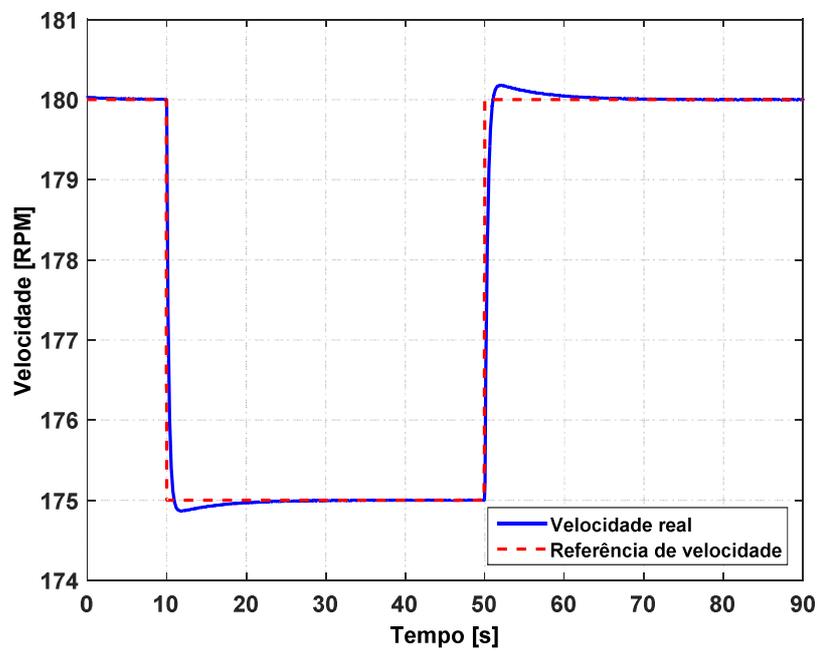


Figura 5.6: Resultados simulados: Controle de velocidade da geração eólica.

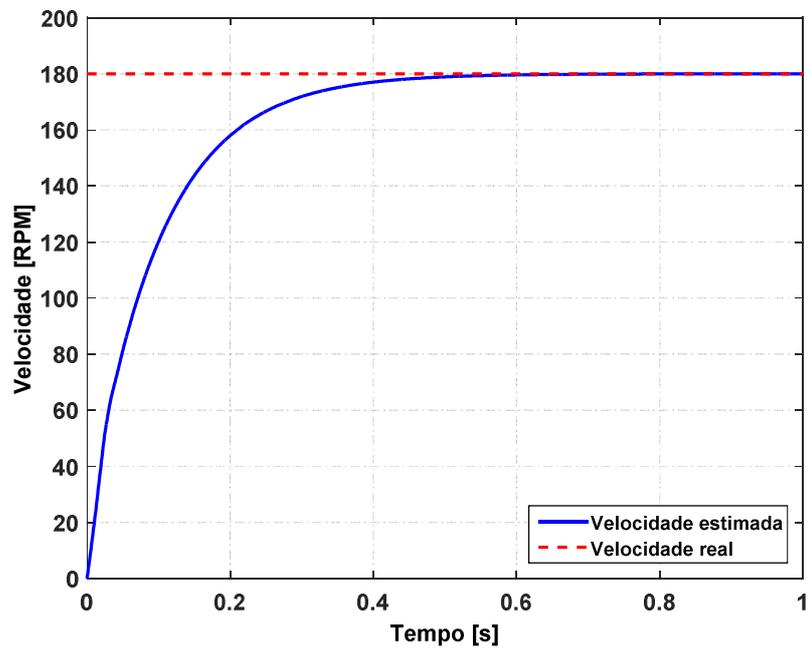


Figura 5.7: Resultados simulados: Resposta dinâmica da PLL.

5.1.2.2 MPPT da Geração Eólica

A Figura 5.8 mostra a velocidade estimada pela PLL e a referência de velocidade na saída do MPPT, observa-se que o algoritmo muda a referência de velocidade a medida que ocorre variação na velocidade do vento. A Figura 5.9 mostra a potência de saída da turbina eólica durante operação do MPPT. Observa-se que o algoritmo de MPPT implementado apresenta uma boa resposta dinâmica e através do controle do conversor *Boost* foi possível extrair a máxima potência da turbina eólica frente as perturbações de velocidade.

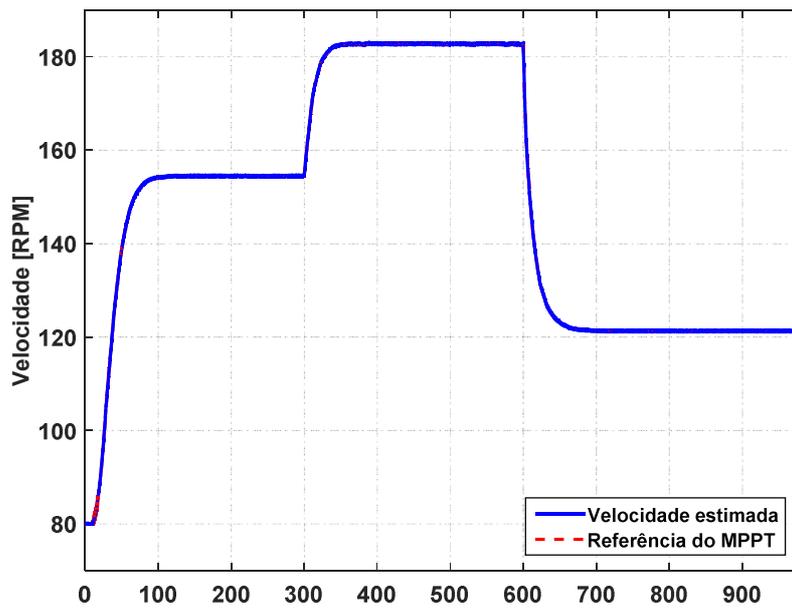


Figura 5.8: Resultados simulados: Referência de velocidade e velocidade estimada.

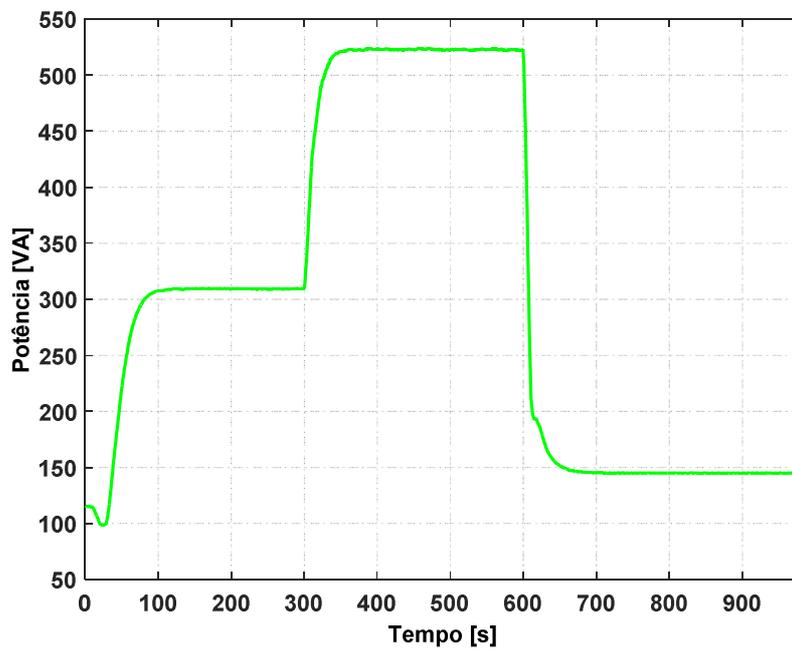


Figura 5.9: Resultados simulados: Potência de saída da turbina eólica.

5.1.3 Conversor Lado da Rede

5.1.3.1 Controle do Conversor Lado da Rede

A Figura 5.10 mostra a resposta do controle de corrente de eixo de quadratura a um degrau positivo de 10 A na sua referência, o controle apresenta um tempo de acomodação menor que o projetado, e um sobressinal acima do 20% do projeto. Observa-se a presença de uma componente de alta frequência que é reflexo do *ripple* de corrente na saída do ICT que é refletido na corrente I_q . A dinâmica de controle da tensão do barramento CC é apresentada na Figura 5.11 para um degrau de 10 V na referência de tensão do Link-CC, onde é possível observar o *ripple* de 120 Hz presente na mesma.

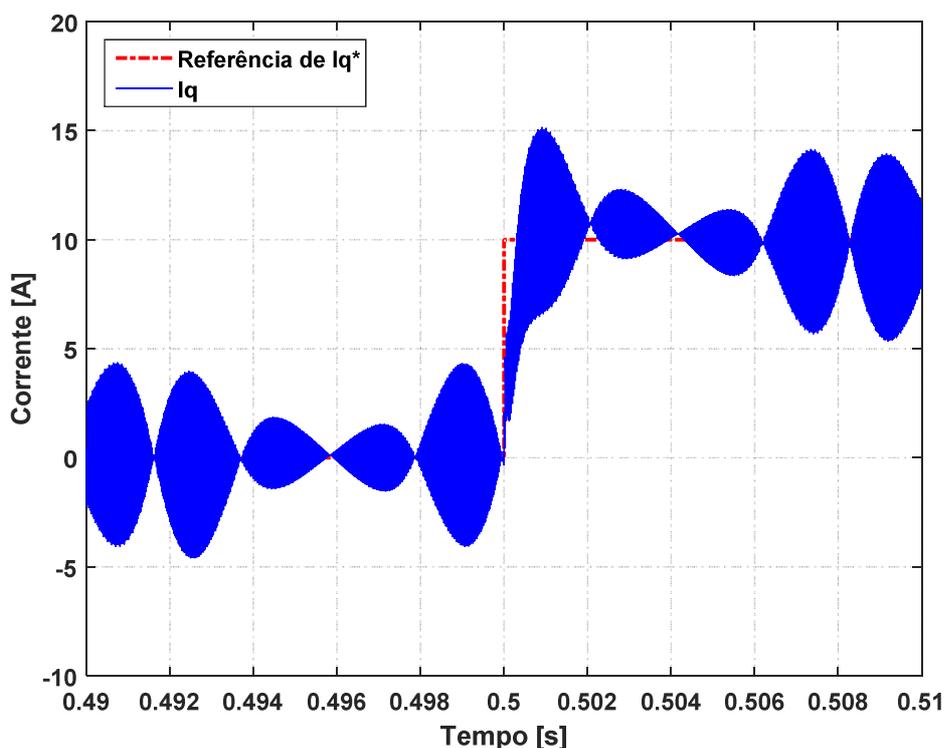


Figura 5.10: Resultados simulados: Degrau de corrente de 10 A no controle de corrente de eixo de quadratura.

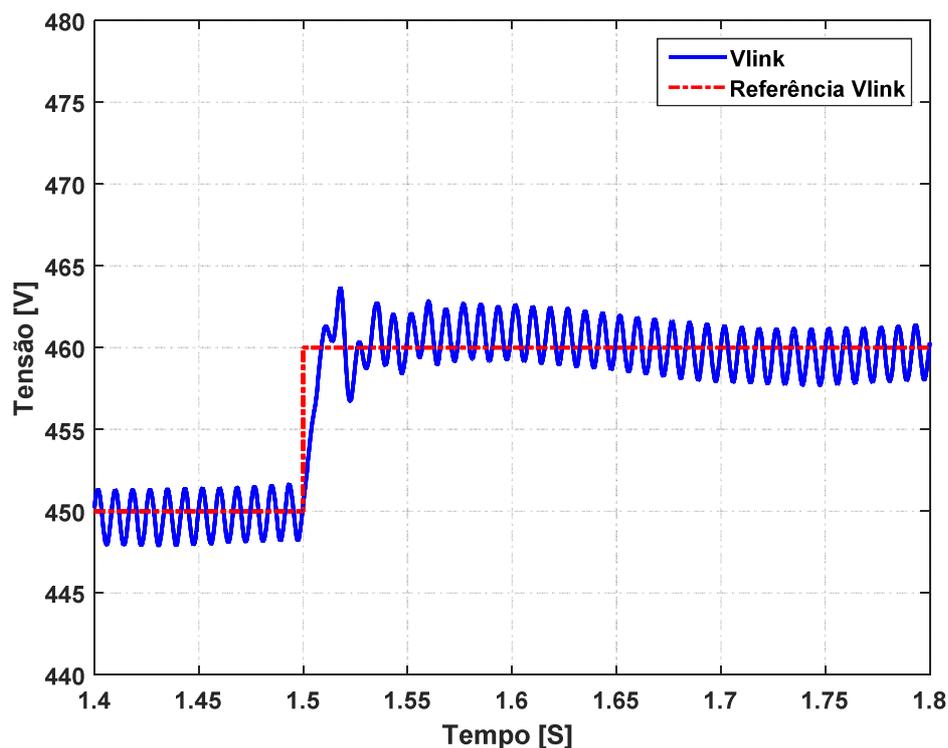


Figura 5.11: Resultados simulados: Degrau de 10 V no controle da tensão do Link-CC.

5.1.3.2 Operação CLR

A Figura 5.12 mostra a tensão e corrente na rede bem como a tensão no barramento CC que apresenta um *ripple* característico de 120 Hz e amplitude de 5 V para a corrente que está sendo injetada na rede. A Figura 5.13 tem o objetivo de apresentar a efetividade do filtro de saída do inversor no qual o ICT faz parte, ele apresenta a corrente no braço 1 do ICT, a corrente na saída do ICT e a corrente na rede onde é possível observar a redução do *ripple* na corrente de saída do ICT e depois do segundo L do Filtro LCL.

A Figura 5.14 mostra a corrente nos quatro braços do ICT, observa-se um *ripple* elevado nos mesmo.

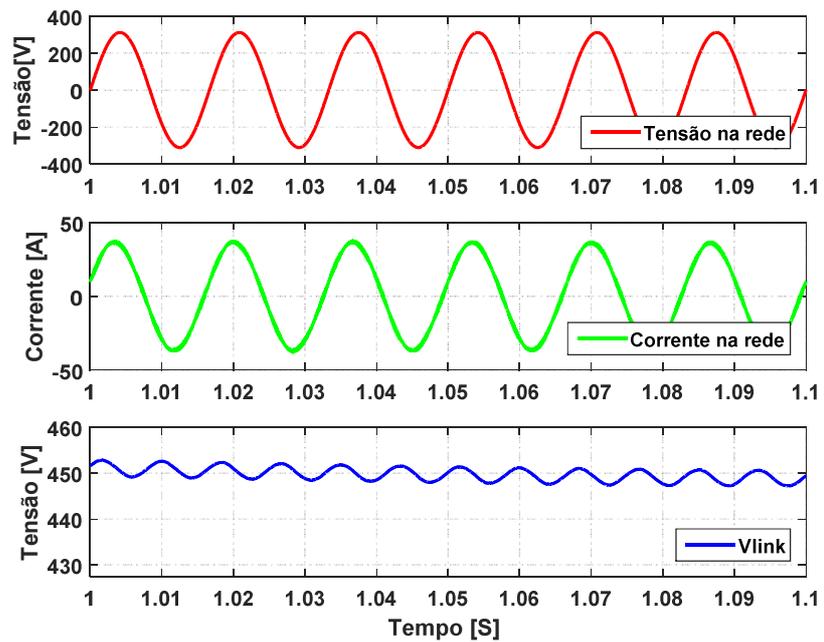


Figura 5.12: Resultados simulados: Tensão, corrente na rede e tensão no barramento CC.

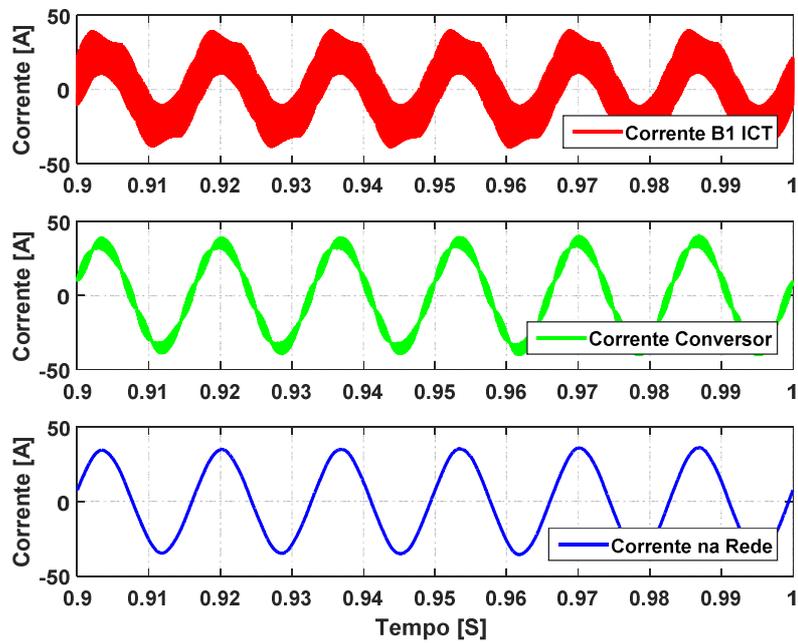


Figura 5.13: Resultados Simulados: Corrente no braço 1 do ICT, na saída do ICT e na rede.

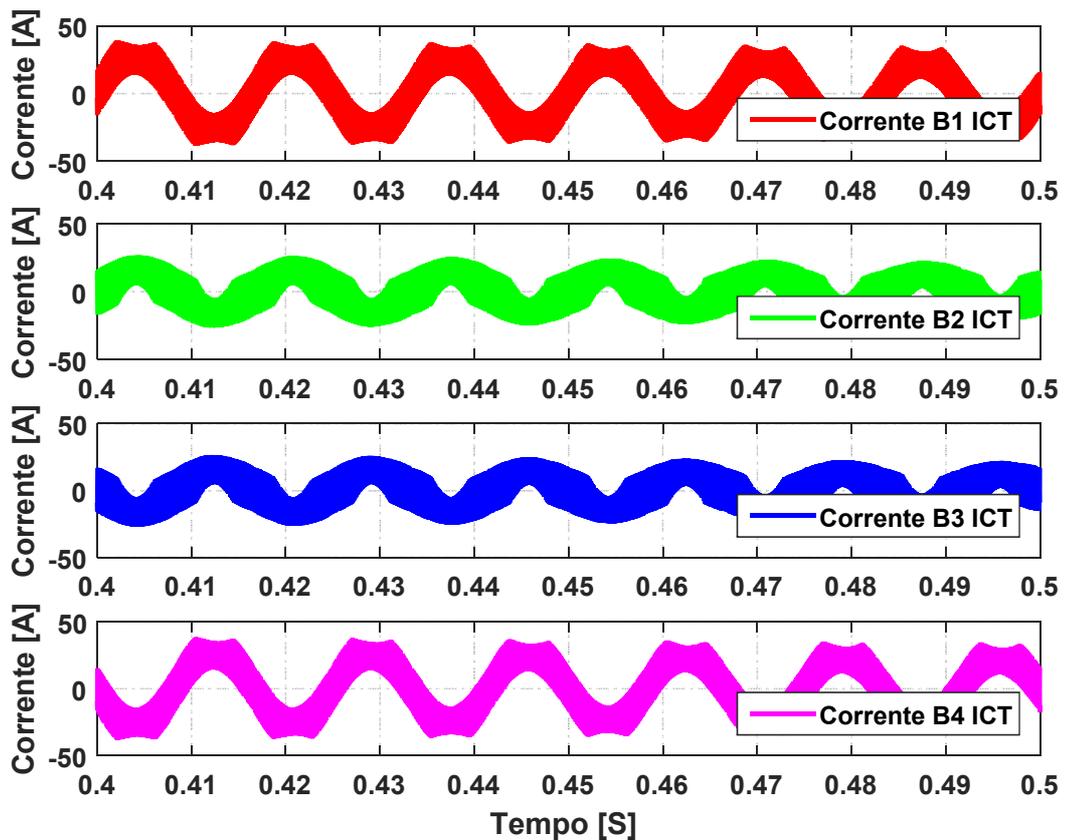


Figura 5.14: Resultados simulados: Correntes nos quatro braços do ICT.

Na Figura 5.15 a corrente dos braços do ICT, a corrente de saída do ICT e na corrente na rede são ampliadas. Observa-se que nos braços do ICT existe um *ripple* de aproximadamente 25 A, já na saída do ICT este *ripple* é reduzido para cerca de 7 A, e na corrente na rede é menor que 300 mA, ou seja, todos os valores ficaram abaixo do *ripple* de projeto. É importante salientar que a frequência do *ripple* na saída é quatro vezes maior que a frequência nos braços do ICT.

A Figura 5.16 apresenta os pulsos de disparo dos IGBT's superiores aos do inversor monofásico entrelaçado onde é possível verificar que os mesmos estão defasados 90° um em relação ao outro para que se tenha o efeito do entrelaçamento dos braços.

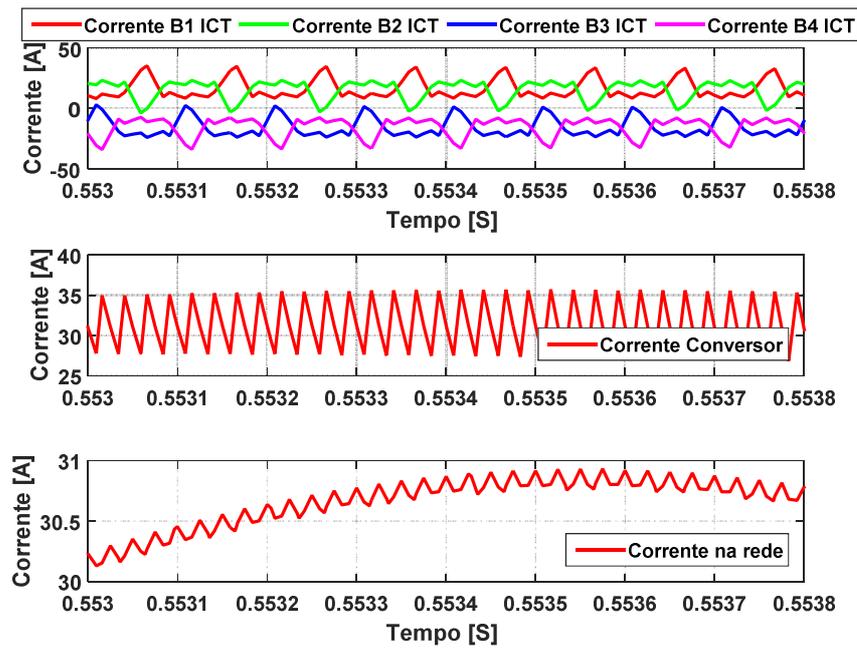


Figura 5.15: Resultados simulados: Corrente nos braços do ICT, na saída do mesmo e na rede.

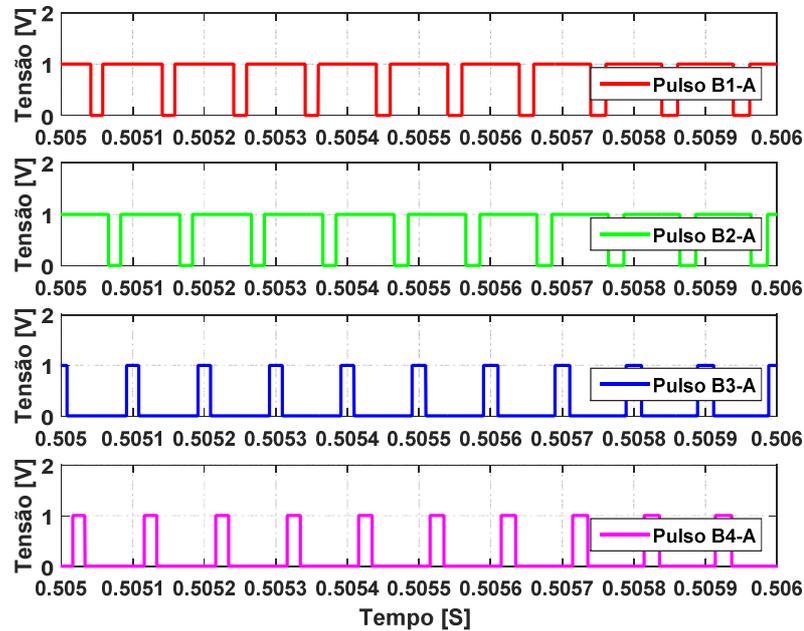


Figura 5.16: Resultados simulados: Pulsos de disparo dos IGBT's superiores de cada braço do inversor entrelaçado.

5.2 Resultados experimentais

Neste tópico serão apresentados os resultados experimentais obtidos durante a realização deste trabalho. Os resultados experimentais foram coletados através das seguintes ferramentas: Analisador de qualidade da Fluke modelo 437, osciloscópio Tektronix modelo TPS 2024B, software CCS (*Code Composer Studio*) da Texas Instruments e do software da fonte CC modelo XR400-20 da empresa Magma Power que foi utilizada para emular os painéis fotovoltaicos. A frequência de chaveamento dos conversores utilizada na montagem física foi de 10,08 kHz e uma frequência de amostragem de 20,160 kHz.

5.2.1 Circuito de Pré-carga

A sequência de acionamento do SHGEER se inicia pelo lado da rede, dessa maneira é necessário um circuito de pré-carrega para reduzir a corrente de pico nos capacitores durante carregamento do Link-CC. A Figura 5.17 apresenta o circuito de pré-carga utilizado no sistema, com a habilitação do contator K1 a corrente de carga dos capacitores do barramento CC será limitada pelo resistor R2 além da resistência do ICT e do filtro LF que são pequenas. Quando a tensão do Link-CC atinge 85% da tensão de pico da rede o contator K2 é acionado, colocando assim em curto o resistor R2 e terminando de realizar a carregamento do Link-CC com a tensão de pico da rede. A Figura 5.18 mostra o comportamento da tensão, corrente na rede e tensão no barramento CC que estão respectivamente nos canais 1,2,3 do osciloscópio. Observa-se que o tempo total de carregamento do Link-CC foi de aproximadamente 5,5 s e que a corrente na rede ficou abaixo de 10 A durante os dois estágios do processo e apresentou maior valor no instante em que o resistor foi colocado em curto.

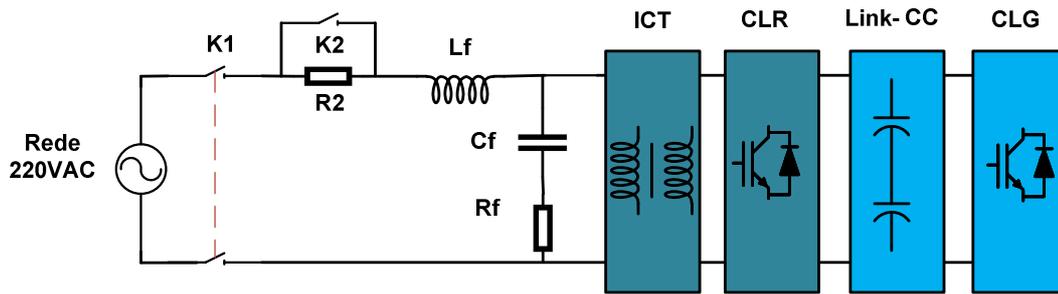


Figura 5.17: Circuito para pré-carga do barramento CC.

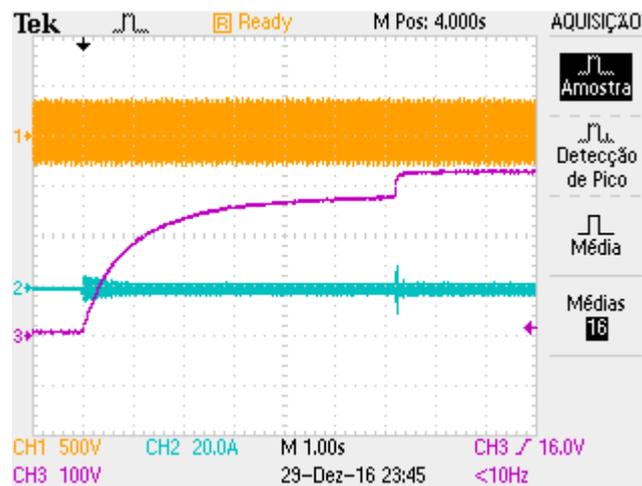


Figura 5.18: Resultados experimentais: Carregamento do Link-CC.

5.2.2 Geração fotovoltaica

5.2.2.1 Controle do conversor *Boost*

Os dois conversores tipo *Boost* que são responsáveis por extrair a máxima potência dos painéis são controlados no modo corrente, estes conversores podem trabalhar de modo isolado ou conjunto, por este motivo os dois conversores têm as malhas de controle idênticas. A fim de verificar a resposta dinâmica da malha de controle do conversor *Boost* foi aplicado um degrau positivo e um negativo conforme a apresentado na Figura 5.19, observa-se que o controlador projetado apresenta uma resposta dinâmica compatível com a projetada com máximo pico bem inferior a 20%.

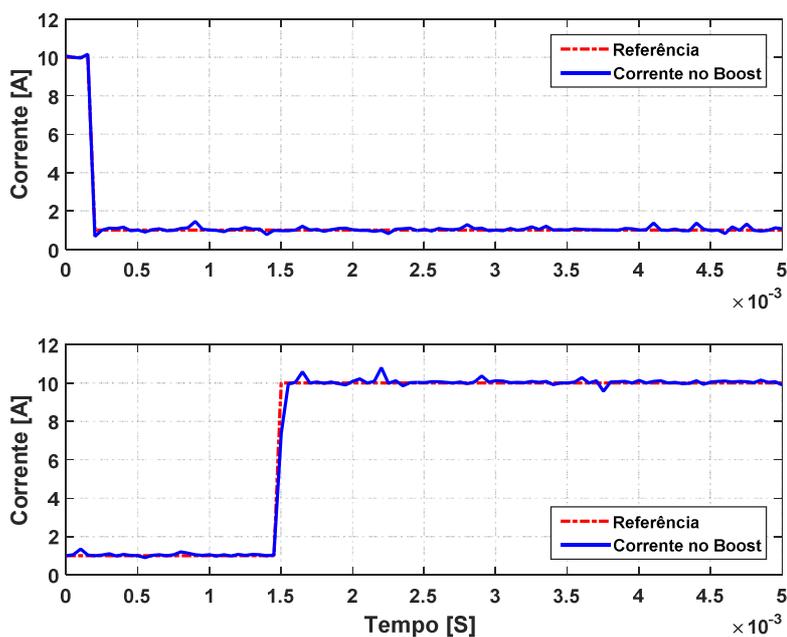


Figura 5.19: Resultados experimentais: Resposta ao degrau de corrente do conversor *Boost* geração fotovoltaica.

5.2.2.2 Operação do MPPT com painéis fotovoltaicos.

Este tópico tem o objetivo de apresentar o comportamento dos conversores *Boost* realizando o MPPT para duas condições de radiação solar, a Figura 5.20 mostra a tensão do arranjo 1, tensão no arranjo 2, corrente *Boost* 1 e corrente no *Boost* 2 nos canais (1, 2, 3 e 4) do osciloscópio respectivamente sendo que na Figura 5.20(A) são coletados próximo ao meio dia, enquanto na Figura 5.20(B) os dados foram coletados próximo das dez horas. Verifica-se que a medida que a irradiação solar sobre os painéis aumenta, ocorre um incremento da corrente média nos indutores dos conversores *Boost*.

A Figura 5.20(A) mostra o *ripple* de corrente no indutor do *Boost* 2, que atendeu ao critério de projeto ficando dentro dos 30% especificado, já a Figura 3.5(B) mostra a tensão do arranjo 1, corrente *Boost* 1 e corrente no arranjo 1 nos canais (1,3 e 4) do osciloscópio respectivamente onde verifica-se que no arranjo fotovoltaico existe um *ripple* de 800 mA.

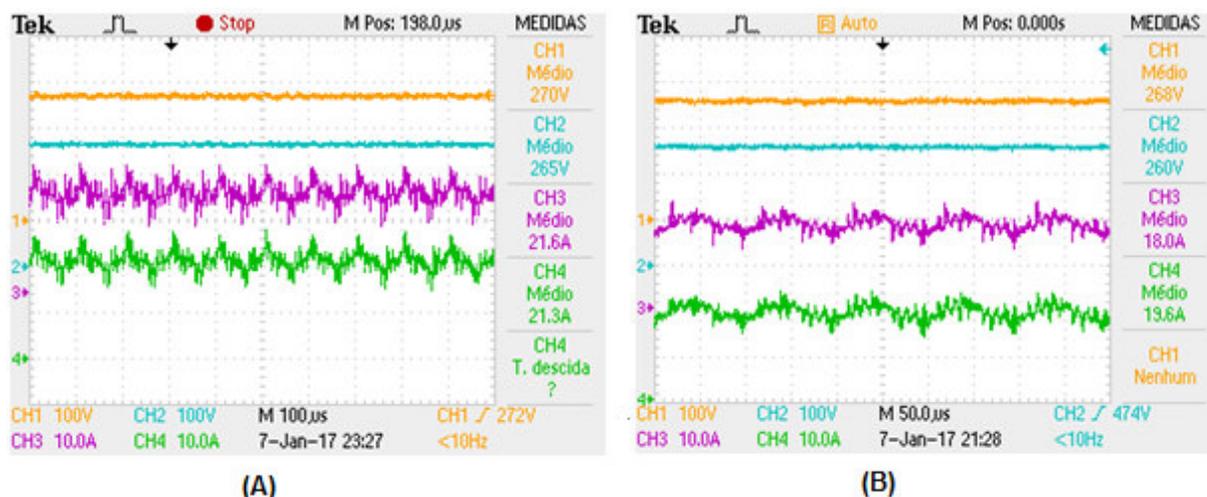


Figura 5.20: Resultados experimentais: (A) correntes nos Boost's e tensão nos painéis ao meio dia; (B) correntes nos Boost's e tensão nos painéis as 10 horas;

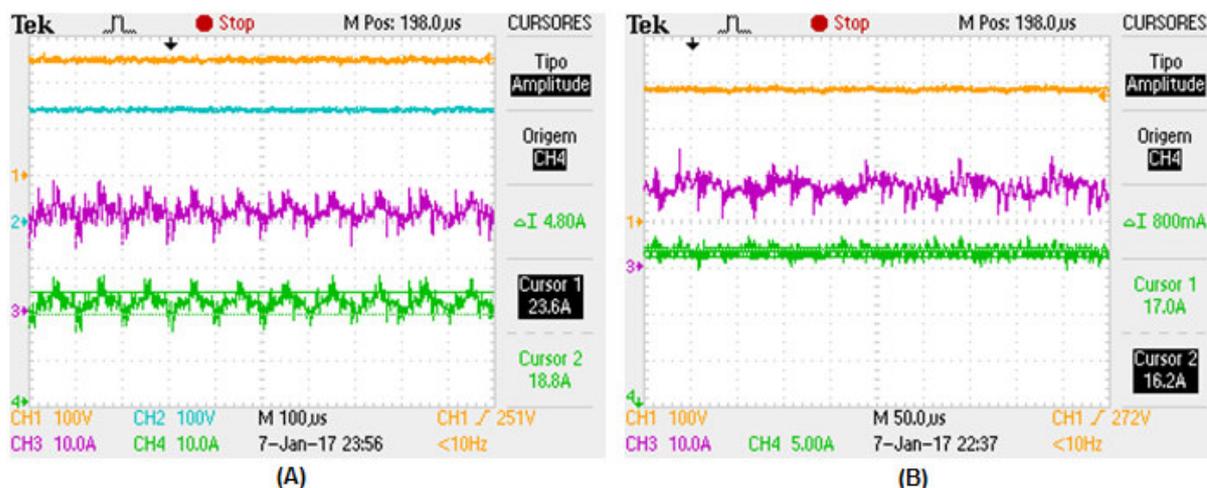


Figura 5.21: Resultados experimentais: (A) Ripple de corrente no Boost 2; (B) Ripple de corrente no arranjo fotovoltaico do Boost 2.

5.2.2.3 Operação do MPPT com simulador de painéis fotovoltaicos.

Para confirmação da correta operação do MPPT escolhido, o conversor foi colocado em operação com o Boost 1 sendo conectado a um arranjo de 5,1 kW enquanto o Boost 2 foi conectada a fonte CC modelo XR400-20 da empresa Magma Power que foi utilizada para emular um arranjo fotovoltaico de 5,1 kW. A Figura 5.22 mostra à corrente do Boost 1, corrente no Boost 2, tensão do arranjo 1, tensão no arranjo 2, nos canais (1, 2,3 e 4).

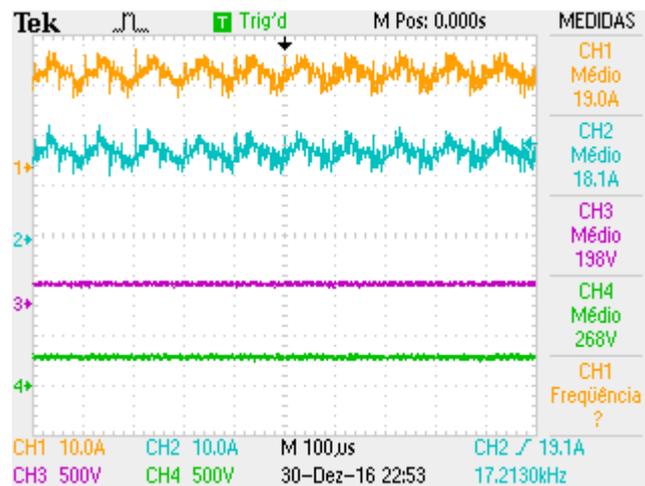


Figura 5.22: Resultados experimentais: Conversor Boost 1 conectado no arranjo fotovoltaico e Boost 2 conectado em um simulador de painel fotovoltaico.

A Figura 5.23 mostra os gráficos de tensão versus potência, corrente versus potência e tempo versus potência, verifica-se um comportamento bem estável do MPPT em regime permanente e observa-se que o mesmo está extraindo a máxima potência de 5,1 kW conforme configuração realizada na fonte.

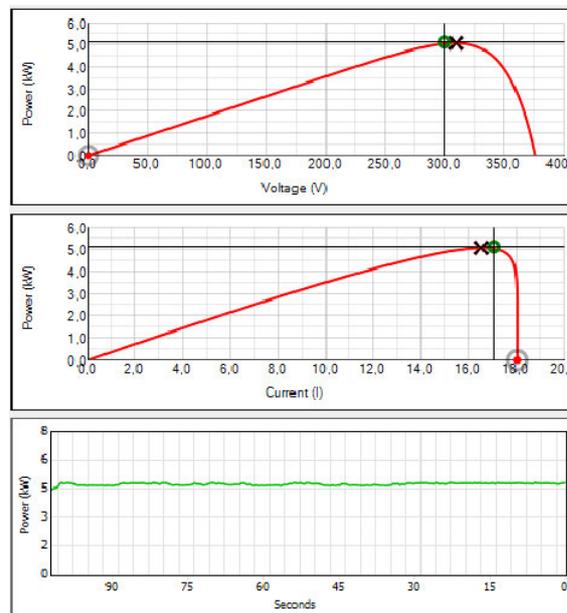


Figura 5.23: Resultados experimentais: Corrente, tensão e potência do arranjo fotovoltaico 2 sendo emulado pela fonte.

A Figura 5.24 mostra o comportamento da potência de saída do arranjo fotovoltaico emulado frente a perturbações na irradiação solar, que começa em 900 W/m² é reduzida para 600 W/m² e em seguida elevada para 1000 W/m². Verifica-se

que o MPPT perturba e observa apresentou uma adequada resposta dinâmica frente as variações na irradiação solar.

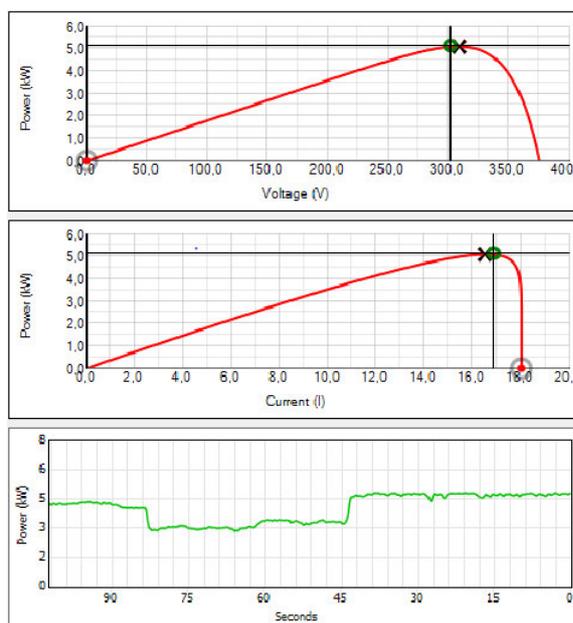


Figura 5.24: Resultados experimentais: Corrente, tensão e potência do arranjo fotovoltaico 2 sendo emulado pela fonte com aplicação de variação na irradiação solar.

5.2.3 Geração Eólica

Para realizar os teste experimentais da estratégia de controle foi utilizado um simulador de turbina eólica, uma vez que na época deste ensaio os ventos estavam inconstantes, o que impossibilitou a utilização da turbina eólica Razek 266. A dinâmica da turbina eólica foi emulada por um conjunto constituído de um motor de indução e um motor síncrono de imã permanente.

A máquina motora é um motor trifásico de indução rotor gaiola de esquilo de 11 kW, 220 V, 1175 RPM. Para controlar o torque utilizou-se um inversor da empresa ABB modelo ACS800. A curva de torque da turbina eólica foi programada no software LabView e enviada como um sinal de corrente para uma entrada analógica do inversor .

A turbina é simulada com uma máquina síncrona de imã permanente de 10 kVA, 220 V, 1200 RPM e seis pólos. O PMSG da turbina eólica tem 36 pólos, e de acordo com catálogo do fabricante produz sua potência nominal a 180 RPM para uma velocidade de vento de 12 m/s, dessa forma o gerador síncrono foi ajustado

para 1080 RPM para produzir a mesma potência, tensão e frequência elétrica como a turbina eólica. A Figura 5.25 mostra o conjunto de máquinas utilizado para teste.

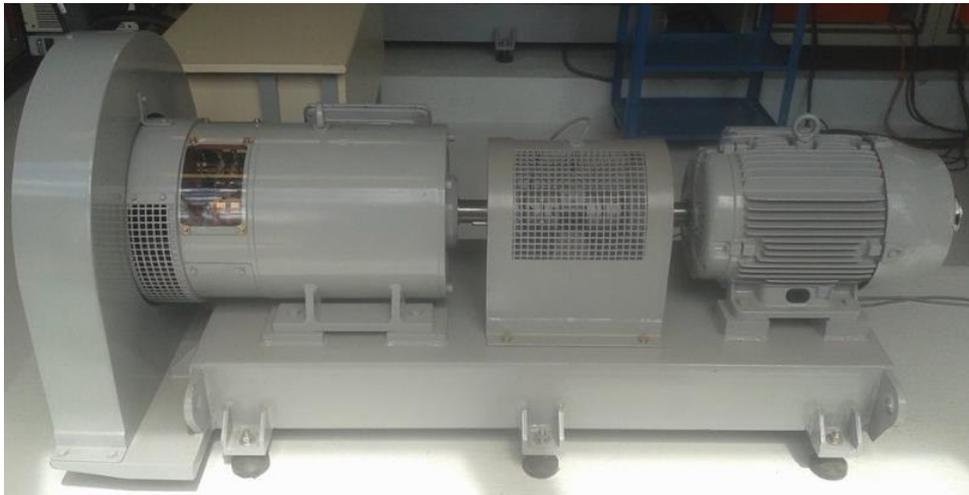


Figura 5.25: Resultados experimentais: Conjunto utilizado para teste.

5.2.3.1 Controle da geração eólica

Com a turbina operando com torque constante e velocidade nominal, foi aplicado um degrau no controle de corrente. A Figura 5.26 mostra a resposta de do sistema. A resposta tem um tempo de acomodação de aproximadamente 5 ms, observa-se que não é possível ver o *ripple* de corrente no *Boost* devido a presença do filtro *anti-aliasing* presente na placa de condicionamento. A Figura 5.27 mostra a resposta do controle de velocidade da turbina eólica para um degrau negativo e positivo na velocidade, a máquina leva aproximadamente cerca de 15 s para atingir a nova referência de velocidade. A velocidade mostrada nesta figura é estimada pela PLL e é usada como feedback na malha de controle.

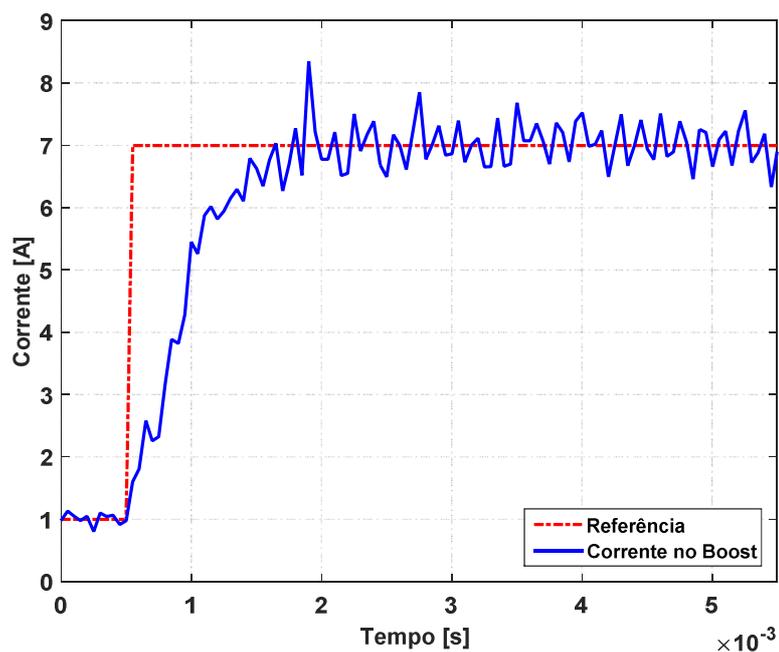


Figura 5.26: Resultados experimentais: Controle de corrente da geração eólica; Fonte: Adaptado de [83].

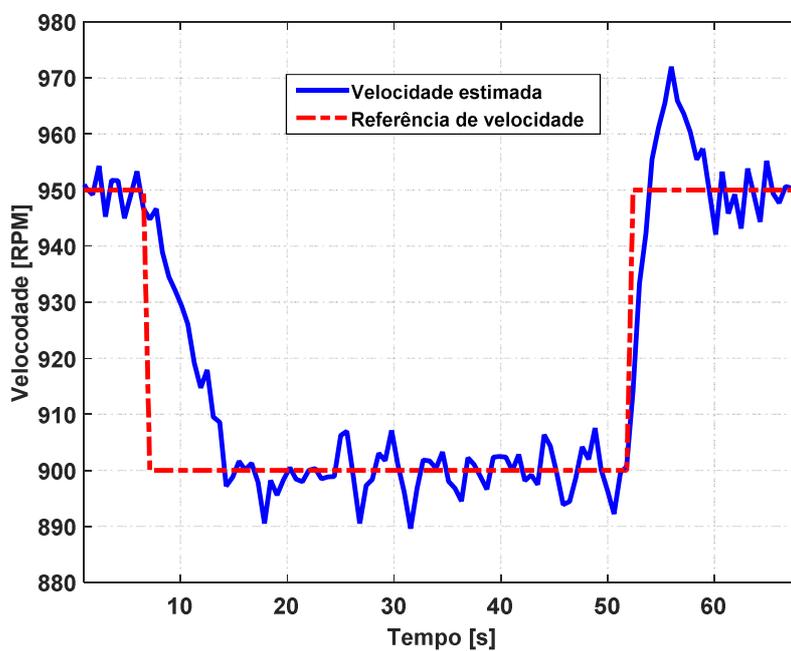


Figura 5.27: Resultados experimentais: Controle de velocidade da geração eólica; Fonte: Adaptado de [83].

5.2.3.2 Operação da Geração Eólica

A Figura 5.28 mostra as correntes nas fases do PMSG entregando a sua potência nominal, seu perfil característico ocorre devido a presença da ponte retificadora trifásica que é conectada na saída do gerador. A Figura 5.29 apresenta a tensão na entrada do *Boost* a corrente no *Boost* e a potência respectivamente sendo que a potência foi extraída do produto dos dois primeiros. Verifica-se que em velocidade nominal a potência média entregue pela turbina eólica foi de aproximadamente 1450 VA e que o *ripple* real ficou maior que o observado na simulação o que contribui para o perfil da potência de saída.

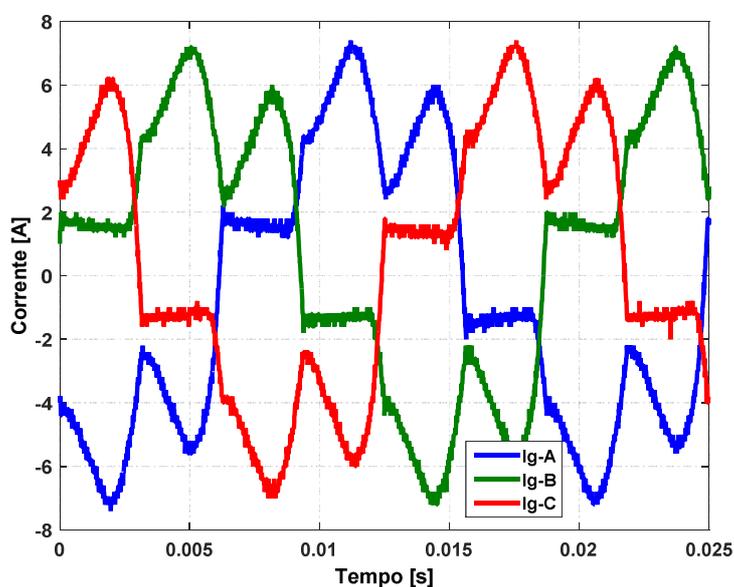


Figura 5.28: Resultados experimentais: Correntes nas fases do PMSG; Fonte: Adaptado de [81].

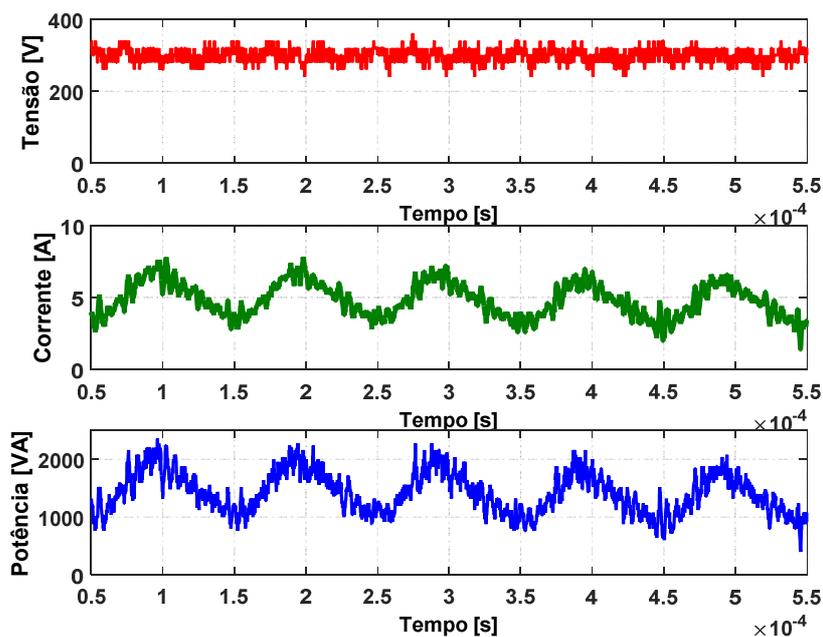


Figura 5.29: Resultados experimentais: Tensão na saída do retificador, corrente no Boost e potência de saída da geração eólica respectivamente; Fonte: Adaptado de [83].

5.2.4 Conversor Lado da Rede

5.2.4.1 Controle do Conversor Lado da Rede

A Figura 5.30 apresenta a resposta do controle de corrente de eixo de quadratura a um degrau positivo e negativo de 10 A na referência, o controle apresenta um tempo de acomodação menor que o projetado, e um sobressinal pouco acima do 20% do projeto. A dinâmica de controle da tensão do barramento CC é apresentada na Figura 5.31 para um degrau de 20 V na referência de tensão do Link-CC, observa-se que o sistema apresenta um sobressinal de 45% e tempo de acomodação de 150 ms, valores estes maiores que os de projeto.

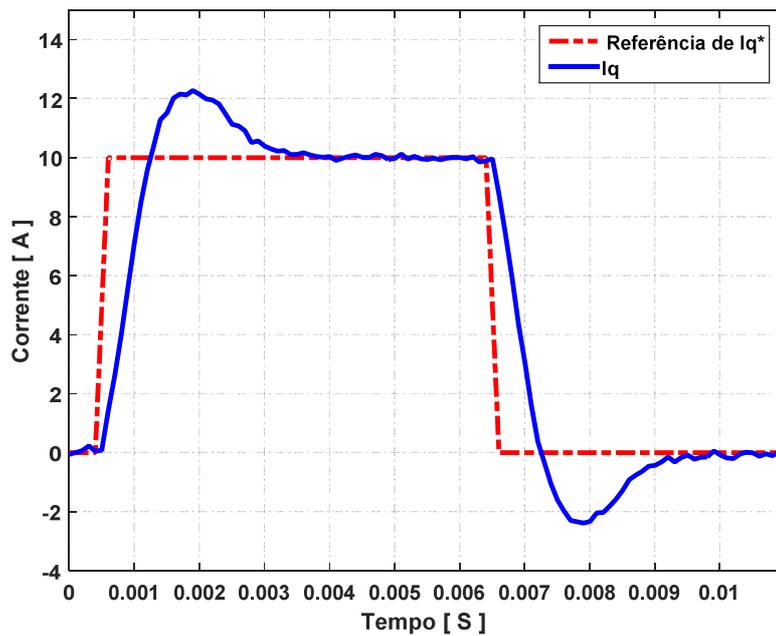


Figura 5.30: Resultados experimentais: Degrau de corrente de 10A no controle de corrente de eixo de quadratura.

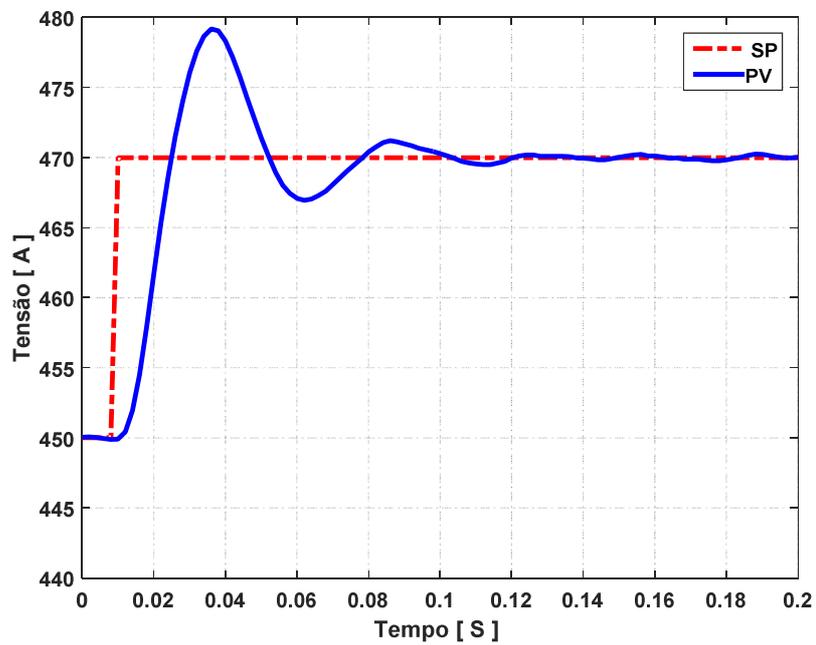


Figura 5.31: Resultados experimentais: Degrau de 20V no controle da tensão do Link-CC.

5.2.4.2 Operação CLR

A Figura 5.32 (A) mostra a corrente nos quatro braços do ICT nos canais (1, 2, 3 e 4) do osciloscópio respectivamente, já a Figura 5.32(B) mostra as quatro correntes ampliadas o que permite verificar o valor do *ripple*. A Figura 5.33 mostra a corrente no braço 1 do ICT, corrente na saída do ICT e corrente na rede nos canais (2, 3 e 4) do osciloscópio respectivamente, sendo que na Figura 5.33(A) é feita a medição do *ripple* na corrente de saída do ICT, que é de aproximadamente 12,8 A, ficando 4,06% acima do valor de projeto que era de 10,63 A.

Já na Figura 5.33(B) é realizada a medição do *ripple* na corrente da rede que é de aproximadamente 800 mA, que ficou 50,6% acima do valor adotado no projeto que era de 0,531 A.

A Figura 5.34(A) mostra tensão na rede, corrente no braço 1 do ICT, corrente na saída do ICT e corrente na rede nos canais (1, 2, 3 e 4) do osciloscópio, é possível verificar visualmente a atenuação que ocorre no *ripple* de corrente após na saída do ICT e na rede após o indutor L_f do filtro LCL. A Figura 5.34(B), mostra um dos motivos da alta eficiência de filtragem deste sistema que é alcançada com o ICT mais o chaveamento entrelaçado dos quatro braços que produz na saída um *ripple* de corrente com quatro vezes a frequência de chaveamento, o que permite a utilização de indutores menores para realização da filtragem.

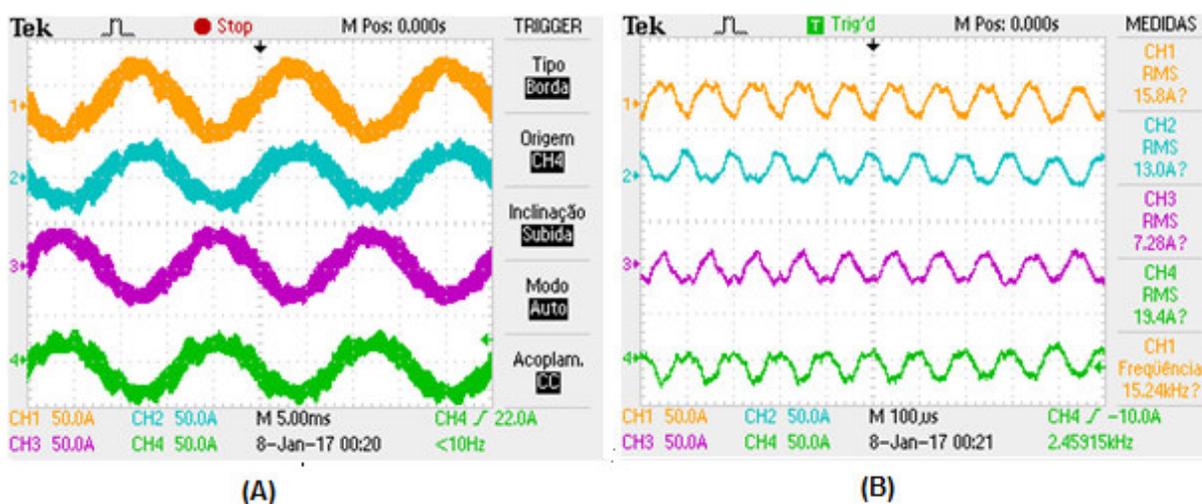


Figura 5.32: Resultados experimentais: (A) Corrente nos quatro braços do ICT;(B) Aplicação de Zoom na corrente dos quatro braços do ICT.

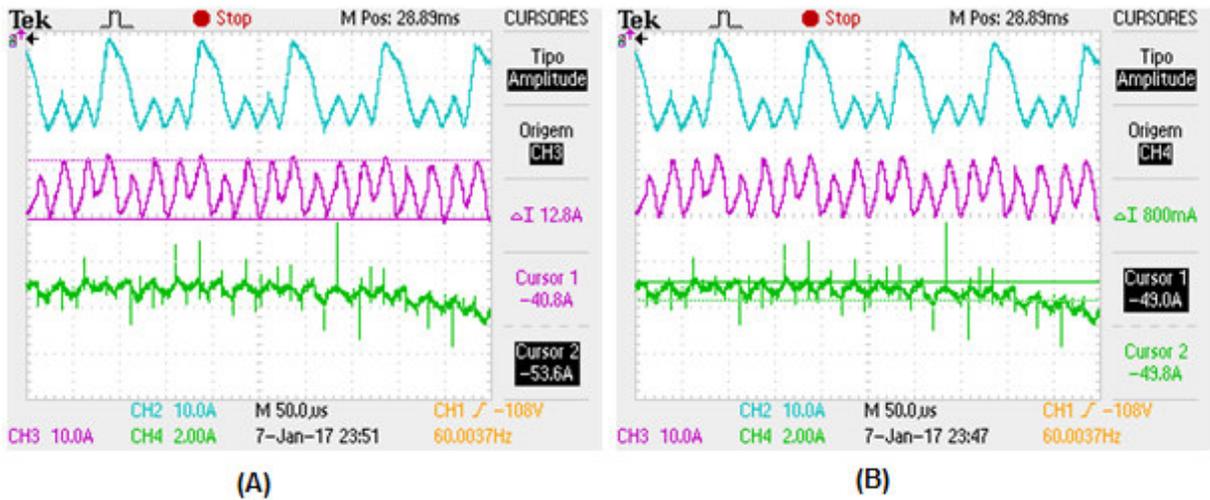


Figura 5.33: Resultados experimentais: (A) Corrente no braço 1 do ICT, corrente na saída do ICT e corrente na rede, medição de *ripple* no ICT; (B) Corrente no braço 1 do ICT, corrente na saída do ICT e corrente na rede, medição de *ripple* na corrente da rede.

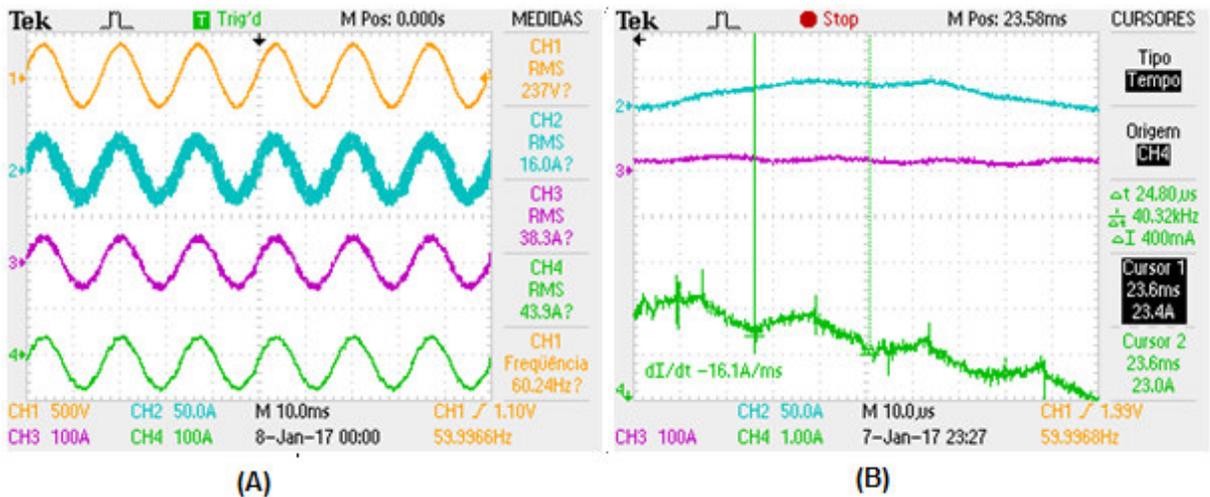


Figura 5.34: Resultados experimentais: (A) Tensão na rede, corrente no braço 1 do ICT, na saída do ICT e na rede; (B) Medição da frequência do *ripple* na corrente da rede.

A Figura 5.35 mostra tensão na rede, tensão no Link-CC e corrente na rede, nos canais (1,2 e 3) do osciloscópio é possível verificar um *ripple* com frequência de 120 Hz e 10 V de amplitude na tensão do Link-CC para o inversor trabalhando com 71,82% da sua potência nominal.

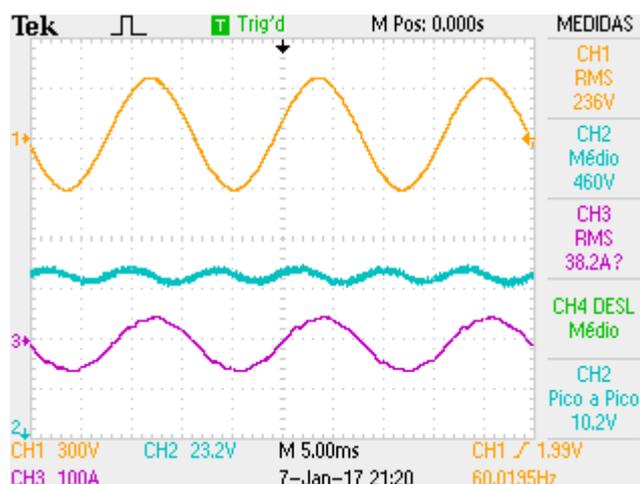


Figura 5.35: Resultados experimentais: Tensão na Rede, tensão no Link-CC e corrente na rede.

5.2.4.3 Qualidade de Energia no CLR

Este tópico tem o objetivo de verificar a qualidade da energia que está sendo injetada na rede pelo conversor, os testes foram realizados com analisador de qualidade de energia Fluke modelo 437, a Figura 5.36(A) apresenta o espectro dos harmônicos presentes na corrente de saída do SHGEER, observa-se a presença do 3°, 5°, 7°, 9°, 11°, 13° e uma distorção harmônica total de corrente de 8,1%. Conforme os requisitos da norma a distorção harmônica total de corrente deve ser inferior a 5% na potência nominal do sistema e os harmônicos individuais devem estar dentro de limites conforme análise apresentada em [79]. Durante esta medição o inversor estava fornecendo uma potência de aproximadamente 7,5 kW em sua saída cerca de 64,5% de sua potência nominal. A Figura 5.36(B) mostra a tensão e corrente na rede durante medição da distorção harmônica.

A Figura 5.37 apresenta a potência ativa e reativa na saída do inversor e seu fator de potência que oscilou entre 1 e 0,94 indutivo. Para sistemas de geração distribuída com potência maior a 6 kW, o mesmo deve operar com fator de potência unitário, com tolerância na faixa de 0,98 (indutivo ou capacitivo) quando a potência ativa for superior à 20% da potência nominal do sistema de geração. Além disso, após uma mudança na potência ativa, o sistema deve ser capaz de ajustar a potência reativa de saída automaticamente para corresponder ao fator de potência pré-definido, sendo que este ajuste deve ser feito em no máximo em 10 s conforme apresentado em [80].

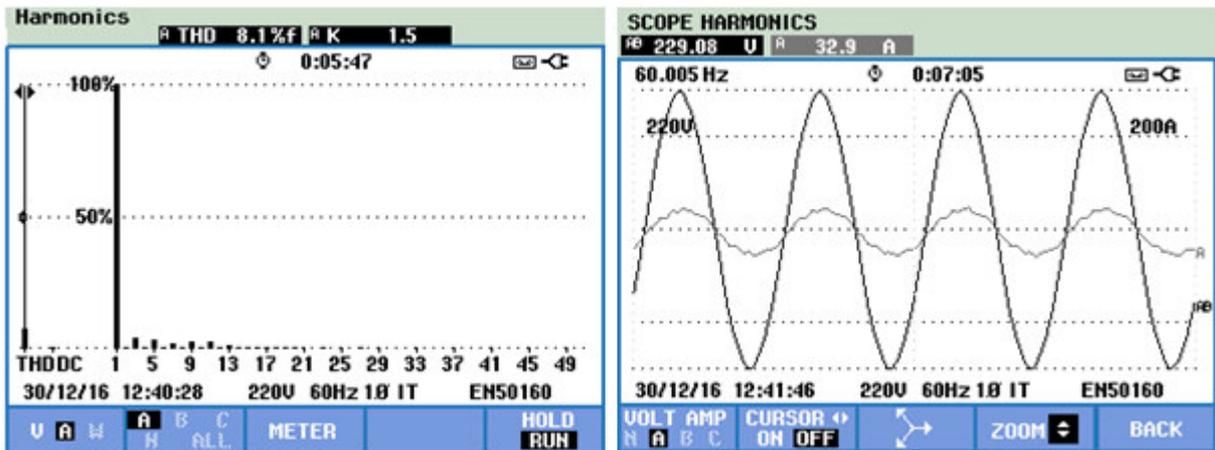


Figura 5.36: Resultados experimentais: (A) Distorção harmônica na corrente, corrente;(B) tensão e corrente na rede.

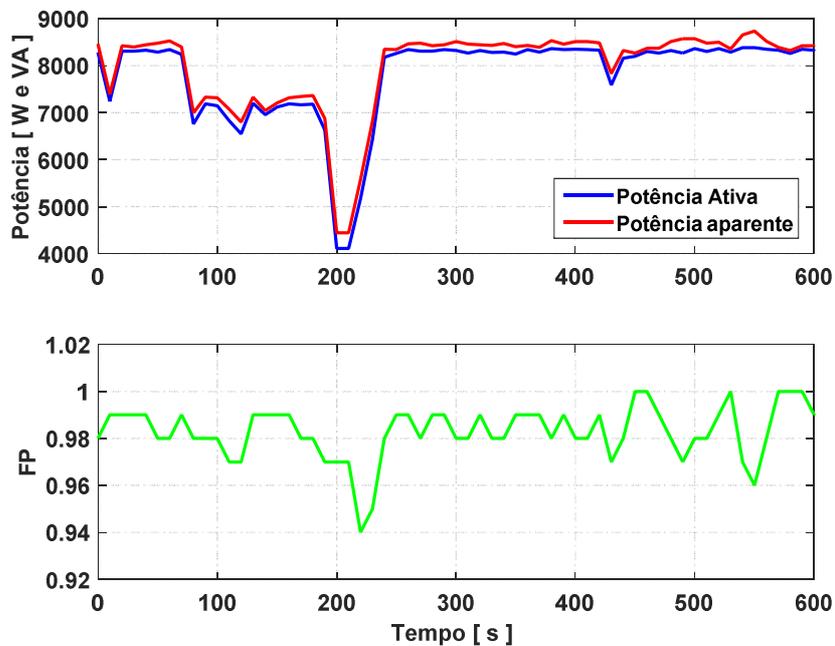


Figura 5.37: Resultados experimentais: Potências ativa e aparente na saída do inversor e seu fator de potência.

5.2.4.4 Análise térmica do conversor

Com o intuito de avaliar a evolução da temperatura no conversor, foi realizada uma análise termográfica nos principais componentes do sistema, esta análise foi realizada após o conversor operar por sete horas consecutivas, para garantir que todos os componentes tivessem atingido um ponto de equilíbrio térmico. A Figura 5.38 mostra a imagem térmica dos indutores do Boost 1 e 2, onde verifica-se que o

núcleo dos indutores chegou a uma temperatura máxima de 69°C , temperatura esta que está dentro do limite de operação do núcleo que é de (-65°C a $+125^{\circ}\text{C}$) e as bobinas foram construídas com fio de cobre eletrolítico esmaltado (180°C).

A Figura 5.39 mostra a análise térmica dos módulos de potência do CLG e do CLR, observa-se que os pontos mais quentes dos módulos de potência são os resistores de equalização do Link-CC que estão chegando a 100°C , já a temperatura dos dissipadores de calor está bem mais baixa próximo de 31°C . Na Figura 5.40 é apresentada a análise termográfica do ICT, onde seu núcleo chegou a quase 100°C , temperatura esta que está abaixo da temperatura máxima que o mesmo pode trabalhar que é de 500°C . Já a isolamento das lâminas de alumínio das bobinas do ICT suporta até 180°C , valor este bem acima do temperatura de operação do mesmo.

A Figura 5.41 mostra a análise termográfica do filtro de saída do SHGEER, onde é possível verificar que o resistor de amortecimento chega a uma temperatura de 165°C , já o indutor L_f está com cerca de 80°C .

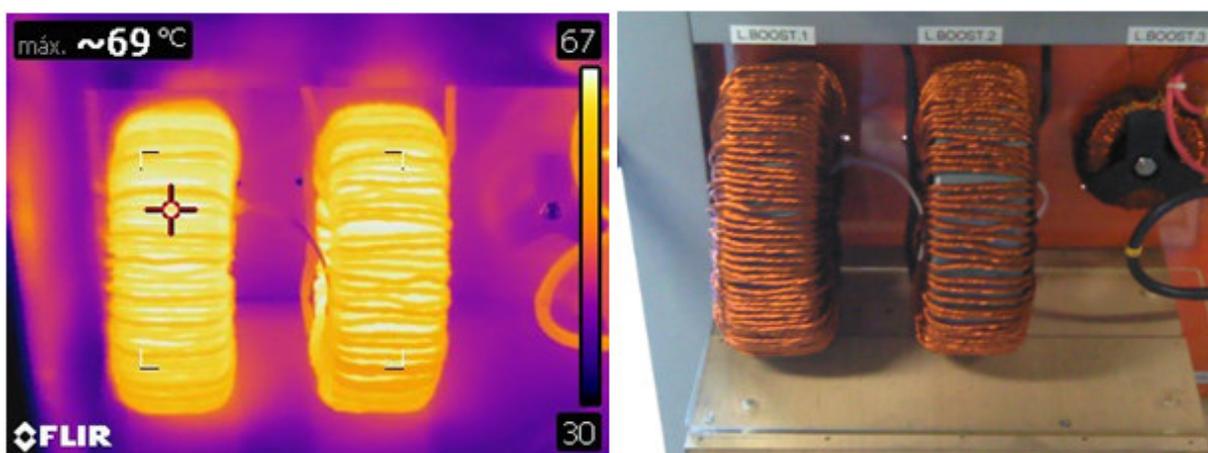


Figura 5.38: Resultados experimentais: Análise termográfica dos indutores dos conversores *Boost 1e 2*.

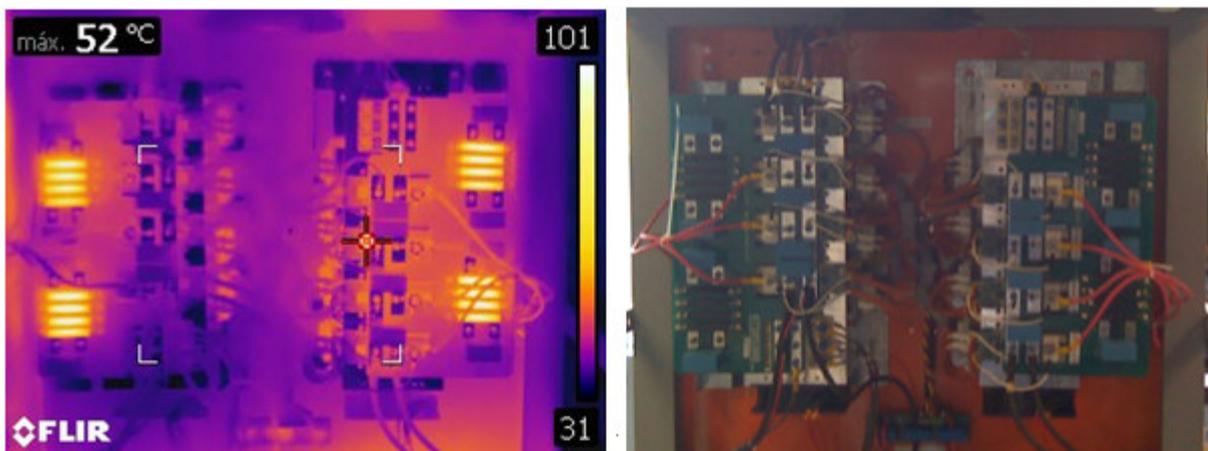


Figura 5.39: Resultados experimentais: Análise termográfica dos módulos de potência do CLG e do CLR.

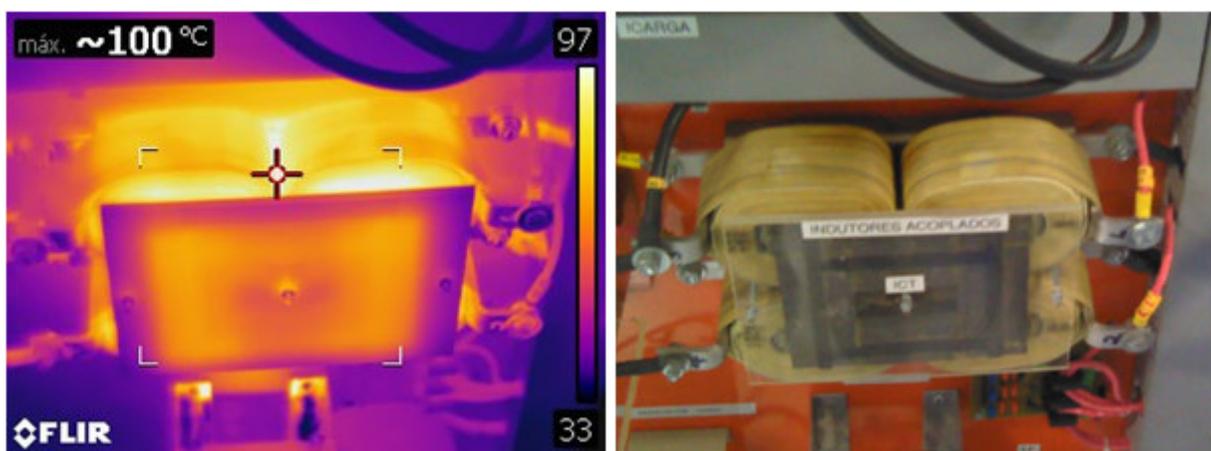


Figura 5.40: Resultados experimentais: Análise termográfica do ICT.

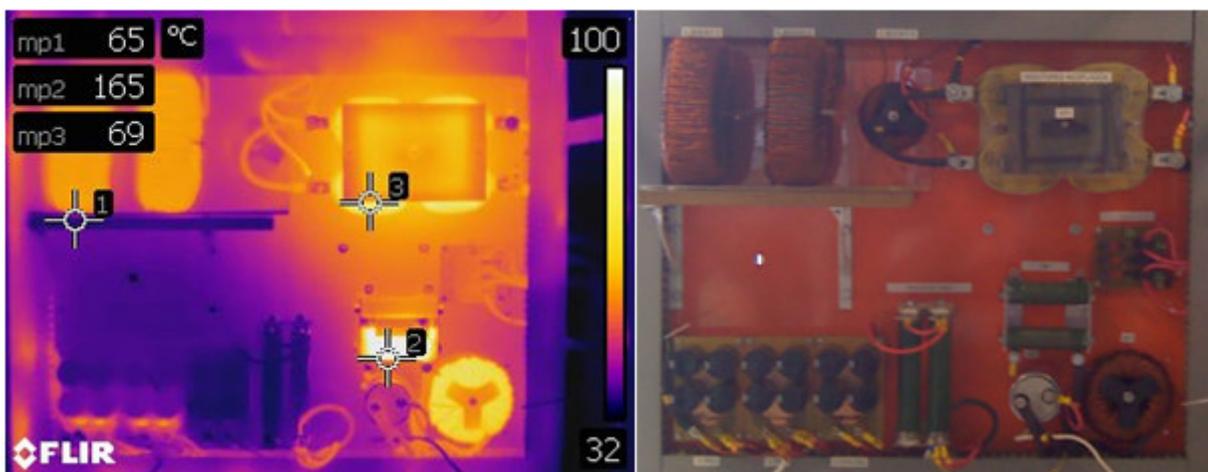


Figura 5.41: Resultados experimentais: Análise termográfica do filtro de saída.

5.3 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os resultados simulados e experimentais para o sistema de geração proposto. Com exceção do controle da tensão do barramento de CC, os demais resultados de simulação atenderam os critérios de máximo sobressinal e tempo de acomodação que foram adotados no projeto dos controladores. Já com relação aos resultados coletados experimentalmente com exceção da malha de velocidade da geração eólica e do controle de tensão do barramento de corrente contínua os demais resultados do sistema atenderam aos critérios de controle.

O fator de potência do inversor ficou dentro do limite normatizado e apresenta apenas desvios que são aceitáveis quando ocorre variações da potência ativa entregue a rede e nesse caso ele tem um tempo para ajustar a potência reativa e corrigir o fator de potência. A análise da corrente injetada na rede apresentou a presença de harmônicas de baixa ordem e estas devem ser mitigadas afim de melhorar ainda mais a qualidade de energia fornecida pelo inversor.

A análise térmica do inversor mostrou que o sistema está trabalhando dentro dos limites de temperatura dos componentes, em especial os indutores dos conversores Boost's da geração fotovoltaica que chegaram a próximo de 70°C e o ICT que teve seu núcleo trabalhando próximo dos 100°C.

Capítulo 6

CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

6.1 Conclusão

Neste trabalho foi realizado o projeto, construção comissionamento e controle de um conversor híbrido monofásico em ponte H multicelular entrelaçado para geração eólica e fotovoltaica de pequeno porte. O trabalho apresentou o projeto e a montagem do sistema proposto. A modelagem dos componentes da geração eólica e fotovoltaica foi apresentada assim como os resultados experimentais e simulados para o sistema proposto.

O sistema de controle juntamente com MPPT do tipo P&O utilizado para rastrear a máxima potência dos arranjos fotovoltaicos apresentou uma boa resposta dinâmica, frente a variações de temperatura e irradiação solar, tanto na simulação quanto com os resultados experimentais que foram obtidos com os painéis e também com a fonte CC da Magma Power modelo XR400-20 que foi utilizada para emular os painéis fotovoltaicos.

Os resultados obtidos para o sistema de controle da geração eólica estão dentro do esperado tanto em simulação como na prática, entretanto nos resultados práticos não foi possível realizar o MPPT devido a limitação de processamento do DSP, que impossibilitava a operação do sistema completo (geração fotovoltaica e eólica mais conversor do lado da rede).

A utilização do ICT para realização do entrelaçamento dos braços do inversor permitiu obter um *ripple* de corrente menor que 2%, tanto na simulação quanto nos resultados experimentais, para valores de micro henry de indutâncias no filtro LCL de saída o que mostra a importância de sua utilização.

A distorção harmônica de corrente do inversor foi de 8,1% para uma potência de saída de aproximadamente 7,5 kW, e foi observado a presença de harmônicos de baixa ordem (3°,5°,7°,9°, 11° e 13°) que com a utilização de filtragem ativa podem ser mitigados melhorando ainda mais a qualidade da energia fornecida pelo inversor.

É importante salientar que a distorção harmônica total de corrente deve ser menor que 5% para o inversor trabalhando na sua potência nominal. Na simulação a distorção total de corrente ficou menor que 3% para esta situação. Entretanto nos resultados experimentais, devido as condições climáticas não foi possível trabalhar na potência nominal do inversor.

Quanto ao fator de potência observou-se que durante variações da potência ativa entregue a rede ocorre um pequeno desvio no mesmo devido ao tempo de resposta do inversor para ajustar a potência reativa para nova situação de operação, entretanto este tempo ficou dentro do previsto em norma.

A análise térmica do inversor mostrou que os componentes do sistema estão trabalhando em temperaturas compatíveis com os valores especificados nos catálogos técnicos dos componentes e que garante uma vida útil maior para os componentes do mesmo.

O sistema desenvolvido será de grande utilidade em aulas no laboratório de geração de energia elétrica da Unifei Itabira para apresentação de forma prática de conceitos da geração solar e fotovoltaica além de permitir diversas possibilidades de pesquisas e trabalhos futuros.

6.2 Publicações realizadas durante o Mestrado

Durante a realização deste trabalho de dissertação foram realizadas as seguintes publicações de artigos listados abaixo.

Artigos publicados:

- SILVA, JOÃO. L.; REIS, G. L.; SELEME JÚNIOR, S. I.; MEYNARD, Thierry A. Control Design and Frequency Analysis of an Output Filter in Parallel Interleaved Converters. IN: Power and Energy (PECon), 2016 IEEE International Conference on in Melaka, Malaysia.
- REIS, G. L.; MATA, P. C. A.; SILVA, W. W. A. G.; SILVA, R. M.; MARTINS, A. L. N.; FERNANDES, V. A.; SILVEIRA, E. P. Design and implementation of a prototype of a single phase converter for photovoltaic systems connected to the grid In: 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), Fortaleza, Brazil.
- REIS, G. L.; MATA, P. C. A.; SILVA, W. W. A. G.; MARTINS, A. L. N.; ALMEIDA, J. E. L.; SOUSA, C. V. Comparative analysis of power quality in commercial inverters applied to photovoltaic systems In: 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), Fortaleza, Brazil.
- VICENTE, PAULA S.; REIS, GEOVANE L.; VICENTE, EDUARDO M. Development of a solid-state solar simulator to test PV modules In: 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP) and 1st Southern Power Electronics Conference (SPEC), Fortaleza, Brazil.
- SILVA, G. J.; SILVA, W. W. A. G.; REIS, G. L.; RODRIGUES, W. A. AVALIAÇÃO DA INFLUÊNCIA DA TEMPERATURA NA EFICIÊNCIA DE PAINÉIS FOTOVOLTAICOS In: VI Congresso Brasileiro de Energia Solar, 2016, Belo Horizonte, Brasil.
- SILVA, W. W. A. G.; REIS, G. L.; SILVA, R. M.; GONCALVES, M. M.; MOTA, C. L. P.; OLIVEIRA, L. E. G. AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO DISPOSITIVO DIFERENCIAL RESIDUAL SOB CARGAS RESIDENCIAIS In: 12th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON2016, 2016, Curitiba – Paraná, Brasil.
- SILVA, G. J.; SILVA, W. W. A. G.; REIS, G. L.; RODRIGUES, W. A. Impacto da Temperatura na Geração Solar In: VI Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, 2016, Natal -Rio Grande do Norte, Brasil.
- ONOFRE, THIAGO BORBA; DA SILVEIRA, EBEN-EZER PRATES; SILVA, WANER WODSON A.G.; MARTINS, ANDRE LUIZ N.; REIS, GEOVANE. L. Implementation of a laboratory-based low cost AC Chopper Soft-Starter In: 2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2016, Belo Horizonte, Brazil.

Artigos submetidos:

- SILVA, JOÃO. L et al. Design, Modeling and Identification of the Generation Side Converter in an 11.7kW Wind/Photovoltaic Hybrid Renewable Generation System. In: Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2017 IEEE 8th International Symposium on. Florianópolis, BRAZIL.
- SILVA, JOÃO. L et al. Design, Modeling and Identification of the Mains Side Converter in an 11.7 kW Wind/Photovoltaic Hybrid Renewable Generation System. In: Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2017 IEEE 8th International Symposium on. Florianópolis, BRAZIL.
- SILVA, JOÃO. L et al. Control Design of a Synchronous Generator of a Horizontal Axis Wind Turbine. In: Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2017 IEEE 8th International Symposium on. Florianópolis, BRAZIL.

6.3 Proposta de Continuidade

Dentre as diversas possibilidades de continuidade deste trabalho pode-se destacar:

- Implementação de técnicas de filtragem ativa para mitigação dos harmônicos de baixa ordem presente na corrente de saída;
- Adequação do inversor em relação as normas vigentes, esta análise inclui testes de técnica de anti-ilhamento;
- Implementação do controle da corrente diferencial nos braços do ICT afim de garantir distribuição homogênea das correntes nos braços e evitar a saturação.
- Alteração do sistema de controle da bancada para que seja possível a operação simultânea da geração fotovoltaica e eólica.
- Adequação das malhas de controle e estrutura da montagem para que o sistema funcione como um inversor multifuncional.

REFERÊNCIAS

- [1] AL-MASRI, Hussein M.; EHSANI, Mehrdad. Feasibility investigation of a hybrid on-grid wind photovoltaic retrofitting system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 52, n. 3, p. 1979-1988, 2016.
- [2] STURDIVANT, Rick; CHONG, Edwin KP. Systems Engineering of Hybrid Renewable Electric Power. In: 2016 IEEE Green Technologies Conference (GreenTech). IEEE, 2016. p. 90-94.
- [3] HAMATWI, Ester et al. Model of a hybrid distributed generation system for a DC nano-grid. In: 2016 Clemson University Power Systems Conference (PSC). IEEE, 2016. p. 1-8.
- [4] HAMATWI, E.; DAVIDSON, I. E. Optimised Model of a Solar/Wind/Diesel Hybrid Generation System for Rural Application. *future*, v. 7, p. 8.
- [5] MAGHAMI, Mohammadreza; HIZAM, Hashim; GOMES, Chandima. Impact of dust on solar energy generation based on actual performance. In: Power and Energy (PECon), 2014 IEEE International Conference on. IEEE, 2014. p. 388-393.
- [6] BENADLI, Ridha; KHIARI, Brahim; SELLAMI, Anis. Predictive current control strategy for a three-phase grid connected photovoltaic-wind hybrid system. In: 2016 7th International Renewable Energy Congress (IREC). IEEE, 2016. p. 1 6.
- [7] BAE, Sungwoo; KWASINSKI, Alexis. Dynamic modeling and operation strategy for a microgrid with wind and photovoltaic resources. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 3, n. 4, p. 1867-1876, 2012.
- [8] KIM, Seul-Ki et al. Dynamic modeling and control of a grid-connected hybrid generation system with versatile power transfer. *IEEE transactions on industrial electronics*, v. 55, n. 4, p. 1677-1688, 2008.
- [9] CHEN, Yaow-Ming et al. Multi-input inverter for grid-connected hybrid PV/wind power system. *IEEE transactions on power electronics*, v. 22, n. 3, p. 1070-1077, 2007.
- [10] Economia: País precisa reduzir gasto de energia com urgência, dizem especialistas. <<http://g1.globo.com/economia/noticia/2015/01/pais-precisa-reduzir-gasto-de-energia-com-urgencia-dizem-especialistas.html>>Acessado:16/07/2016
- [11] WWEA. Wind Energy Around the World: Quarterly Bulletin, March 2016.
- [12] Tolmasquim, Mauricio Tiomno. Energia Renovável: Hidráulica, Biomassa, Eólica, Solar, Oceânica. EPE: Rio de Janeiro, 2016.
- [13] SAWIN, Janet L. et al. renewables 2016-Global status report. 2016.
- [14] EPE, NOTA TÉCNICA. Análise da inserção da geração solar na matriz elétrica brasileira. Nota Técnica da EPE, Rio de Janeiro, 2014.

- [15] MME, BOLETIM. Energia Solar no Brasil e Mundo. Boletim do MME, Ano referência – 2015, Brasília, julho de 2016.
- [16] MERABET, Adel et al. Energy Management and Control System for Laboratory Scale Microgrid based Wind-PV-Battery.
- [17] TUDU, B.; MANDAL, K. K.; CHAKRABORTY, N. A novel strategy for determination of optimal sizing of PV-wind hybrid system. In: 2016 2nd International Conference on Control, Instrumentation, Energy & Communication (CIEC). IEEE, 2016. p. 451-455.
- [18] LABIDI, Zeïneb Rania; MAMI, Abdelkader. Study and simulation of a hybrid photovoltaic-wind generator connected to a DC load. In: 2015 16th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA). IEEE, 2015. p. 650-736.
- [19] HERNÁNDEZ, Adriana Carolina Luna et al. Mixed-Integer-Linear-Programming Based Energy Management System for Hybrid PV-wind-battery Microgrids: Modelling, Design and Experimental Verification. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016.
- [20] BHUKYA, Mangu et al. Grid-Connected PV-Wind-Battery based Multi-Input Transformer Coupled Bidirectional DC-DC Converter for household Applications.
- [21] PE, Rafael et al. Low voltage ride-through analysis in real time of a PV-Wind hybrid system. In: 2015 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC). IEEE, 2015. p. 1-6.
- [22] PEÑA, José CU et al. A comparative study of MPPT strategies and a novel singlephase integrated buck-Boost inverter for small wind energy conversion systems. In: XI Brazilian Power Electronics Conference. IEEE, 2011. p. 458-465.
- [23] GAWANDE, S. P.; DEBRE, P. D.; RAMTEKE, M. R. A new DSTATCOM topology using hybrid renewable energy based dc-link VSI for power quality applications. In: Industrial Electronics Society, IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE. IEEE, 2015. p. 002800-002885.
- [24] KUMAR, AV Pavan; PARIMI, Aivelu M.; RAO, K. Uma. Implementation of MPPT control using fuzzy logic in solar-wind hybrid power system. In: Signal Processing, Informatics, Communication and Energy Systems (SPICES), 2015 IEEE International Conference on. IEEE, 2015. p. 1-5.
- [25] CHAN, T. F.; LAI, L. L. An axial-flux permanent-magnet synchronous generator for a direct-coupled wind-turbine system. IEEE Transactions on Energy Conversion, v. 22, n. 1, p. 86-94, 2007.
- [26] LI, Zheng; GAO, Pei-Feng; SUN, Tian-Tian. A new power generation calculation method for vertical axis wind turbine control. In: Machine Learning and Cybernetics (ICMLC), 2015 International Conference on. IEEE, 2015. p. 200-204.
- [27] MAO, Jingfeng et al. Back-stepping control for vertical axis wind power generation system maximum power point tracking based on extended state observer. In: Control Conference (CCC), 2016 35th Chinese. TCCT, 2016. p. 8649-8653.
- [28] TJIU, Willy et al. Darrieus vertical axis wind turbine for power generation II: Challenges in HAWT and the opportunity of multi-megawatt Darrieus VAWT development. Renewable Energy, v. 75, p. 560-571, 2015.

- [29] LIU, Wendi; XIAO, Qing. Investigation on Darrieus type straight blade vertical axis wind turbine with flexible blade. *Ocean Engineering*, v. 110, p. 339-356, 2015.
- [30] WANG, Weifeng; KANG, Can; YANG, Minguan. Analysis of three-dimensional turbulent characteristics of a novel spiral vertical axis wind rotor. In: *Electrical and Control Engineering (ICECE), 2011 International Conference on*. IEEE, 2011. p. 3354-3357.
- [31] RAGHEB, Magdi. *Vertical axis wind turbines*. University of Illinois at Urbana-Champaign, v. 1, 2011.
- [32] GARRAOUI, Radhia; HAMED, Mouna Ben; SBITA, Lassaad. Comparison of MPPT algorithms for DC-DC Boost converters based PV systems using robust control technique and artificial intelligence algorithm. In: *Systems, Signals & Devices (SSD), 2015 12th International Multi-Conference on*. IEEE, 2015. p. 1-6.
- [33] SINGH, Sachin Kumar; HAQUE, Ahteshamul. Performance evaluation of MPPT using Boost converters for solar photovoltaic system. In: *2015 Annual IEEE India Conference (INDICON)*. IEEE, 2015. p. 1-6.
- [34] MOHAMMED, S. Sheik; DEVARAJ, D. Simulation of incremental conductance MPPT based two phase interleaved Boost converter using MATLAB/simulink. In: *Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT), 2015 IEEE International Conference on*. IEEE, 2015. p. 1-6.
- [35] AMUDHAVALLI, D. et al. Interleaved soft switching Boost converter with MPPT for photovoltaic power generation system. In: *Information Communication and Embedded Systems (ICICES), 2013 International Conference on*. IEEE, 2013. p. 1214-1219.
- [36] HU, Boyang; SATHIAKUMAR, Swamidoss. Current ripple cancellation of multiple paralleled Boost converters for pv/battery charging system with mppt. In: *Innovative Smart Grid Technologies Asia (ISGT), 2011 IEEE PES*. IEEE, 2011. p. 1-6.
- [37] ASSUNÇÃO, M. R. “Estudo e implementação de um conversor CC-CC Boost entrelaçado em regime de condução contínua” - Dissertação de Mestrado -Área de pesquisa: Eletrônica de Potência, PPGEE - UFMG, 2014.
- [38] MEHIMMEDETSI, Boudjema; CHENNI, Rachid. Modelling of DC PV system with MPPT. In: *2015 3rd International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*. IEEE, 2015. p. 1-6.
- [39] ARNAOUT, Mohamad et al. My PV tool: A Matlab-based tool to study the series and shunt resistances in photovoltaic modules. In: *Renewable Energies for Developing Countries (REDEC), 2016 3rd International Conference on*. IEEE, 2016. p. 1-6.
- [40] TSAI, Huan-Liang et al. Development of generalized photovoltaic model using MATLAB/SIMULINK. In: *Proceedings of the world congress on Engineering and computer science*. Citeseer, 2008. p. 1-6.
- [41] SOUZA, R. L. “Estudo e projeto de um simulador de carregador fotovoltaico” - Dissertação de Mestrado -Área de pesquisa: Eletrônica de Potência, PPGEE - UFMG, 2013.

- [42] SEGUEL, J. I. L., “Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital” - Dissertação de Mestrado -Área de pesquisa: Eletrônica de Potência, PPGEE - UFMG, 2009.
- [43] BRANDÃO, D. I., “Sistema de geração fotovoltaica multifuncional” - Dissertação de Mestrado –UNESP/UFB, 2013.
- [44] WANG, Bingseng et al. Solar Array Maximum Power point Tracker. 2014.
- [45] KENDECK, C. Ndjewel; RAJI, Atanda K. Control of permanent magnet synchronous generator based wind turbine and fault ride-through improvement during faulty grid conditions. In: Industrial and Commercial Use of Energy (ICUE), 2016 International Conference on the. IEEE, 2016. p. 298-304.
- [46] CORREIA, Adalberto Junqueira Livramento. Estimação de parâmetros mecânicos de motores de indução trifásicos com rotor em gaiola de esquilo. 2014.
- [47] BOBEK, Viktor. Pmsm electrical parameters measurement. Freescale Semiconductor, Inc., Appl. Note, (AN4680), p. 7-14, 2013.
- [48] “SWERA”, Swera database. [online]. Disponível em: <https://maps.nrel.gov/swera>. [Acessado: 18-out-2016].
- [49] COUGO, Bernardo. Design and optimization of intercell transformers for parallel multicell converters. 2010. Tese de Doutorado. Institut National Polytechnique de Toulouse-INPT.
- [50] SANCHEZ, Sébastien. Contribution à la conception de coupleurs magnétiques robustes pour convertisseurs multicellulaires parallèles. 2015. Tese de Doutorado.
- [51] Contreras, S. A. D., “Estudo Da Aplicação De Transformadores Intercelulares Emlnversores De Tensão” – Tese de Doutorado -Área de pesquisa: Eletrônica de Potência, PPGEE - UFMG, 2014.
- [52] LABOURE, Eric et al. A theoretical approach to intercell transformers, application to interleaved converters. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 23, n. 1, p. 464-474, 2008.
- [53] COUGO, Bernardo et al. A new intercell transformer for interleaved converters. In: Power Electronics and Applications, 2009. EPE'09. 13th European Conference on. IEEE, 2009. p. 1-10.
- [54] HAVEZ, Leon; SARRAUTE, Emmanuel; FLUMIAN, Didier. 3D Virtual Identification of a Power Inter Cell Transformer. In: PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of. VDE, 2015. p. 1-8.
- [55] ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. Fundamentals of power electronics. Springer Science & Business Media, 2007.
- [56] HAUKE, Brigitte. Basic calculation of a Boost converter's power stage. Texas Instruments, Application Report November, p. 1-9, 2009.
- [57] Carniato, A. A “Modelagem Exata Do Conversor Cc-Cc Boost Via Modelos Fuzzy Takagi-Sugeno”, Dissertação de Mestrado, UFMT, (2009).

- [58] BARBI, Ivo. Modelagem de conversores CC-CC. Florianópolis: Edição do autor, 2015.
- [59] Sullivan, J. J. Awerbuch, e A. M. Latham, "Decrease in Photovoltaic Power Output from Ripple: Simple General Calculation and the Effect of Partial Shading", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no 2, p. 740–747, fev. 2013.
- [60] KJAER, Soeren Baekhoej; PEDERSEN, John K.; BLAABJERG, Frede. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *IEEE transactions on industry applications*, v. 41, n. 5, p. 1292-1306, 2005.
- [61] LISERRE, Marco; BLAABJERG, Frede; HANSEN, Steffan. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, p. 1281-1291, 2005.
- [62] LISERRE, Marco; TEODORESCU, Remus; BLAABJERG, Frede. Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values. *IEEE transactions on power electronics*, v. 21, n. 1, p. 263-272, 2006.
- [63] MICHELS, Leandro et al. Metodologia de projeto de filtros de segunda ordem para inversores de tensão com modulação PWM digital. *Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica*, v. 16, n. 2, p. 221-242, 2005.
- [64] MATOS, Frederico F. et al. Projeto e construção de filtro LCL para conversores PWM. In: XVIII Congresso Brasileiro de Automática (CBA). 2010. p. 1568-1575.
- [65] TEODORESCU, Remus et al. Grid converters for photovoltaic and wind power systems. John Wiley & Sons, 2011.
- [66] TONON, Thiago. Controle neural aplicado a um conversor Boost utilizado em aerogeradores de baixa potência. 2014.
- [67] DORF, Richard C. *Sistemas de Controle Modernos*. 11. Ed. Rio de Janeiro: LTC, 2009.
- [68] AGUIRRE, Luis Antonio. Quantitative measure of modal dominance for continuous systems. In: *Decision and Control, 1993., Proceedings of the 32nd IEEE Conference on*. IEEE, 1993. p. 2405-2410.
- [69] BAHRANI, Behrooz et al. Vector control of single-phase voltage-source converters based on fictive-axis emulation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 47, n. 2, p. 831-840, 2011.
- [70] KOT, R.; ROLAK, M.; MALINOWSKI, M. Comparison of maximum peak power tracking algorithms for a small wind turbine. *Mathematics and Computers in Simulation*, v. 91, p. 29-40, 2013.
- [71] AHMED, Rana et al. Sensorless MPPT technique for PMSG micro wind turbines based on state-flow. In: *Renewable Energies for Developing Countries (REDEC), 2014 International Conference on*. IEEE, 2014. p. 161-166.
- [72] Tafticht, T.; Agbossou, K.; Cheriti, A. DC bus control of variable speed wind turbine using a buck-Boost converter. In: *2006 IEEE Power Engineering Society General Meeting*. IEEE, 2006. p. 5 pp.
- [73] Santos Filho, Rubens M. et al. Comparison of three single-phase PLL algorithms for UPS applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 8, p. 2923-2932, 2008.

- [74] SUN, Le et al. Design of the PLL for the speed sensorless stator-flux-oriented control of induction motors. In: Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2015 18th International Conference on. IEEE, 2015. p. 1913-1918.
- [75] ÅSTRÖM, Karl Johan; HÄGGLUND, Tore. PID controllers: theory, design, and tuning. 1995.
- [76] Silva, João Lucas. Design and Control of a Multicell Interleaved Converter for a Small-scale Hybrid Photovoltaic-Wind Generation System. 2010. Tese de Doutorado. Institut National Polytechnique de Toulouse-INPT (A ser publicada).
- [77] SILVA, JOÃO. L; REIS, G. L; SELEME JÚNIOR, S. I; MEYNARD, Thierry A. Control Design and Frequency Analysis of an Output Filter in Parallel Interleaved Converters. IN: Power and Energy (PECon), 2016 IEEE International Conference on in Melaka, Malaysia.
- [78] TIBOLA, G. Sistema eólico de pequeno porte para geração de energia elétrica com rastreamento de potência máxima. Departamento de Engenharia Elétrica, 2009.
- [79] REIS, G. L. et al. Comparative analysis of power quality in commercial inverters applied to photovoltaic systems. In: Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2015 IEEE 13th Brazilian. IEEE, 2015. p. 1-8.
- [80] Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT). NBR 16.149: Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição. Rio de Janeiro, 2013.
- [81] SILVA, JOÃO. L et al. Design, Modeling and Identification of the Generation Side Converter in an 11.7kW Wind/Photovoltaic Hybrid Renewable Generation System. In: Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2017 IEEE 8th International Symposium on. Florianópolis, BRAZIL. (Artigo submetido).
- [82] SILVA, JOÃO. L et al. Design, Modeling and Identification of the Mains Side Converter in an 11.7 kW Wind/Photovoltaic Hybrid Renewable Generation System. In: Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2017 IEEE 8th International Symposium on. Florianópolis, BRAZIL. (Artigo submetido)
- [83] SILVA, JOÃO. L et al. Control Design of a Synchronous Generator of a Horizontal Axis Wind Turbine. In: Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2017 IEEE 8th International Symposium on. Florianópolis, BRAZIL. (Artigo submetido)