

INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO,
CIÊNCIA E TECNOLOGIA DO CEARÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENERGIAS RENOVÁVEIS

José Rogério Maciel Ferreira Filho

CONTROLADOR DIGITAL DE TENSÃO DE CONVERSOR *BOOST* DE
ALTO GANHO APLICADO A SISTEMA FOTOVOLTAICO PARA
BOMBEAMENTO DE ÁGUA

Fortaleza, Ceará

2017

José Rogério Maciel Ferreira Filho

CONTROLADOR DIGITAL DE TENSÃO DE CONVERSOR *BOOST* DE ALTO
GANHO APLICADO A SISTEMA FOTOVOLTAICO PARA BOMBEAMENTO DE
ÁGUA

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Energias Renováveis do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará como requisito parcial para a obtenção do título de mestre em energias renováveis. Área de concentração: Energias Renováveis.

Prof. Dr. Cláudio Marques de Sá Medeiros
Orientador

Prof. Dr. José Renato de Brito Sousa
Coorientador

Fortaleza, Ceará

2017

F383 Ferreira Filho, José Rogério Maciel.

Controlador digital de tensão de conversor *boost* de alto ganho aplicado a sistema fotovoltaico para bombeamento de água / José Rogério Maciel Ferreira Filho – 2017.

94 f.

Dissertação (Programa de Pós-Graduação em Energias Renováveis) – Instituto Federal de Educação Ciência e Tecnologia do Ceará, campus Maracanaú, 2017.

Orientador: Prof. Dr. Cláudio Marques de Sá Medeiros

1. BOMBEAMENTO DE ÁGUA. 2. PAINEL FOTOVOLTAICO. 3. CON-
VERTER BOOST. 4. CONTROLADOR DIGITAL DE TENSÃO I. Título.

629.895

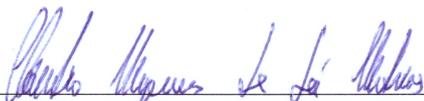
JOSÉ ROGÉRIO MACIEL FERREIRA FILHO

CONTROLADOR DIGITAL DE TENSÃO DE CONVERSOR BOOST DE ALTO GANHO
APLICADO A SISTEMA FOTOVOLTAICO PARA BOMBEAMENTO DE ÁGUA

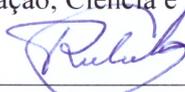
Dissertação submetida à Coordenação do Curso de Pós-graduação em Energias Renováveis do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Energias Renováveis, área de concentração Energias Renováveis.

Aprovada em 27 / 01 / 2017.

BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Cláudio Marques de Sá Medeiros (Orientador)
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará - IFCE



Prof. Dr. Réne Pastor Torrico-Bascope
Universidade Federal do Ceará - UFC



Prof. Dr. Paulo César Marques de Carvalho
Universidade Federal do Ceará - UFC



Prof. Dr. José Renato de Brito Sousa
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará - IFCE

Agradecimentos

A Deus, que todos os dias de minha vida me deu forças para nunca desistir.

A minha querida esposa, Carla, por ser tão importante na minha vida. Sempre a meu lado, me pondo para cima. Devido a seu companheirismo, paciência, compreensão este trabalho pôde ser concretizado.

A minha filha Maria Fernanda pela paciência e carinho.

Aos meus pais, Rogério e Socorro, meu infinito agradecimento, pelo apoio e pela formação que me proporcionaram.

Aos professores Cláudio Marques de Sá Medeiros e José Renato de Brito Sousa pela competente e dedicada orientação, pela amizade e por acreditar na minha capacidade de realizar este trabalho.

Aos professores George Cajazeiras Silveira, João Medeiros Tavares Júnior, Luiz Daniel Santos Bezerra e René Pastor Torrico Bascopé pelo apoio na realização deste trabalho.

Aos meus amigos do Laboratório de Processamento de Energia (LPE) pelo incentivo e sugestões valiosas.

Aos amigos Fábio Rodrigo, Igor Sousa e Rogério Segundo pelo apoio e motivação.

Ao Sr. Wildemar Moraes Júnior supervisor regional de vendas da empresa Dancor, pelo apoio fundamental para a realização deste trabalho.

Resumo

O Nordeste do Brasil é uma região que se destaca no país por possuir o maior potencial anual em energia solar e apresentar menor variabilidade inter-anual das médias de irradiação solar global (5,7 a 6,1 kWh/m²). Neste trabalho é sugerido um sistema de bombeamento solar fotovoltaico (FV) autônomo sem o uso de baterias composto de painéis FV, conversor CC-CC *boost* de alto ganho de tensão baseado na célula de comutação de três estados (AGT-CCTE), conversor CC-CA de frequência variável e motobomba submersa. No estudo o foco principal é o desenvolvimento de um controlador digital para o conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE. Dessa forma durante os períodos de irradiância suficiente o sistema é capaz de acumular água em um reservatório elevado tipicamente residencial, possibilitando assim a utilização da água em momentos de sombreamento ou ausência total do sol. Com a utilização do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE é possível realizar a adequação de potência entre os painéis FV e o conversor CC-CA reduzindo assim o número de painéis FV utilizados. Deste modo, é exposta a metodologia adotada para a modelagem e para o projeto do controlador digital Proporcional-Integrador (PI) do conversor em estudo. Através de simulações computacionais e de ensaios experimentais verifica-se o comportamento do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE diante de situações distintas de operação, possibilitando a avaliação do desempenho do mesmo. Com os resultados experimentais é observado que o conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE utilizado apresenta um rendimento de 92,52 % e o rendimento global do sistema de bombeamento de água é de 1,11 % para as potências máximas dos painéis FV. Durante os períodos de máxima irradiância o sistema de bombeamento apresenta uma vazão máxima de 1400 l/h a uma pressão de 12 mca.

Palavras-chaves: bombeamento de água, controlador digital, conversor *boost*, painel fotovoltaico.

Abstract

The Northeast of Brazil is a region that stands out in the country because it has the greatest potential in annual solar energy and has lower inter-annual variability of irradiation averages (5,7 to 6,1 kWh/m²). In this work it is suggested a system of pumping solar photovoltaic (PV) without the use of batteries composed of PV panels, boost DC-DC converter based on the three-state commutation cell, variable frequency drive and submersible motor pump. In the study the main focus is the development of a digital controller for the boost DC-DC converter based on the three-state commutation cell. In this way during periods of sufficient irradiance the system is able to accumulate water in typically residential elevated reservoir, thus making it possible to use water at times of shading or absence total of the sun. With the use of the boost DC-DC converter based on the three-state commutation cell, it is possible to perform the power adjustment between the PV panels and the DC-AC converter, thus reducing the number of PV panels used. In this way, the methodology adopted for modeling and the proportional-integrator (PI) digital controller design of the converter in study. Through computer simulations and experimental tests, the boost DC-DC converter based on the three-state commutation cell behavior in different situations of operation, allowing the evaluation of the performance of the same. With the results experimental data, it is observed that the boost DC-DC converter based on the three-state commutation cell present efficiency of 92.52% and the overall efficiency of the water pumping system is of 1.11% for the maximum powers of the PV panels. During periods of maximum the pumping system has a maximum flow rate of 1400 l/h at Pressure of 12 mca.

Key-words: digital controlled; boost converter, panel photovoltaic; pumping.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Estrutura física de uma célula fotovoltaica	18
Figura 2 – Ligação dos diodos de desvio no painel fotovoltaico	19
Figura 3 – Ligação dos diodos de bloqueio nos painéis fotovoltaicos	19
Figura 4 – Característica do painel solar para diferentes irradiações	20
Figura 5 – Característica do painel fotovoltaico para diferentes temperaturas de operação	20
Figura 6 – Modelo elétrico de um diodo para a célula fotovoltaica	21
Figura 7 – Modelo elétrico de dois diodos para a célula fotovoltaica	21
Figura 8 – Topologia do conversor CC-CC <i>boost</i> clássico	22
Figura 9 – Topologia do conversor CC-CC <i>boost</i> quadrático	23
Figura 10 – Topologia do conversor CC-CC <i>boost</i> AGT-CCTE	24
Figura 11 – Conversor CC-CC <i>boost</i> AGT-CCTE com 2 secundários	25
Figura 12 – Sinais de comandos das chaves S_1 e S_2	26
Figura 13 – Configuração em que o gerador fotovoltaico é ligado diretamente ao motor CC	27
Figura 14 – Configuração em que os painéis FVs são ligados diretamente no barra- mento CC do inversor	28
Figura 15 – Configuração que utiliza conversor CC-CC <i>boost</i> e inversor	28
Figura 16 – Diagrama esquemático do sistema proposto	29
Figura 17 – Curvas de corrente <i>versus</i> tensão do painel FV SunEdison P-Series - 265 W	31
Figura 18 – Curvas do painel FV SunEdison P-Series 265 W	32
Figura 19 – Circuito simulado no PSIM	34
Figura 20 – Circuito equivalente simulado no PSIM	34
Figura 21 – Comparativo da topologia do conversor de alto ganho <i>versus</i> topologia simplificada	35
Figura 22 – Resposta do conversor <i>boost</i> utilizando a modelagem de pequenos sinais	37
Figura 23 – Circuito do conversor para o instante de chave em condução T_{on}	37
Figura 24 – Circuito do conversor para o instante de chave em corte T_{off}	39
Figura 25 – Resposta do conversor <i>boost</i> modelado por equações de estados	40
Figura 26 – Representação do Modelo de Hammestein	41
Figura 27 – Relação entre característica estática aproximada e simulada no PSIM	41
Figura 28 – Comparação entre estimativas de modelos lineares de 1 ^a e 2 ^a ordem	42
Figura 29 – Resposta do conversor <i>boost</i> utilizando o modelo de Hammerstein	43
Figura 30 – Placa de potência do conversor <i>boost</i> baseado na célula de comutação	44
Figura 31 – Comparativo entre os modelos estudados	45

Figura 32 – Comparativo entre o modelo de Hammerstein e o ensaio experimental .	46
Figura 33 – Diagrama de blocos do controle de tensão	47
Figura 34 – Lugar das raízes referentes ao projeto do controlador PI	48
Figura 35 – Circuito do conversor utilizando C-Block para simular o controlador digital	49
Figura 36 – Resposta do conversor a perturbações na tensão de entrada	50
Figura 37 – Resposta do conversor para variações de 50% na carga	50
Figura 38 – Estrutura para ensaio do sistema de bombeamento	51
Figura 39 – Fluxograma das funcionalidades do processador digital	52
Figura 40 – Comportamento da tensão de saída do conversor CC-CC <i>boost</i> AGT-CCTE em regime permanente.	56
Figura 41 – Tensão de saída - degraus na variável de referência (<i>set point</i>).	57
Figura 42 – Detalhe do transitório para variação de 20 V na tensão de saída.	58
Figura 43 – Tensão de saída - degrau de carga de 100 % para 50 %.	58
Figura 44 – Tensão de saída - degrau de carga de 50 % para 100 %.	59
Figura 45 – Comportamento da tensão de saída para variações na tensão de alimentação.	60
Figura 46 – Comportamento da tensão de saída do conversor CC-CC <i>boost</i> AGT-CCTE diante de uma variação na carga	61
Figura 47 – Comportamento da tensão de saída do conversor CC-CC <i>boost</i> diante do sombreamento dos painéis FV.	62
Figura 48 – Detalhe das curvas de tensão do sistema	62
Figura 49 – Rendimentos do sistema de bombeamento	64
Figura 50 – Placa do sistema de controle digital	84
Figura 51 – Placa com circuito impresso com silhueta de componentes - vista superior.	84
Figura 52 – Placa com circuito impresso com silhueta de componentes - vista inferior.	85
Figura 53 – Representação em pequenos sinais do conversor <i>boost</i> (I)	86
Figura 54 – Representação em pequenos sinais do conversor <i>boost</i> (II)	88
Figura 55 – Circuito do conversor <i>boost</i> refletido no secundário do transformador	89
Figura 56 – PCI de potência do conversor <i>boost</i>	94

Lista de tabelas

Tabela 1 – Parametros do painel fotovoltaico SunEdison 265 W	30
Tabela 2 – Parâmetros utilizados na simulação do modelo simplificado	34
Tabela 3 – Figuras de mérito para comparação	45
Tabela 4 – Relação de equipamentos utilizados nos ensaios experimentais	55
Tabela 5 – Resultados do ensaio de rendimento	66

Lista de abreviaturas e siglas

IFCE	Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará
FV	Fotovoltaico
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Continua
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
MIT	Motor de Indução Trifásico
MCC	Modo de Condução Continua
LASER	<i>Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
ARX	<i>Auto Regressive with Exogenous Input</i>
PRBS	<i>Pseudo Random Binary Sequence</i>
PRAS	<i>Pseudo Random Analog of Signal</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
AGT	Alto Ganho de Tensão
CCTE	Célula de Comutação de Três Estados

Sumário

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Justificativa	16
1.2	Objetivos	16
1.2.1	Objetivo Geral	16
1.2.2	Objetivos Específicos	16
1.3	Publicações Submetidas Durante o Mestrado	17
1.4	Organização do Texto	17
2	FUNDAMENTOS TEÓRICOS	18
2.1	Painéis Fotovoltaicos	18
2.1.1	Modelos Elétricos da Célula Fotovoltaica	20
2.1.1.1	Modelo com Um Diodo	20
2.1.1.2	Modelo com Dois Diodos	21
2.2	Conversor Elevador de Tensão (<i>Boost</i>)	22
2.2.1	Conversor CC-CC <i>Boost</i> Clássico	22
2.2.2	Conversor CC-CC <i>Boost</i> Quadrático	23
2.2.3	Conversor CC-CC <i>Boost</i> de Alto Ganho de Tensão Baseado na Célula de Comutação de Três Estados (AGT-CCTE)	24
2.3	Bombeamento de Água Fotovoltaico	27
2.4	Considerações Finais	28
3	METODOLOGIA	29
3.1	Estudo dos Painéis FV	30
3.2	Estudo do Conversor CC-CC <i>Boost</i> AGT-CCTE	33
3.2.1	Topologia Equivalente Simplificada	33
3.2.2	Modelagem de Pequenos Sinais	35
3.2.3	Modelagem por Equações de Estados	36
3.2.4	Modelo de Hammerstein	40
3.3	Validação dos Modelos Matemáticos	43
3.4	Refinamento do Modelo de Hammerstein	44
3.5	Projeto do Controlador Digital	46
3.6	Configuração do Sistema de Bombeamento	51
3.7	Aquisição dos Dados do Sistema de Bombeamento	53
3.8	Considerações Finais	54
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	55

4.1	Instrumentos Utilizados Para os Ensaios	55
4.2	Testes de Bancada	55
4.2.1	Regime Permanente com Carga	56
4.2.2	Transitórios de Tensão de Saída Decorrente de Variação de Referência	56
4.2.3	Transitórios da Tensão de Saída Decorrente de Variações de Carga	57
4.2.4	Transitório da Tensão de Saída Decorrente de Variações da Tensão de Alimentação	59
4.3	Teste do Sistema de Bombeamento Alimentado por Painéis FV	59
4.3.1	Aplicação de Carga na Saída do Conversor CC-CC <i>Boost</i> AGT-CCTE	60
4.3.2	Sombreamento dos Painéis FV	61
4.3.3	Rendimento do Sistema	63
4.4	Conclusão	65
5	CONCLUSÕES	67
5.1	Trabalhos Futuros	67
	REFERÊNCIAS	69
	APÊNDICES	74
	APÊNDICE A – FOTOS	75
A.1	Ensaio do Conversor CC-CC <i>Boost</i> AGT-CCTE com Sinal PRAS	75
A.2	Aplicação Desenvolvida no <i>Software</i> LABVIEW	75
	APÊNDICE B – PARÂMETROS E ALGORITMOS UTILIZADOS	76
B.1	Parâmetros Utilizados na Simulação do Conversor CC-CC <i>Boost</i> AGT-CCTE	76
B.2	Algoritmo para Determinação do Modelo de Hammerstein	76
B.3	Rotinas de Programação Desenvolvidas Para o Processador da Microchip	79
	APÊNDICE C – ESQUEMÁTICOS E PCI DESENVOLVIDOS	84
C.1	Placa de Circuito Impresso (PCI) do Controlador Digital	84
	APÊNDICE D – DESENVOLVIMENTO DE MODELOS MATEMÁTICOS	86
D.1	Desenvolvimento do Modelo de Pequenos Sinais	86
D.2	Modelo de Hammenstein	90

	ANEXO A – TRECHO DE MANUAL	92
A.1	Curva da Bomba DANCOR SPP-1.1-TSR-13	92
A.2	Circuito de Potência do Conversor CC-CC <i>boost</i> AGT-CCTE	93

1 Introdução

O desenvolvimento econômico e a preservação ambiental devem cada vez mais estar interligados, fazendo com que o modelo econômico dito como “desenvolvimento sustentável”, seja uma realidade (BOSSIO; GEHEB; CRITCHLEY, 2010). O uso desse modelo necessita cada vez mais de integração das diversas áreas do conhecimento para assim atingir seu objetivo com menores impactos para o meio ambiente.

Dessa forma, a crescente demanda de energia pelos diversos setores da economia fortalece o desenvolvimento e a utilização de fontes alternativas de energia, que apresentem menor impacto sobre o meio ambiente. De acordo com Omri, Mabrouk e Sassi-Tmar (2015), no caso do Brasil, um aumento na utilização de energias renováveis tende a promover o crescimento econômico do país.

Analisando a região Nordeste do Brasil, Pereira et al. (2006) indicam que a região apresenta o maior potencial anual médio de energia solar do Brasil, além de ser a região que apresenta menor variabilidade inter-anual das médias de irradiação solar global (entre 5,7 e 6,1 kWh/m²), fato que fortalece o crescimento da utilização de painéis fotovoltaicos (FV) para a geração de energia elétrica na região.

Dentre os estados da região Nordeste, o Ceará destaca-se em geração FV, por possuir a primeira usina solar da América Latina em operação no município de Tauá, com geração em grande escala apresentando uma capacidade inicial instalada de 1 MW (ENEVA, 2016).

Uma outra aplicação FV é no bombeamento de água em sistemas isolados da rede elétrica, podendo ser uma solução para regiões semiáridas e áridas, tanto para o consumo doméstico, como para a irrigação (MICHELS et al., 2009; BOUTELHIG; BAKELLI, 2012), além de possibilitar a utilização da água para as comunidades de baixa renda que sofrem com a falta de água superficial ou de energia elétrica.

Com o intuito de melhorar a disseminação da tecnologia de bombeamento de água FV, o governo alemão criou um programa de cooperação internacional. No Brasil o convênio entre governos se deu por intermédio da *Deutsche Gesellschaft für Technische Zusammenarbeit* (GTZ) e o governo do estado do Ceará, via Companhia Energética do Ceará (COELCE). Entre os anos de 1990 e 1994, foram instalados 15 sistemas de bombeamento FV com potências variando de 700 a 3500 Wp em comunidades rurais do semiárido cearense. Nestes sistemas de bombeamento a eficiência global obtida é de 1,5 a 3,5 % (ARAGÃO; CARVALHO; ANHALT, 1994).

Em Mokeddem et al. (2007) é utilizado um sistemas de bombeamento isolado

composto de painéis FV com potência total de 1,5 kWp, motor de corrente contínua (CC) e uma bomba centrífuga com vazão de 4800 l/h. Sistema semelhante é utilizado por [Niedzialkoski \(2013\)](#), porém com potência de 150 Wp e com uma bomba de diafragma de 390 l/h.

Segundo [Barin \(2012\)](#) a utilização de motores CC apresenta como desvantagem o fato de necessitarem de manutenção (troca de escovas) frequente. Esse fato representa uma das maiores razões para que 60 % dos sistemas de bombeamento com motores CC tenham sido descartados. Outra configuração utilizada em sistemas de bombeamento inclui um sistema de armazenamento de energia por meio do uso de baterias. Para essas aplicações existe a possibilidade do sistema ser utilizado a qualquer momento independentemente da irradiância incidente nos painéis fotovoltaicos ([BARIN, 2012](#); [SONTAKE; KALAMKAR, 2016](#)). No entanto a autonomia do sistema depende da quantidade de baterias utilizadas, influenciando assim no custo mais elevado, além da necessidade de uma manutenção especializada.

Em [Muljadi e Taylor \(1996\)](#) e [Brito \(2006\)](#) são propostas a utilização de sistemas de bombeamentos de água onde os painéis FV são ligados diretamente a um conversor CC-CA de frequência variável que aciona um motor de indução trifásico (MIT), componente responsável por acionar uma bomba centrífuga. Segundo [Brito \(2006\)](#) o sistema utilizado em seu estudo possui uma potência máxima de 3200 Wp e a motobomba utilizada uma vazão de 5620 l/h. O mesmo apresenta uma estrutura simples, no entanto necessita de um número elevado de painéis FV necessários para se obter o nível de tensão adequado para o funcionamento do conversor CC-CA. Outra desvantagem é a necessidade de uma maior área sem sombreamento para a instalação dos painéis FV.

Em [Vongmanee \(2005\)](#), [Caracas et al. \(2014\)](#) e [Singh et al. \(2015\)](#) são introduzidos conversores elevadores de tensão, em cascata com os painéis FV e o conversor CC-CA de frequência variável. Nessa configuração o conversor CC-CC elevador (*boost*) tem a função de elevar o nível da tensão elétrica dos painéis FV até um valor adequado para o funcionamento do conversor CC-CA.

É importante salientar que a adoção de uma configuração simples para um sistema de bombeamento de águas subterrâneas na região do semi-árido é uma meta a ser perseguida, visto que quanto menor for a quantidade de componentes, menor o risco de falhas e, teoricamente, menores requisitos de manutenção e facilidade para a reposição de peças. Entretanto, conforme explanado, as abordagens mais simples para sistemas de bombeamento FV ([MOKEDDEM et al., 2007](#); [NIEDZIALKOSKI, 2013](#)) requerem procedimentos de manutenção frequentes. Já nas proposições apresentadas em ([MULJADI; TAYLOR, 1996](#); [BRITO, 2006](#)), os sistemas são acrescidos de conversor eletrônico CC-CA, porém requerem poucos procedimentos de manutenção. Nos trabalhos onde são empregados o conversor CC-CC *boost* ([VONGMANEE, 2005](#); [CARACAS et al., 2014](#); [SINGH et al.,](#)

2015), os sistemas são mais complexos, porém existe a possibilidade de utilizar um número reduzido de painéis FV. É importante salientar que para o funcionamento deste conversor é necessária a utilização de um controlador, uma vez que o mesmo, operando em malha aberta, corre o risco de dano por sobretensão em decorrência de rejeições abruptas de carga.

A proposta nesta dissertação é desenvolver um controlador digital para um conversor CC-CC *boost* utilizado em um sistema de bombeamento FV. O sistema é composto de um arranjo FV, um conversor eletrônico CC-CC *boost*, um conversor eletrônico CC-CA com frequência variável e uma motobomba submersa.

1.1 Justificativa

Para que seja possível a utilização da geração fotovoltaica em sistemas de bombeamento de água oriunda de rios, poços artesianos ou açudes, faz-se necessária a utilização de dispositivos que realizem o processamento dessa energia.

Como afirma [Green et al. \(2015\)](#), os painéis FV de silício possuem rendimento entre 10,5 e 25,6% e operam por um período limitado de horas durante o dia ([BOUTELHIG et al., 2012](#)). Por isso é necessário aproveitar ao máximo a energia gerada pelos mesmos. Dessa forma é interessante diminuir as perdas entre a geração de energia e o sistema de bombeamento através da utilização de dispositivos eletrônicos mais eficientes.

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo Geral

O objetivo deste trabalho é desenvolver um controlador digital para um conversor CC-CC *boost*, de maneira a minimizar os efeitos do sombreamento nos painéis FV, contribuindo dessa forma para que o conjunto motobomba permaneça o máximo de tempo em funcionamento.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Realizar a análise comparativa entre os modelos matemáticos para o conversor CC-CC *boost* em estudo;
- Projetar e validar o controlador digital para o conversor CC-CC *boost*;
- Instalar o sistema de bombeamento e monitoramento necessário para este estudo;
- Avaliar preliminarmente o desempenho do sistema.

1.3 Publicações Submetidas Durante o Mestrado

- Photovoltaic Panel Based Pumping System: A Solution Without Batteries. Submetido à revista IEEE - Latin America Transactions.
- Application of Commercial Frequency Inverter in Water Pumping Systems Using Photovoltaic Solar Energy. Submetido à revista IEEE - Latin America Transactions.

1.4 Organização do Texto

O trabalho é composto por cinco capítulos. No Capítulo 2 é apresentada a fundamentação teórica sobre o processo de bombeamento solar fotovoltaico, bem como os elementos de geração e condicionamento de energia que podem ser utilizados. O objetivo deste capítulo é preparar o leitor, com assuntos específicos, para compreender a metodologia de trabalho. Já no Capítulo 3 é apresentada a metodologia utilizada para alcançar os objetivos propostos do estudo. No Capítulo 4 são discutidos os resultados obtidos com a metodologia aplicada. Por fim, no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões e sugestões de trabalhos futuros.

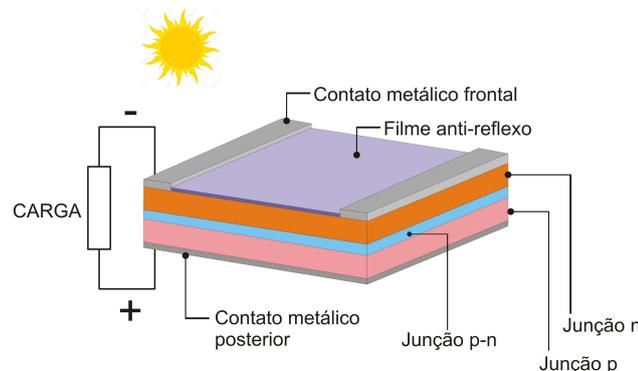
2 Fundamentos Teóricos

Neste capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica de temas relacionados à pesquisa e que influenciam no desenvolvimento do estudo. São abordados o princípio de funcionamento, modelos equivalentes dos painéis fotovoltaicos, topologias de conversores elevadores de tensão e exemplos de sistemas de bombeamento fotovoltaicos. Ao longo do capítulo são introduzidos conceitos e terminologias relacionados ao sistema.

2.1 Painéis Fotovoltaicos

Os painéis fotovoltaicos são constituídos pela associação em série e paralela de diversas células fotovoltaicas. Cada uma delas, conforme ilustrado na Figura 1, consiste de uma junção semicondutora p-n, que sob a incidência de luz, gera uma diferença de potencial de aproximadamente 0,6 V entre o contato metálico frontal e o contato metálico posterior (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009).

Figura 1: Estrutura física de uma célula fotovoltaica

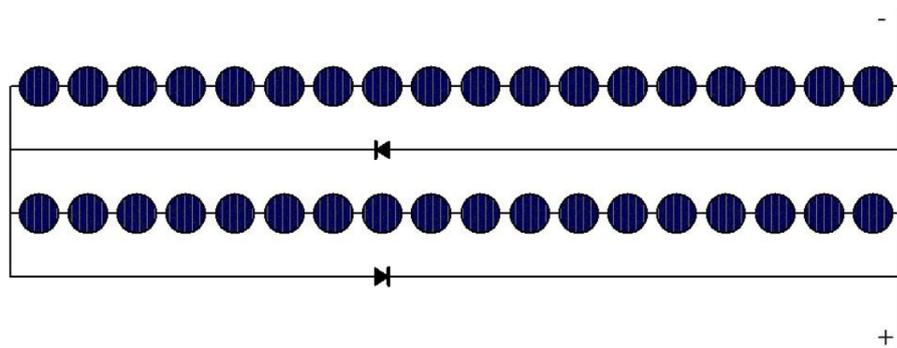


Fonte: Adaptado de Pinho e Galdino (2014).

As células fotovoltaicas quando submetidas a irradiância solar fornecem uma certa quantidade de corrente e tensão, no entanto quando sombreadas ou danificadas as células começam a dissipar energia. A fim de proteger as células FV sombreadas são utilizados os diodos de desvio (*by-pass*) (ZIAR et al., 2014). Na Figura 2 é ilustrado a ligação dos diodos de desvio existentes nos painéis fotovoltaicos.

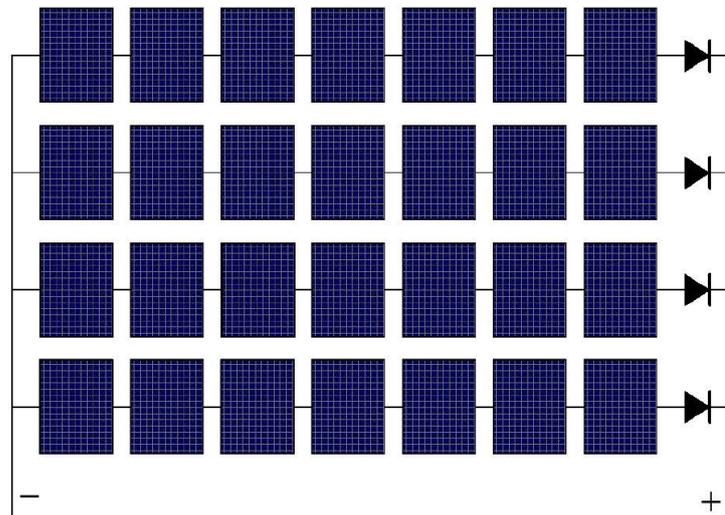
Segundo Wiles e King (1997) e Kato e Koizumi (2015), outro elemento de proteção utilizado é o diodo de bloqueio, aplicado em conexões de painéis associados em paralelo. Quando as condições de irradiância dos painéis fotovoltaicos associados em paralelo são diferentes, o diodo de bloqueio impede a circulação de corrente reversa. Na Figura 3 é ilustrada a ligação dos diodos de bloqueio em uma associação série-paralelo.

Figura 2: Ligação dos diodos de desvio no painel fotovoltaico



Fonte: Pinho e Galdino (2014).

Figura 3: Ligação dos diodos de bloqueio nos painéis fotovoltaicos



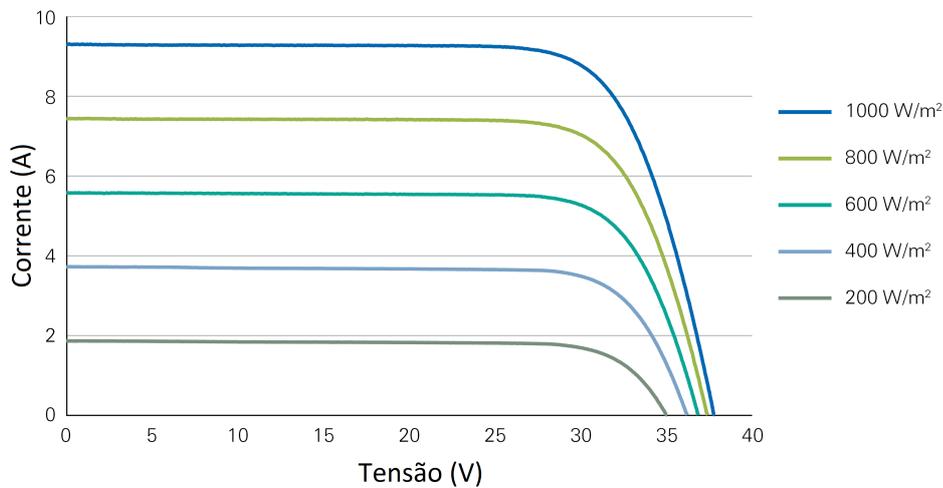
Fonte: Pinho e Galdino (2014).

De acordo com Masmoudi, Salem e Derbel (2016) e Roseback (2004), a corrente fotovoltaica I_{ph} possui dependência direta da irradiância solar que incide na superfície do painel fotovoltaico, enquanto que a temperatura tem influência na tensão fotovoltaica U_s .

Na Figura 4 é ilustrada a influência da irradiância na curva de corrente *versus* tensão I-V, onde é observado que a grandeza mais influenciada pela irradiância é a corrente gerada pelo painel enquanto a tensão apresenta um percentual menor de variação.

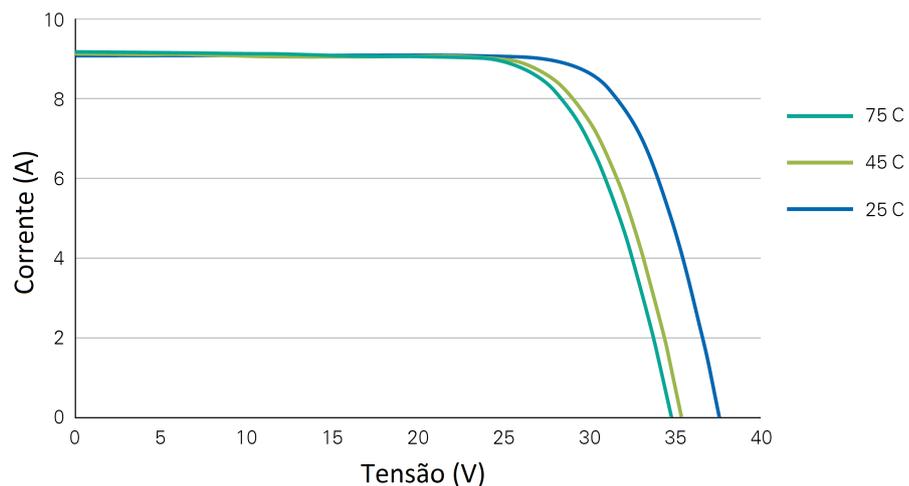
Na Figura 5 é ilustrada a influência da temperatura na curva de corrente *versus* tensão. Nesse gráfico é observado uma redução da tensão do painel fotovoltaico com o aumento da temperatura, enquanto que a corrente gerada permanece praticamente inalterada.

Figura 4: Característica do painel solar para diferentes irradiações



Fonte: Folha de Dados - Sunedison 2015.

Figura 5: Característica do painel fotovoltaico para diferentes temperaturas de operação



Fonte: Folha de Dados - Sunedison 2015.

2.1.1 Modelos Elétricos da Célula Fotovoltaica

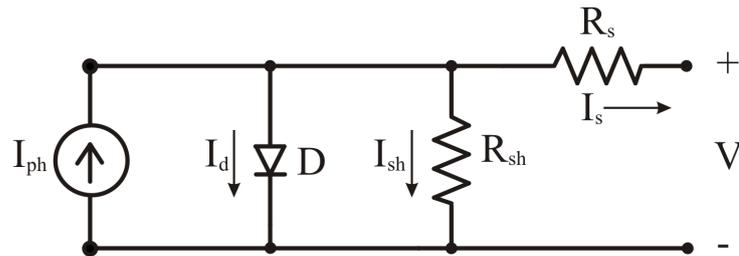
Com o intuito de realizar simulações computacionais alguns modelos elétricos foram desenvolvidos para explicar o funcionamento dos painéis FV. Como o fabricante dos painéis FV utilizados neste estudo não disponibiliza os pontos que compõem as curvas de corrente *versus* tensão, o modelo elétrico mais adequado é utilizado para representar as curvas. São eles o modelo de um diodo e o modelo de dois diodos (EL-AAL, 2005).

2.1.1.1 Modelo com Um Diodo

No modelo com diodo único, a tensão de circuito aberto e a corrente de curto-circuito são os parâmetros essenciais. A corrente de curto-circuito depende da irradiação, enquanto a tensão de circuito aberto é afetada pelo material utilizado na fabricação do painel fotovoltaico e da temperatura que o mesmo está submetido (PEREIRA, 2012).

A corrente elétrica (I_s) fornecida é considerada como a corrente gerada pelos fótons absorvidos da radiação solar, representada no modelo por uma fonte de corrente (I_{ph}), acrescida da corrente da junção p-n (diodo). Esse modelo é bastante utilizado para simulações computacionais devido a sua simplicidade em comparação com outros modelos (LIU; HUANG, 2011; BENNETT; ZILOUCHIAN; MESSENGER, 2012). Na Figura 6 é ilustrado o modelo de um diodo.

Figura 6: Modelo elétrico de um diodo para a célula fotovoltaica



Fonte: Adaptada de El-Aal (2005).

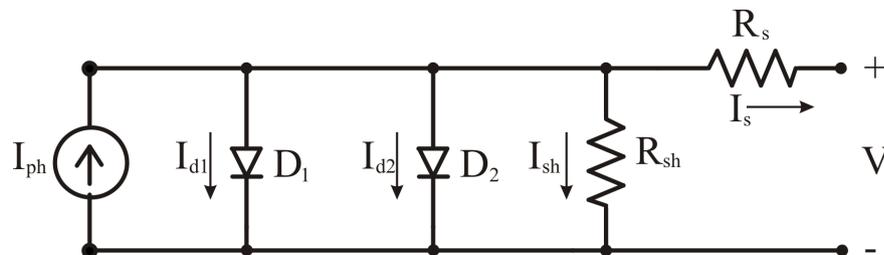
Segundo Shannan, Yahaya e Singh (2014) este modelo é insuficiente para representar situações com baixos níveis de irradiância, além de não representar exatamente a tensão de circuito aberto do painel fotovoltaico.

2.1.1.2 Modelo com Dois Diodos

Como alternativa ao modelo com um diodo, utiliza-se a modelagem com dois diodos por apresentar um maior nível de precisão.

Segundo Shannan, Yahaya e Singh (2013), o modelo de dois diodos apresenta maior precisão do cálculo do ponto de potência máxima para variações de temperatura. No entanto, acarreta ao modelo uma maior complexidade devido a inclusão de novos parâmetros que precisam ser determinados (ISHAQUE et al., 2011). Na Figura 7 é ilustrado o modelo de dois diodos.

Figura 7: Modelo elétrico de dois diodos para a célula fotovoltaica



Fonte: Adaptada de El-Aal (2005).

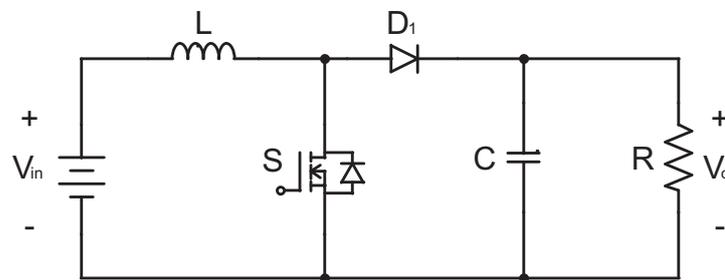
2.2 Conversor Elevador de Tensão (*Boost*)

O conversor elevador de tensão é um conversor eletrônico que tem como principal objetivo obter uma tensão de saída superior à tensão de entrada. Este conversor é também conhecido na literatura como "*Step-up*" ou "*boost*".

2.2.1 Conversor CC-CC *Boost* Clássico

O conversor *boost* clássico é a estrutura eletrônica básica para esse tipo de conversor. Na Figura 8 é ilustrada a topologia do mesmo.

Figura 8: Topologia do conversor CC-CC *boost* clássico



Fonte: Adaptado de [Mohan \(2012\)](#).

Segundo [Mohan \(2012\)](#), o ganho estático (G) do conversor *boost* clássico operando no modo de condução contínua (MCC) e dado pela Equação 2.1.

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D}. \quad (2.1)$$

Em que a razão cíclica (D) é a relação entre o intervalo de condução da chave e o período de chaveamento.

Neste conversor o ganho estático (G) é o fator de amplificação entre a tensão de entrada e a tensão de saída do conversor. E o mesmo é modificado pela variação de D , ou seja quanto maior D , maior é a tensão de saída do conversor.

Quando a chave S entra em condução, o indutor L começa a se carregar. Durante esse período, o diodo D_1 encontra-se reversamente polarizado e a carga R é alimentada apenas pelo capacitor C . No intervalo de tempo no qual a chave S encontra-se em corte, o diodo D_1 é polarizado diretamente, fazendo com que a corrente armazenada no indutor L seja transferida para o capacitor C e para a carga R .

Teoricamente o conversor *boost* clássico disponibiliza uma tensão de saída elevada à medida que a razão cíclica se aproxima do valor unitário, assim o comportamento do mesmo torna-se muito sensível as variações de razão cíclica ([RASHID; FAVATO, 1999](#)).

Nesta configuração a elevação da razão cíclica reduz acentuadamente o rendimento do conversor (MOHAN, 2012; ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; ALCAZAR et al., 2008; RASHID, 2001).

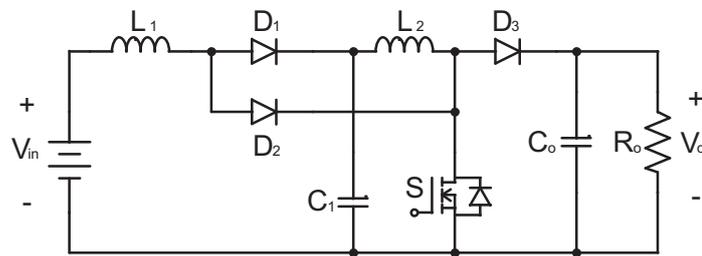
Segundo Rashid e Favato (1999), esta topologia possui limitações de potência, devido a existência de apenas um transistor, fato que reduz a capacidade de corrente processada, limitando a potência na ordem de dezenas de Watts.

Portanto, a topologia clássica, para aplicações onde são necessários elevados ganhos estáticos, não representa uma solução viável, sendo aconselhável a utilização de outras topologias (ALCAZAR, 2010).

2.2.2 Conversor CC-CC *Boost* Quadrático

Em aplicações onde é necessário um ganho estático mais alto, a topologia do conversor *boost* clássico não é capaz de atender às especificações de desempenho. Diante disso, algumas topologias são propostas com o intuito de melhorar o desempenho dos conversores *boost*. Na Figura 9 é ilustrado esta topologia.

Figura 9: Topologia do conversor CC-CC *boost* quadrático



Fonte: Adaptada de Luo e Ye (2004).

Esta topologia funciona em duas etapas. Quando a chave S está em condução, o diodo D_1 é polarizado reversamente, assim a fonte de tensão carrega o indutor L_1 , o capacitor C_1 carrega o indutor L_2 e o capacitor C_0 fornece energia para a carga. Com a chave S em corte, o indutor L_1 fornece energia para o capacitor C_1 e o indutor L_2 fornece energia para o capacitor C_0 e para a carga.

Segundo Luo e Ye (2004) e Saadat e Abbaszadeh (2016), com essa topologia obtêm-se um maior ganho estático em relação ao *boost* clássico, o que permite obter uma tensão de saída mais elevada. Neste conversor o ganho pode ser calculado por meio da Equação 2.2.

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \left(\frac{1}{1-D} \right)^2. \quad (2.2)$$

Segundo [Alcazar \(2010\)](#) e [Patidar e Umarikar \(2015\)](#), essa topologia apresenta um rendimento aproximado de 90 %, o que viabiliza sua utilização em substituição ao conversor *boost* clássico para aplicações onde são necessários ganhos estáticos elevados.

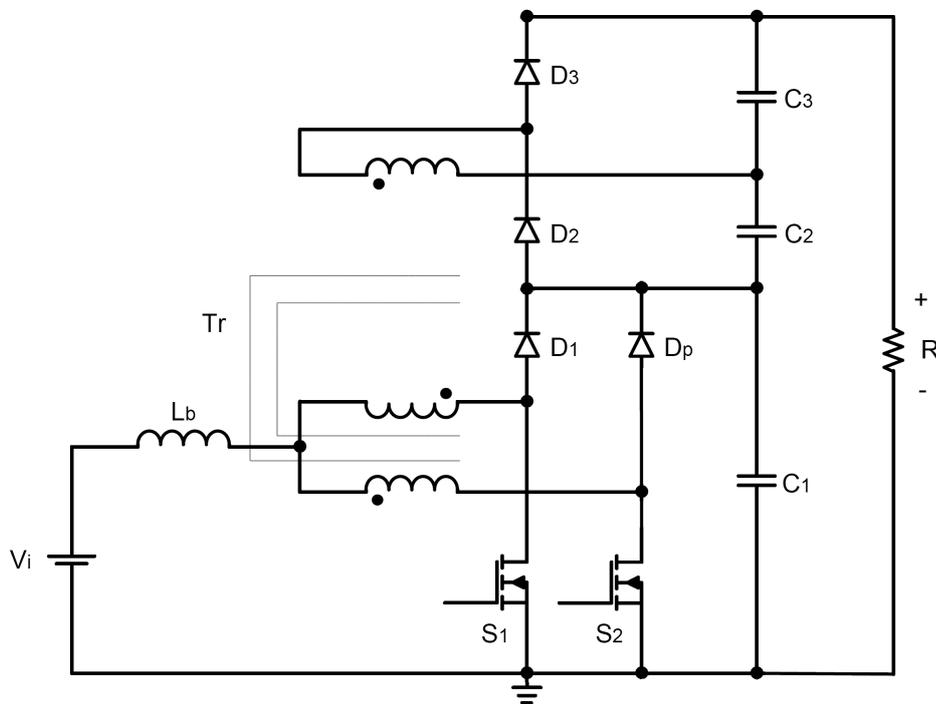
Em [Silveira \(2011\)](#), é apresentada uma revisão bibliográfica mais abrangente das diversas topologias destinadas às aplicações que exigem alto ganho de tensão.

2.2.3 Conversor CC-CC *Boost* de Alto Ganho de Tensão Baseado na Célula de Comutação de Três Estados (AGT-CCTE)

Em [Torrico-Bascopé et al. \(2006\)](#) é proposta uma nova topologia para o conversor *boost*, visando a obtenção de um alto ganho de tensão baseado na célula de comutação de três estados. Para tanto, é aplicado um multiplicador de tensão com o objetivo de aumentar a tensão de saída.

Com a utilização da nova topologia, ilustrada na Figura 10, é obtido ganho estático mais elevado descrito na Equação 2.3. O ganho é obtido por meio das variáveis razão cíclica (D) e da relação primário-secundário do transformador (a), como segue

Figura 10: Topologia do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE



Fonte: Adaptado de [Torrico-Bascopé et al. \(2006\)](#).

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{(a + 1)}{1 - D}. \quad (2.3)$$

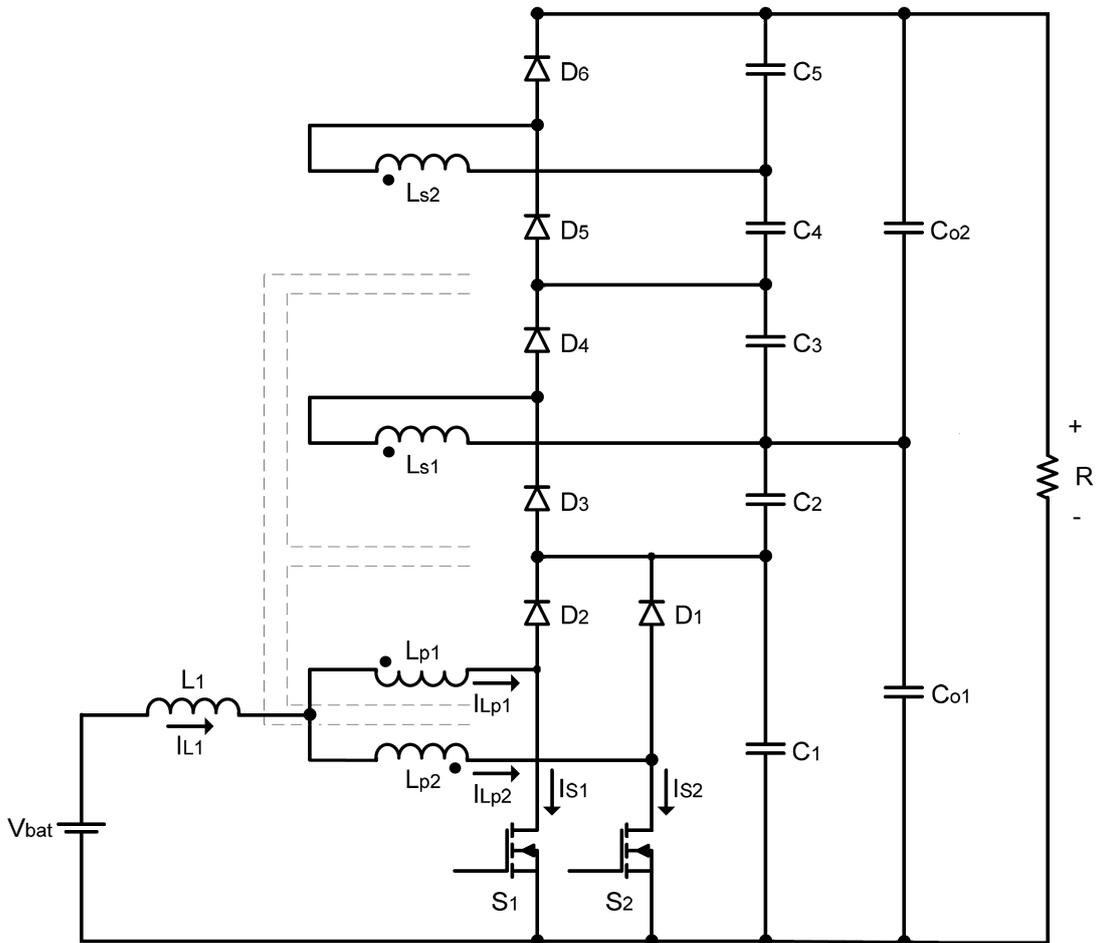
Segundo [Torrico-Bascopé et al. \(2006\)](#), [Alcazar et al. \(2008\)](#) e [Pereira, Martins e Carvalho \(2014\)](#), a topologia apresenta um rendimento acima de 93%. Diante dessa característica e do alto ganho estático fornecido pela estrutura do conversor, esta topologia vem sendo utilizada em diversos estudos ([KLIMCZAK; MUNK-NIELSEN, 2009](#); [ALCAZAR et al., 2013](#); [ALVES et al., 2015](#))

Em [Silveira et al. \(2014\)](#) são utilizados dois enrolamentos secundários no conversor *boost* baseado na célula de comutação de três estados, permitindo assim a obtenção de um ganho estático (G), descrito na Equação 2.4.

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \cdot \left(1 + \sum_{j=1}^n \cdot a \right). \quad (2.4)$$

A nova estrutura possibilita um maior grau de amplificação do ganho, sendo este agora também influenciado pelo número (n) de secundários aplicados na topologia. Na Figura 11 é ilustrada a nova estrutura para o conversor.

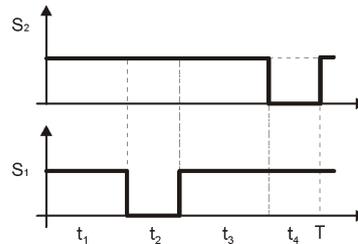
Figura 11: Conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE com 2 secundários



Fonte: Adaptado de [Silveira et al. \(2014\)](#).

O conversor ilustrado na Figura 11, foco deste estudo, funciona com a sobreposição das duas chaves S_1 e S_2 , com uma defasagem de 180° , conforme ilustra a Figura 12. Nessa topologia o ciclo de trabalho fica limitado a valores maiores que 0,5, para que ocorra indução de tensão nos secundários do transformador, atingindo assim a tensão de saída esperada.

Figura 12: Sinais de comandos das chaves S_1 e S_2



Fonte: Adaptado de [Silveira \(2011\)](#).

Considerando que o conversor já se encontra em regime de trabalho permanente, em um período de operação (T) o conversor apresenta quatro etapas de operação (t_1 , t_2 , t_3 e t_4) descritas a seguir:

Primeira Etapa (t_1): as chaves S_1 e S_2 estão em condução. A energia é armazenada somente no indutor L e não é transferida à carga. Neste momento a energia para suprir à carga é mantida pelos capacitores auxiliares C_1 , C_2 , C_3 , C_4 e C_5 e pelos capacitores de filtragem C_{o1} e C_{o2} . Esta etapa é finalizada quando a chave S_1 é bloqueada. Observa-se que nesta etapa ocorre a anulação do fluxo magnético de ambos os primários do transformador. Portanto, não corre transferência de energia do enrolamento primário para o enrolamento secundário do transformador (Tr).

Segunda Etapa (t_2): nesta etapa a chave S_2 permanece em condução e a chave S_1 é bloqueada. A energia armazenada no indutor na primeira etapa, assim como, a energia da fonte de entrada é transferida para os capacitores auxiliares C_1 , C_2 e C_4 e para os capacitores de filtragem C_{o1} e C_{o2} . As tensões em C_2 e C_4 são decorrentes da transferência de energia do primário para o secundário de transformador (Tr), através da relação entre o número de espiras do primário e secundário.

Terceira Etapa (t_3): esta etapa é semelhante à primeira etapa, onde os interruptores S_1 e S_2 estão conduzindo, e a energia é armazenada somente no indutor L . Esta etapa finaliza quando a chave S_2 é bloqueada.

Quarta Etapa (t_4): durante esta etapa o interruptor S_1 permanece conduzindo. A energia armazenada no indutor durante a terceira etapa, assim como, a energia da fonte de entrada é transferida para os capacitores auxiliares C_1 , C_3 e C_5 e para os capacitores de filtragem C_{o1} e C_{o2} .

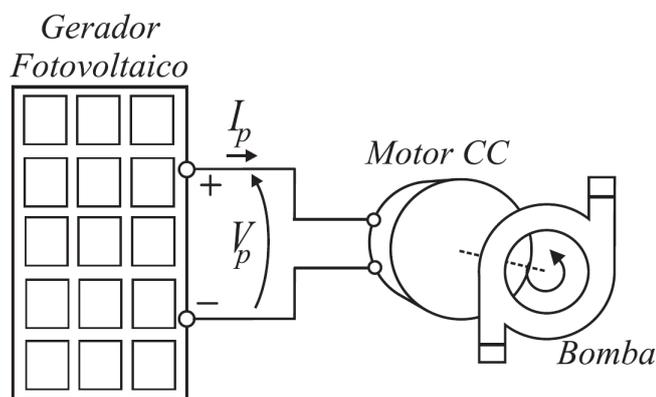
2.3 Bombeamento de Água Fotovoltaico

A utilização de painéis FV para alimentação elétrica de conjuntos motobomba é uma tecnologia com grandes desafios e que oferece uma alternativa ambiental favorável aos combustíveis fósseis (SONTAKE; KALAMKAR, 2016).

Em Kolhe, Joshi e Kothari (2004) é realizado um estudo sobre a utilização de um painel FV ligado diretamente em bomba centrífuga que utiliza motor CC de ímãs permanentes. Esta configuração é de simples instalação como ilustra a Figura 13.

Segundo Vitorino (2008) a utilização de um motor CC em sistemas de bombeamento apresenta como desvantagem a necessidade periódica de manutenção devido ao desgaste das escovas no sistema de comutação.

Figura 13: Configuração em que o gerador fotovoltaico é ligado diretamente ao motor CC



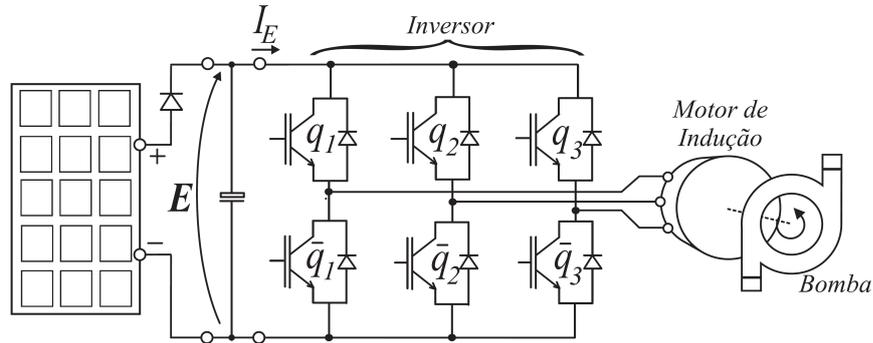
Fonte: Vitorino (2008).

Em Muljadi e Taylor (1996) e Brito (2006) é utilizada uma configuração onde os painéis FVs são conectados diretamente ao barramento CC do inversor. Nesta configuração o inversor é responsável por transformar a fonte de energia CC para CA possibilitando assim o acionamento de um motor de indução trifásico (MIT). Essa configuração apresenta como desvantagem a necessidade de utilizar uma quantidade maior de painéis FVs em série para assim obter o nível CC necessário para o acionamento do MIT.

Um possibilidade para a redução do número de painéis FVs utilizados é a utilização de um conversor *boost* (elevador) em uma etapa intermediária para assim elevar o nível de tensão CC dos painéis FVs, realizando a adequação de tensão necessária para o acionamento do MIT.

Em Vongmanee (2005) e Vitorino (2008) é utilizada a configuração ilustrada na Figura 15, onde o sistema possui um conversor responsável por elevar a tensão do arranjo fotovoltaico utilizado. Porém, a utilização de um conversor *boost* na configuração clássica ilustrado na Figura 15 apresenta baixos rendimento e ganho estático para elevação da tensão elétrica.

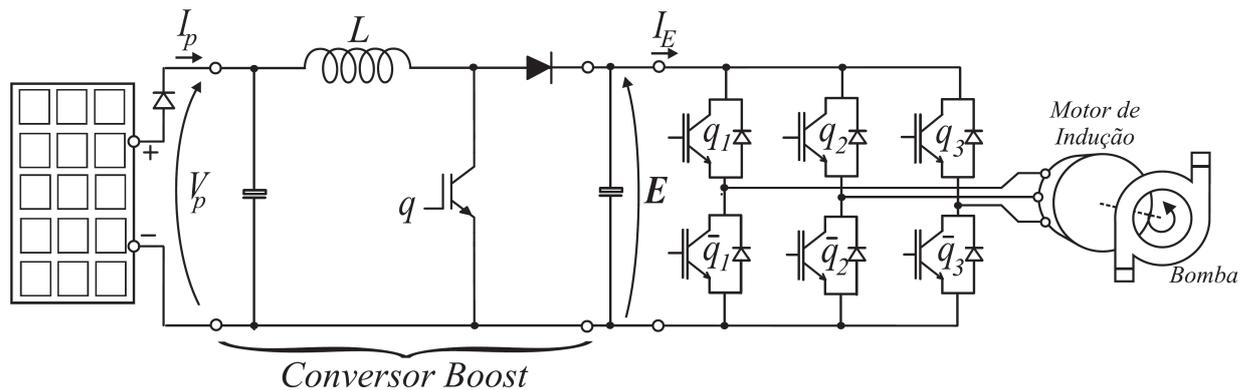
Figura 14: Configuração em que os painéis FVs são ligados diretamente no barramento CC do inversor



Fonte: Vitorino (2008).

Com o objetivo de melhorar o rendimento do sistema, são propostas na literatura topologias que apresentam melhor rendimento e alto ganho de elevação para o conversor *boost* (CARACAS et al., 2014; SHAIKH; JAIN, 2015; ALVES et al., 2015).

Figura 15: Configuração que utiliza conversor CC-CC *boost* e inversor



Fonte: Vitorino (2008).

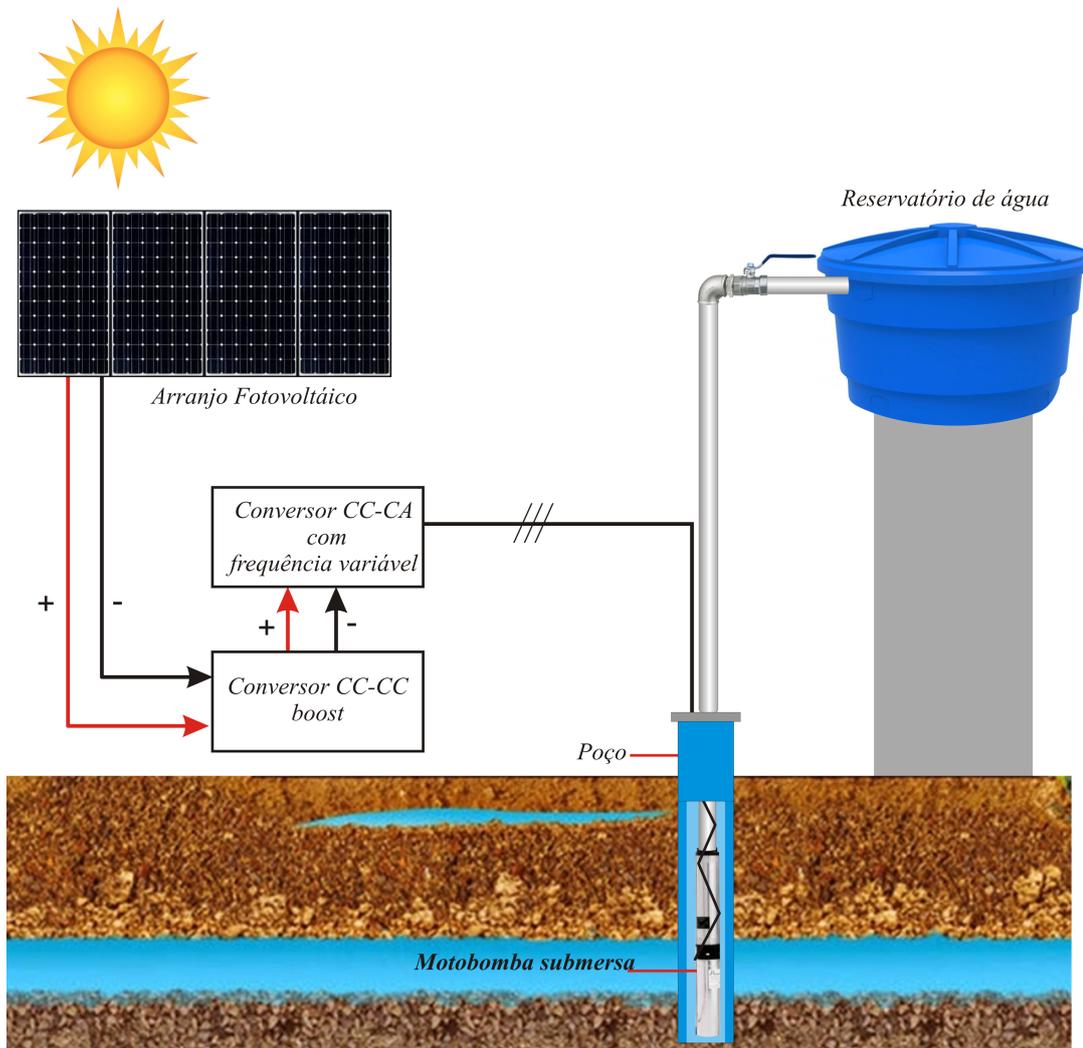
2.4 Considerações Finais

Neste capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica sobre painéis fotovoltaicos, topologias para conversores *boost* e sistemas de bombeamento fotovoltaicos. Diante da pesquisa realizada optou-se pela utilização do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE com 2 enrolamentos secundários devido o mesmo apresentar um alto ganho de tensão e elevado rendimento, características requerida para esta aplicação. Para o acionamento da bomba hidráulica optou-se por utilizar um MIT, devido sua baixa manutenção.

3 Metodologia

O sistema proposto neste estudo visa o bombeamento de água para o armazenamento em reservatórios elevados de aplicação residencial, possibilitando dessa forma a utilização da água nos momentos de baixa irradiância. De forma a exemplificar o sistema é ilustrado na Figura 16 o diagrama esquemático proposto.

Figura 16: Diagrama esquemático do sistema proposto



Fonte: Elaborada pelo autor.

O conjunto motobomba utilizado é da marca DANCOR, modelo SPP-1.1-TSR-13 de treze estágios, acionada por um motor de indução trifásico de 2 pólos, 60 Hz, 3450 rpm, potência de 0,5 cv e tensão nominal de $220 V_{ef}$, sendo a mesma cedida pela empresa DANCOR para realização deste trabalho.

Para realizar o acionamento do conjunto motobomba é necessário alterar sua rotação durante as variações de irradiância e realizar uma estratégia de partida suave do

motor, evitando assim as altas correntes solicitadas durante partidas diretas convencionais. Dessa forma, pela disponibilidade do equipamento no Laboratório de Processamento de Energia - LPE, optou-se pelo uso de um conversor de frequência¹ da marca WEG, modelo CFW-08, com entrada monofásica 220 V_{ef} e saída trifásica de 220 V_{ef} . Neste estudo o conversor de frequência é alimentado diretamente com tensão CC em seus terminais de entrada.

Para a determinação da topologia do conversor *boost* a ser utilizada, é levado em consideração que o acionamento da bomba é composto de um motor de indução trifásico com tensão nominal de 220 V_{ef} . Sendo assim é necessária a obtenção de uma tensão de pico (V_{pico}) de aproximadamente 311 V_{cc} , de forma a permitir que o conversor de frequência funcione de forma adequada.

Para o estudo são utilizados como fonte de alimentação primária 04 painéis fotovoltaicos da marca *SunEdison-P-Series-265 W*, sendo cada um composto de 60 células fotovoltaicas. O arranjo é composto por 2 painéis ligados em série em paralelo com os outros 2 painéis.

3.1 Estudo dos Painéis FV

A avaliação do desempenho dos painéis fotovoltaicos, são confrontados os dados fornecidos pelo fabricante e os dados resultantes dos ensaios realizados em condições reais de temperatura e irradiância.

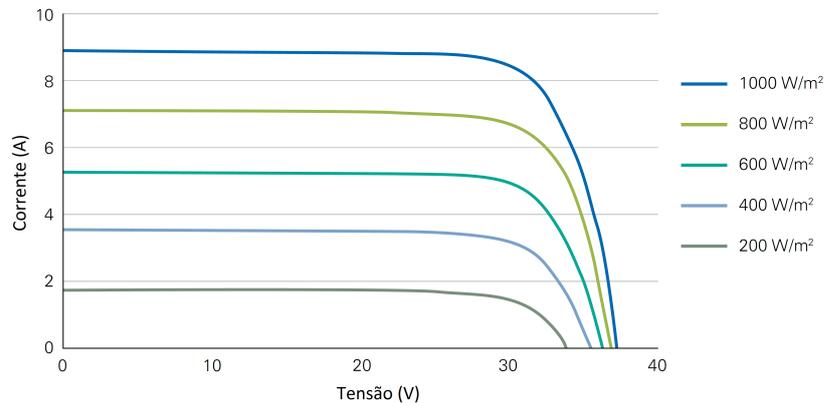
São apresentados na Tabela 1 os parâmetros elétricos fornecidos pelo fabricante dos painéis fotovoltaicos, considerando os padrões de irradiância (1000 W/m^2) e temperatura do painel (25 °C).

Tabela 1: Parâmetros do painel fotovoltaico SunEdison 265 W

Parâmetro	Valor
Potência Máxima P_{max} (W)	265
Tensão de Circuito-aberto V_{oc} (V)	37,81
Corrente de Curto-circuito I_{sc} (A)	9,24
Tensão no ponto de máxima potência V_{mpp} (V)	30,71
Corrente no ponto de máxima potência I_{mpp} (A)	8,63

O fabricante disponibiliza ainda as curvas de corrente *versus* tensão, com diversos níveis de irradiância, conforme é ilustrado na Figura 17. Percebe-se uma relação direta entre a corrente de curto-circuito do painel FV e a irradiância.

¹ O conversor de frequência é um equipamento eletrônico que converte uma tensão CA de amplitude e frequência fixa em uma tensão CC (retificador não controlado) com auxílio de um banco de capacitores, e em seguida converte essa tensão CC em uma tensão CA (inversor) de amplitude e frequência ajustáveis pelo usuário. Os fabricantes nacionais costumam denominá-lo como inversor de frequência.

Figura 17: Curvas de corrente *versus* tensão do painel FV SunEdison P-Series - 265 W

Fonte: Folha de Dados do Painel FV SunEdison P-Series.

O fabricante não disponibiliza as curvas do painel FV para diferentes temperaturas de operação. Assim, é necessário realizar os ensaios com a finalidade de analisar as curvas características do painel FV nas condições operacionais encontradas em campo. Para realizar o ensaio são utilizados os seguintes instrumentos: piranômetro *Kimo Instruments* LSL 200, termômetro LASER Minipa MT-360, multímetro digital Minipa ET-2042D, Alicates amperímetro Minipa ET-3880 e dois Reostatos de 200 Ω / 1 kW.

Os ensaios são realizados impondo variações no valor da resistência dos reostatos. Os reostatos são interligados aos terminais do painel FV, onde para cada valor de resistência imposta são medidos os valores de tensão, corrente e temperatura do painel FV. Os ensaios são realizados sob uma irradiância média de 1050 W/m².

Inicialmente os ensaios são realizados com o painel interligado à carga com condutores de 2,5 mm² e sem qualquer tipo de arrefecimento. Como consequência, a potência máxima extraída é de 186 W, com tensão de 23,3 V e corrente de 8,0 A, a uma temperatura da superfície do painel de 55 °C. É importante notar que essa potência corresponde a apenas 70 % da potência declarada em catálogo para as condições de irradiância de 1000 W/m² e a uma temperatura superficial do painel FV de 25 °C.

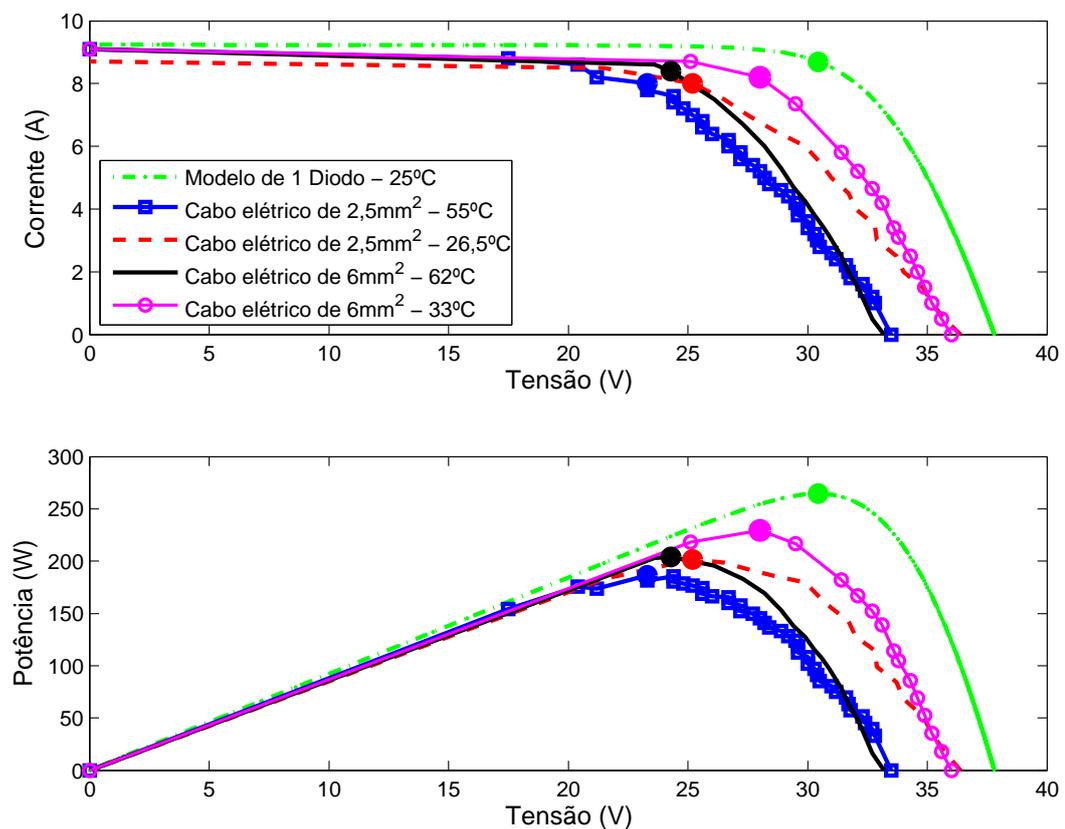
Com o intuito de averiguar a influência da temperatura sobre a potência fornecida, é realizado um arrefecimento com água corrente na superfície do painel. Dessa forma, é obtida uma potência de 201,6 W, com tensão de 25,2 V e corrente de 8,0 A, a uma temperatura da superfície do painel de 26,5 °C. Com isso, obtém-se um aproveitamento de 76 % da potência de placa.

Seguindo a mesma metodologia, são realizados ensaios com e sem arrefecimento, agora com a utilização de um cabeamento de 6 mm². Sem arrefecimento, obtém-se uma potência de 204,1 W, com tensão de 24,4 V e corrente de 8,4 A, a uma temperatura da superfície do painel de 62 °C, e com arrefecimento é obtida uma potência de 229,6 W, com tensão de 28 V e corrente de 8,2 A, a uma temperatura da superfície do painel em 33 °C.

Para realizar a comparação entre os ensaios, são utilizados os valores da folha de dados do fabricante como referência. As curvas do fabricante são obtidas por meio de simulação com o modelo de 1 diodo (LIU; HUANG, 2011). Dessa forma, é obtida uma potência de 264,7 W, com tensão de 30,43 V e corrente de 8,69 A, a uma temperatura da superfície do painel FV de 25 °C e uma irradiância de 1000 W/m².

Percebe-se que a instalação de cabeamento inadequado e o efeito da temperatura do painel FV influenciam na potência fornecida. Diante dos resultados conclui-se que, mesmo utilizando os cabos elétricos de 6 mm² e os conectores MC4, recomendados pelo fabricante do painel FV, a temperatura do mesmo em condição operacional local limita a potência disponível a 204,1 W que corresponde a 77,01 % da potência de placa. Na Figura 18 são ilustradas as curvas dos ensaios e da simulação com o modelo elétrico de 1 diodo.

Figura 18: Curvas do painel FV SunEdison P-Series 265 W



Fonte: Elaborada pelo autor.

Dado que a tensão de máxima potência de cada painel FV para a temperatura de 62 °C é de 24,4 V, esse valor de tensão é adotado com referência para o estudo.

Como a tensão nominal de operação do conversor de frequência é de 311 V, e dado que a tensão de operação dos painéis FV é de 24,4 V seriam necessários 13 painéis em série para se obter o nível de tensão adequado. Uma opção atrativa para realizar a adequação

de potencia entre os painéis FV e o conversor de frequência é a utilização de um conversor CC-CC elevador de tensão (*boost*).

3.2 Estudo do Conversor CC-CC *Boost* AGT-CCTE

As técnicas de projeto de controle digital convencionais são fundamentadas na pré-existência de um modelo matemático linear representativo da planta a ser controlada. Assim, dado que o conversor *boost* apresenta, em sua essência, comportamento altamente não linear, os projetistas devem elaborar um modelo linear que represente o comportamento do conversor nas condições operacionais do mesmo.

Nesta seção são consideradas três abordagens para a modelagem do conversor *boost*, seguida de uma análise comparativa de seus resultados. São apresentados os modelo de pequenos sinais (MOHAN, 2012), o modelo por equações de estado e o modelo de Hammerstein (BEZERRA, 2015).

Diante da avaliação dos resultados dos modelos propostos, o mais consistente é utilizado para a aplicação das técnicas de projeto de controle convencional.

3.2.1 Topologia Equivalente Simplificada

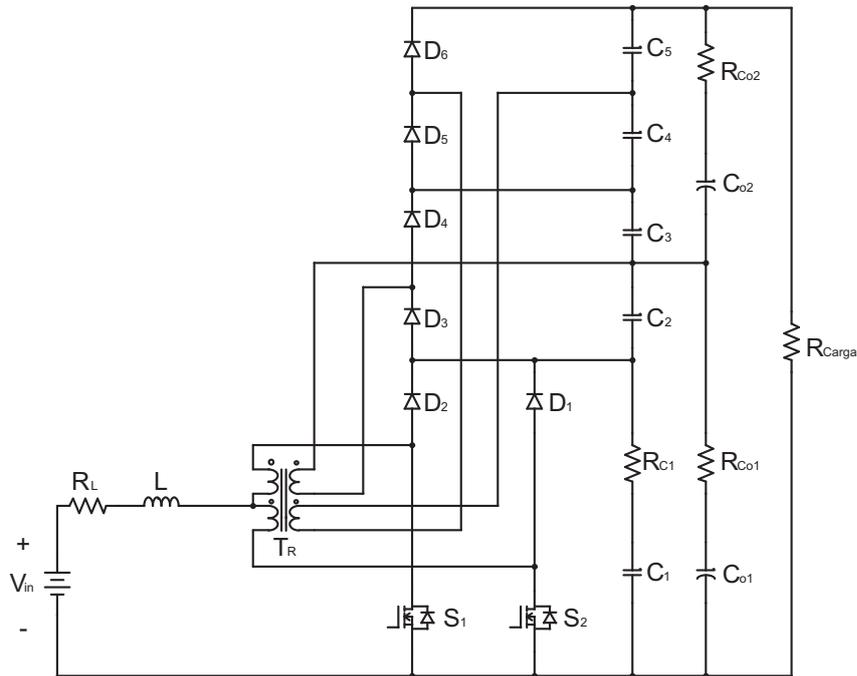
Objetivando elaborar um modelo simplificado para representar estática e dinamicamente um conversor de topologia complexa, como é o caso do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE, Silveira (2011) define na Tabela 2 uma relação de equivalência entre os componentes da topologia real (Figura 19) e os componentes de uma topologia mais simples, que é a do conversor CC-CC *boost* clássico (Figura 20).

Tanto a topologia completa quanto a simplificada são simuladas no *software* PSIM² para a avaliação do comportamento da tensão de saída nos terminais da impedância R_{Carga} e R_{eq} , respectivamente, diante de variações em degrau de tensão de entrada (V_{in}) e de razão cíclica (D). É utilizada uma frequência de chaveamento de $f = 25$ kHz, razão cíclica de $D = 0,64$, resistor de carga com resistência de $R_{Carga} = 200 \Omega$ e uma tensão de entrada de $V_{in} = 30$ V. No Apêndice B.1 são detalhados os componentes e especificações utilizadas nas simulações.

Sob condição de estado permanente a tensão de saída do conversor é de 237,20 V, enquanto a da topologia simplificada é de 39,02 V. É importante salientar que, para facilitar a comparação das respostas transitórias apresentadas na Figura 21 é utilizado um fator de multiplicação de 6,0789 ($237,20/39,02$) sobre a tensão de saída da topologia simplificada.

² *Software* de simulação de eletrônica de Potência desenvolvido pela empresa Powersim

Figura 19: Circuito simulado no PSIM

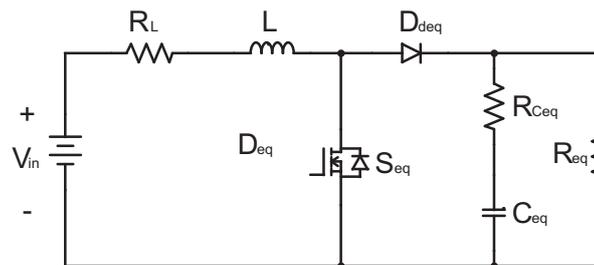


Fonte: Adaptado de [Silveira \(2011\)](#).

Tabela 2: Parâmetros utilizados na simulação do modelo simplificado

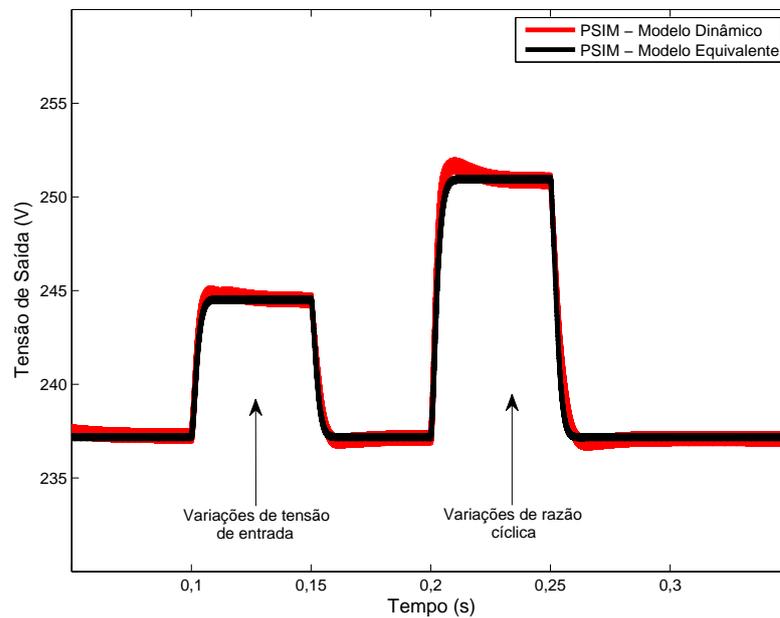
Equação	Valor
	$a_1 = 1$
$a_j = \frac{N_{sj}}{N_{pj}}$	$a_2 = 1$
$D_{eq} = 2D - 1$	0,28
$f_{eq} = 2f$	50 KHz
$C_{eq} = (6 + 6.a_1^2 + 6.a_2^2).C_o + (4 + 2.a_1^2 + 2.a_2^2).C$	16.938 μF
$R_{eq} = \frac{R_{Carga}}{12} \cdot \left(\frac{1}{1+a_1^2+a_2^2} \right)$	4,44 Ω
$R_{Ceq} = \frac{R_C \cdot R_{C_o}}{R_C \cdot (6+6.a_1^2+6.a_2^2) + R_{C_o} \cdot (4+2.a_1^2+2.a_2^2)}$	2,06 m Ω

Figura 20: Circuito equivalente simulado no PSIM



Fonte: Adaptado de [Silveira \(2011\)](#).

Figura 21: Comparativo da topologia do conversor de alto ganho *versus* topologia simplificada



Fonte: Elaborada pelo autor.

No instante 0,1 s é aplicado um degrau de 3 % no valor da tensão de entrada original e no instante 0,15 s é aplicado um degrau negativo de 3 %. Agora, para caracterizar a resposta transitória decorrente de variações de razão cíclica, é aplicado, no instante 0,2 s um degrau de 3 % na razão cíclica e, em seguida, um degrau negativo de 3% no instante 0,25 s.

Observa-se que a resposta da topologia simplificada não apresenta sobressinal, caracterizando a existência de polos reais, em contraste com a resposta da topologia completa, a qual apresenta um sobressinal de 8,9 %, o que indica a existência de polos complexos conjugados. Apesar desta divergência, as respostas transitórias são bastante semelhantes, ao ponto de ser possível utilizar a topologia simplificada como imagem da topologia original mais complexa.

3.2.2 Modelagem de Pequenos Sinais

Considerando que a resposta estática e dinâmica da topologia do conversor *boost* equivalente representa satisfatoriamente o comportamento do conversor *boost* baseado na célula de comutação de três estados, busca-se a obtenção de um modelo matemático que viabilize a aplicação de técnicas lineares de projeto de sistemas de controle.

Mohan (2012) sugere a técnica de modelagem de pequenos sinais para a elaboração de uma função de transferência representativa do conversor *boost* clássico operando no modo de condução contínua (MCC). Nesta abordagem, o autor substitui os dois componentes de operação não linear, o diodo e o transistor (Figura 20), por um transformador linear

elevador de tensão. Em seguida, dado que o conversor encontra-se em estado permanente em uma dada condição operacional, considera a aplicação de pequenas variações de razão cíclica para avaliar o comportamento transitório da tensão de saída.

As funções de transferência $\tilde{v}_o(S)/\tilde{d}(S)$ representadas nas Equações 3.1 e 3.2 são resultado do desenvolvimento matemático apresentado no Anexo D.1. Na formulação da segunda função de transferência é considerada a resistência do indutor (R_L), enquanto na primeira a resistência não é considerada.

As funções de transferência $\tilde{v}_o(S)/\tilde{d}(S)$ representadas nas Equações 3.1 e 3.2, a seguir

$$\frac{\tilde{v}_o(S)}{\tilde{d}(S)} = \frac{V_{in}}{(1-D_{eq})^2} \cdot \left(1 - \frac{s \cdot L_e}{R_{eq}}\right) \cdot \frac{1 + (R_{Ceq} \cdot C_{eq}) \cdot s}{L_e \cdot C_{eq} \cdot \left[s^2 + \left(\frac{R_{Ceq}}{L_e} + \frac{1}{R_{eq} \cdot C_{eq}} \right) \cdot s + \frac{1}{L_e \cdot C_{eq}} \right]}, \quad (3.1)$$

e

$$\frac{\tilde{v}_o(S)}{\tilde{d}(S)} = \frac{1}{(1-D_{eq})^2} \cdot \left(1 - \frac{s \cdot L_e + R_{Le}}{R_{eq}}\right) \cdot \frac{1 + (R_{Ceq} \cdot C_{eq}) \cdot s}{L_e \cdot C_{eq} \cdot \left[s^2 + \left(\frac{R_{Le}}{L_e} + \frac{R_{Ceq}}{L_e} + \frac{1}{R_{eq} \cdot C_{eq}} \right) \cdot s + \left(\frac{1}{L_e \cdot C_{eq}} + \frac{R_{Le}}{L_e \cdot R_{eq} \cdot C_{eq}} \right) \right]}, \quad (3.2)$$

são resultado do desenvolvimento matemático apresentado no Apêndice D.1. Na formulação da segunda função de transferência é considerada a resistência do indutor (R_L), enquanto na primeira esta resistência não é considerada.

Utilizando-se o MATLAB³ como *software* de simulação, obtém-se as respostas transitórias das referidas funções de transferência em função da aplicação de um degrau de 3 % de razão cíclica. Os resultados são apresentados na Figura 22.

Percebe-se que ambas as respostas transitórias são bastante oscilatórias, não caracterizando adequadamente o comportamento transitório do conversor. Acredita-se que a utilização de um modelo que permita incorporar as perdas ôhmicas do diodo e do transistor reduzam as oscilações encontrada na simulação.

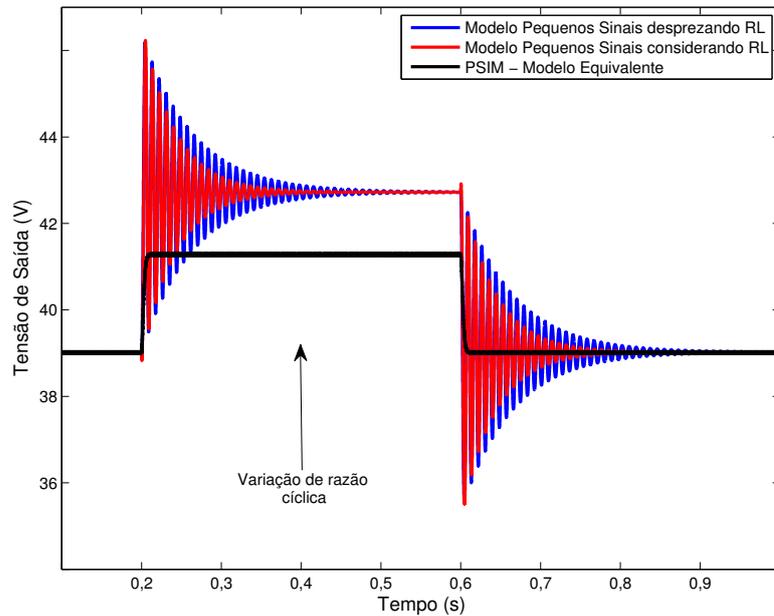
3.2.3 Modelagem por Equações de Estados

Com o intuito de incluir as perdas ôhmicas dos componentes semicondutores presentes no conversor em estudo, é proposta a modelagem por equações de estados. Assim, as equações diferenciais que regem os fenômenos elétricos e magnéticos devem ser organizadas da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \\ y(t) &= C \cdot x(t) + D \cdot u(t). \end{aligned} \quad (3.3)$$

³ Software interativo de alta performance voltado para o cálculo numérico, desenvolvido pela empresa MathWorks

Figura 22: Resposta do conversor *boost* utilizando a modelagem de pequenos sinais



Fonte: Elaborada pelo autor.

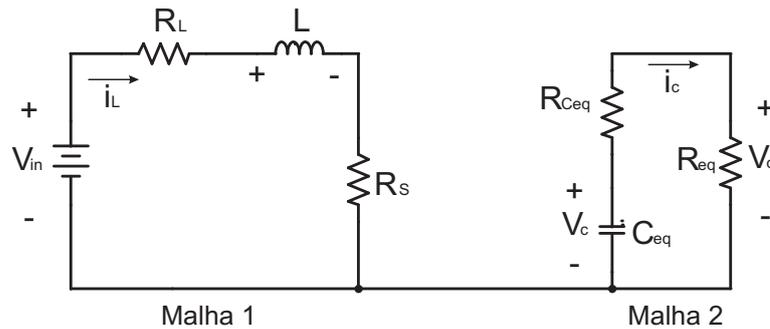
Alternativamente, essas equações podem ser convertidas em equações a diferenças.

$$\begin{aligned} x[k + 1] &= A' \cdot x[k] + B' \cdot u[k] \\ y[k] &= C' \cdot x[k] + D' \cdot u[k]. \end{aligned} \tag{3.4}$$

As quais são apropriadas para simulação computacional.

Para realizar a análise do conversor *boost* por equações de estados, é necessário determinar as expressões para os intervalos de chave conduzindo e de chave em corte. Para o intervalo de chave em condução T_{on} é considerada a resistência intrínseca do transistor R_t . Como o diodo nesta condição não está diretamente polarizado, o mesmo é desconsiderado. Portanto o sistema pode ser representado conforme a Figura 23.

Figura 23: Circuito do conversor para o instante de chave em condução T_{on}



Fonte: Elaborada pelo autor.

Desta forma, as variáveis elétricas analisadas são a corrente do indutor $i_L(t)$ e a tensão no capacitor $V_c(t)$.

Utilizando a lei das malhas de Kirchhoff nas malhas 1 e 2 obtém-se

$$V_{in}(t) = R_L \cdot i_L + L \frac{di_L(t)}{dt} + R_S \cdot i_L \quad (3.5)$$

e

$$C \cdot \frac{dV_c(t)}{dt} = - \frac{V_c(t)}{(R_{eq} + R_{Ceq})}. \quad (3.6)$$

Logo, a representação em equações de estado é dada por

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dV_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(R_L+R_S)}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{eq} \cdot (R_{eq}+R_{Ceq})} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_{in}(t)]. \quad (3.7)$$

Transformando para equações a diferenças, sendo “T” o período de amostragem do sistema, obtém-se

$$\begin{bmatrix} i_L[k+1] \\ V_c[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{(R_L+R_S) \cdot T}{L} & 0 \\ 0 & 1 - \frac{T}{C_{eq} \cdot (R_{eq}+R_{Ceq})} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L[k] \\ V_c[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_{in}[k]]. \quad (3.8)$$

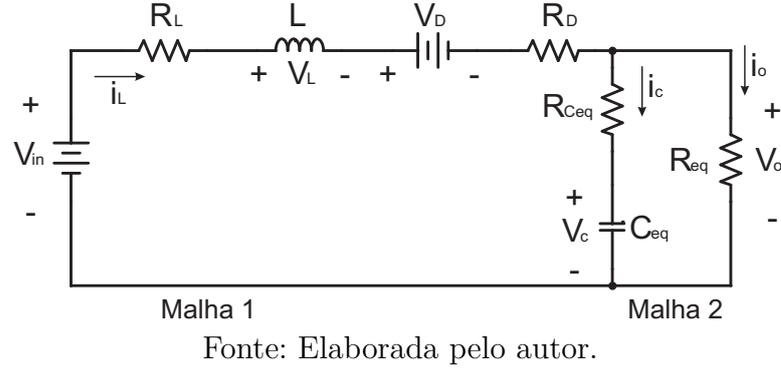
Desse modo a saída para o período em que a chave está em condução (T_{on}) é dada por

$$y[k] = \begin{bmatrix} i_L[k] \\ V_c[k] \\ V_o[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & \frac{R_{eq}}{R_{eq}+R_{Ceq}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L[k] \\ V_c[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{in}[k]. \quad (3.9)$$

Para o período em que a chave está em corte (T_{off}) o sistema pode ser representado conforme a Figura 24.

Utilizando a lei das malhas de Kirchhoff na malha 1 e 2 obtém-se

$$V_{in}(t) - (R_L + R_D) \cdot i_L(t) - V_D - L \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{R_{eq}}{R_{Ceq} + R_{eq}} \cdot V_c(t) \quad (3.10)$$

Figura 24: Circuito do conversor para o instante de chave em corte T_{off} 

e

$$V_c + R_{Ceq} \cdot C \cdot \frac{dV_c(t)}{dt} = R_{eq} \cdot i_L(t) - R_{eq} \cdot C \cdot \frac{dV_c(t)}{dt}. \quad (3.11)$$

A representação em equações de estado é dada por

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dV_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(R_L+R_D)}{L} & -\frac{R_{eq}}{L \cdot (R_{eq}+R_{Ceq})} \\ \frac{R_{eq}}{C_{eq} \cdot (R_{eq}+R_{Ceq})} & -\frac{1}{C \cdot (R_{eq}+R_{Ceq})} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{(V_{in}-V_D)}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_{in}(t)]. \quad (3.12)$$

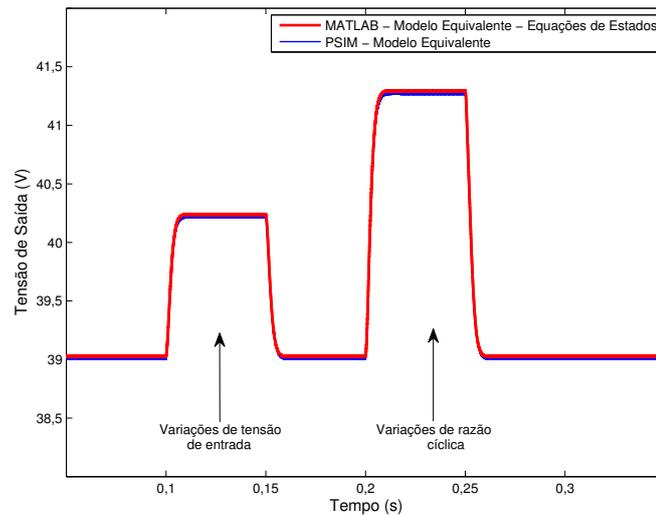
Transformando para equações a diferenças 3.12 obtém

$$\begin{bmatrix} i_L[k+1] \\ V_c[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{(R_L+R_D) \cdot T}{L} & -\frac{R_{eq} \cdot T}{L \cdot (R_{eq}+R_{Ceq})} \\ \frac{R_{eq} \cdot T}{C_{eq} \cdot (R_{eq}+R_{Ceq})} & 1 - \frac{T}{C_{eq} \cdot (R_{eq}+R_{Ceq})} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L[k] \\ V_c[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{(V_{in}-V_D)}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_{in}[k]]. \quad (3.13)$$

Desse modo a saída para o período em que a chave está em corte (T_{off}) é dada por

$$y[k] = \begin{bmatrix} i_L[k] \\ V_c[k] \\ V_o[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & \frac{R_{eq}}{R_{eq}+R_{Ceq}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L[k] \\ V_c[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_{in}[k] - V_D]. \quad (3.14)$$

Para realizar a simulação computacional do modelo matemático proposto, é utilizado o *software* MATLAB, com os parâmetros equivalentes da Tabela 2. Na Figura 25 é apresentada a resposta no domínio do tempo para a simulação do conversor equivalente modelado por equações de estado discretas.

Figura 25: Resposta do conversor *boost* modelado por equações de estados

Fonte: Elaborada pelo autor.

Para avaliar a resposta do modelo em estudo, são aplicados degraus de tensão de entrada nos instantes $t=0,1$ s e $t=0,15$ s e de razão cíclica nos instantes $t=0,2$ s e $t=0,25$. Nessa simulação é observado que o modelo não apresenta o comportamento oscilatório do modelo de pequenos sinais, logo a melhora na representação é atribuída a inclusão de outros elementos na modelagem do sistema, como a resistência intrínseca do MOSFET e tensão de polarização do diodo.

No entanto essa representação apresenta dificuldades para o desenvolvimento do projeto do controlador quando deseja-se utilizar a representação por função de transferência, uma vez que esse modelo possui uma representação matemática para o período de chave em condução e outra para a chave em corte.

3.2.4 Modelo de Hammerstein

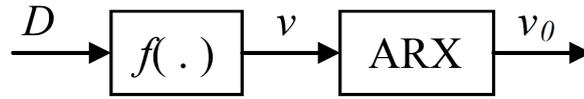
Com o objetivo de encontrar uma representação matemática na forma de função de transferência que viabilize a aplicação de técnicas convencionais para o projeto do controlador digital é proposta a utilização da técnica de Hammerstein para o conversor *boost*.

Esse método é empregado para obtenção da modelagem discreta que relaciona a tensão de saída e a razão cíclica para o conversor *boost* (ALONGE et al., 2007).

Como pode ser observado na Figura 26, o modelo de Hammerstein é composto por uma não linearidade estática em cascata com um modelo dinâmico linear (AGUIRRE; COELHO; CORREA, 2005; ALONGE et al., 2015; BEZERRA, 2015).

Para a elaboração do modelo de Hammerstein inicialmente, é determinada a característica estática do conversor $f(\cdot)$ por meio de um polinômio que descreve a relação

Figura 26: Representação do Modelo de Hammestein

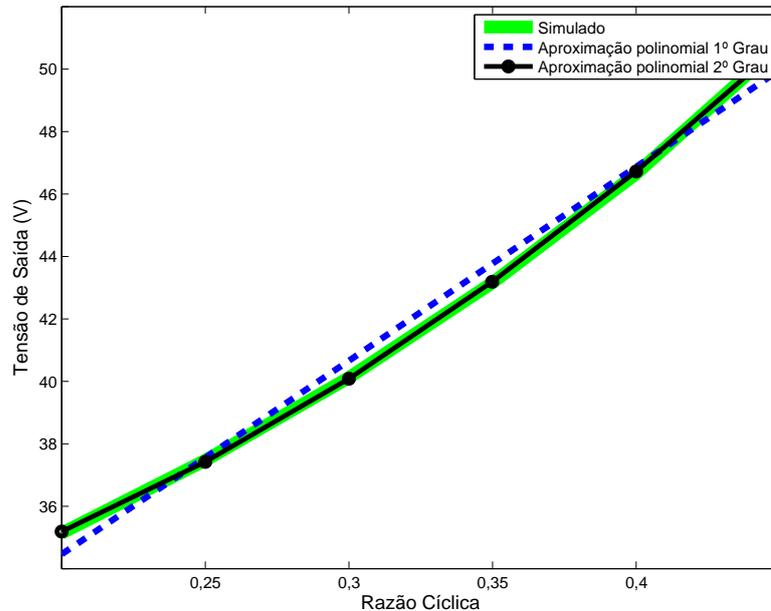


Fonte: Adaptado de [Alonge et al. \(2007\)](#).

entre tensão de saída e sua respectiva razão cíclica, obtida a partir de simulações do circuito equivalente no *software* de simulação PSIM.

Na Figura 27 são apresentados de forma gráfica os resultados simulados no *software* PSIM e os realizados pelas aproximações com os polinômio de primeiro e segundo grau, relacionando tensão de saída do conversor e razão cíclica.

Figura 27: Relação entre característica estática aproximada e simulada no PSIM



Fonte: Elaborada pelo autor.

Neste trabalho é utilizada a técnica dos mínimos quadrados para determinar o polinômio que melhor representa a não linearidade. O algoritmo desenvolvido é apresentado no Apêndice B.2.

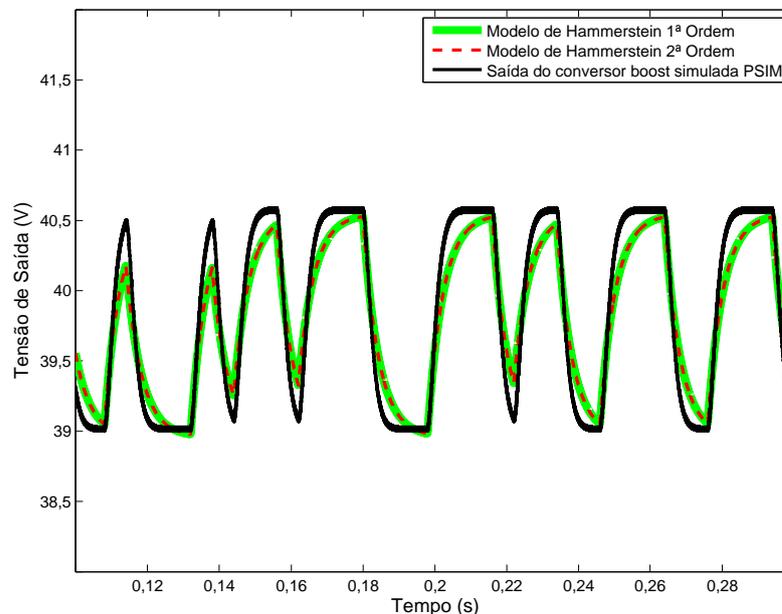
Com o intuito de simplificar a parcela não linear, é adotado um polinômio do segundo grau para representar a característica estática, dada em 3.15:

$$f(D) = 87,5000.D^2 + 5,1936.D + 30,6452 \quad (3.15)$$

Para a determinação do modelo linear, descrito no Apêndice D.2, é utilizada a massa de dados obtida por meio da simulação do circuito equivalente no PSIM, sendo o mesmo submetido a um sinal PRBS (*Pseudo Random Binary Sequence*).

Utilizando o algoritmo disponível no Apêndice B.2 são determinadas as estimativas para os modelos de primeira e segunda ordem. Com o objetivo de comparar o desempenho dos modelos lineares, estes são simulados e suas respostas ilustradas na Figura 28.

Figura 28: Comparação entre estimativas de modelos lineares de 1^a e 2^a ordem



Fonte: Elaborada pelo autor.

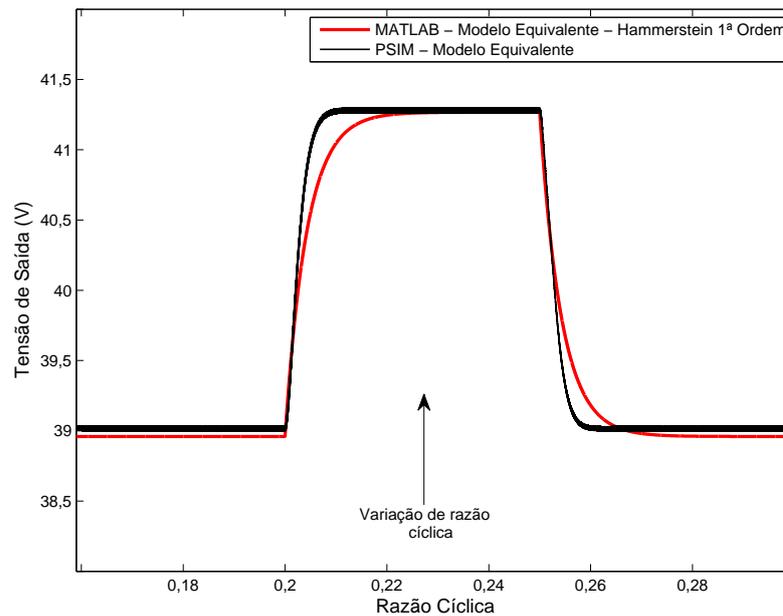
Dada a semelhança entre as respostas dos modelos de primeira e segunda ordens, optou-se, por questão de simplicidade, pela utilização do modelo de primeira ordem. O erro em estado permanente é da ordem de 0,14 % em relação ao resultado obtido pela topologia do conversor *boost* clássico equivalente. A representação para o modelo de primeira ordem, com um período de amostragem do sistema $T = 1 \mu s$, é dada pela Equação 3.16

$$G(z) = \frac{V_o(z)}{V(z)} = \frac{2,3391 \cdot 10^{-4}}{1 - 0,9998 \cdot z^{-1}}. \quad (3.16)$$

O valor adotado para o período de amostragem é utilizado apenas para fins de validação do modelo em estudo, não sendo válido para implementações práticas, pois este deve estar de acordo com a constante de tempo do modelo do conversor.

Desse modo o modelo matemático obtido por meio da utilização de uma não linearidade estática do 2º grau em cascata com um modelo dinâmico linear de 1ª ordem, é submetido a um degrau de razão cíclica de 3%. Na Figura 29 é ilustrado o comparativo entre o modelo de Hammerstein e a simulação do conversor equivalente no PSIM, em que verifica-se a representatividade do modelo obtido.

Para realizar a validação dos modelos apresentados é importante a comparação entre o conversor real e as simulações computacionais. Portanto, torna-se necessária a implementação física do conversor.

Figura 29: Resposta do conversor *boost* utilizando o modelo de Hammerstein

Fonte: Elaborada pelo autor.

3.3 Validação dos Modelos Matemáticos

Para realizar a validação dos modelos apresentados na Seção 3.2, é realizada a confecção e montagem da placa de potência do conversor *boost* AGT-CCTE, ilustrada na Figura 30. Os dados e especificações dos componentes eletrônicos da placa de potência seguem as orientações de Silveira (2011) e estão disponíveis no Anexo A.2.

O comando dos transistores de potência é implementado com o microcontrolador dsPIC40f4013, da empresa Microchip. O mesmo possui entradas e saídas digitais, conversores analógicos digitais (ADC) de 12 bits, além de permitir a utilização de até 4 canais PWM com 2 bases de tempo distintas, fato que facilita a implementação dos comandos das chaves, que para essa aplicação necessitam operar com uma defasagem de 180°.

A placa de desenvolvimento *Easypic for dsPIC30* é utilizada para a implementação da operação em malha aberta. E a programação é realizada com a utilização do programa *MikroC PRO para dsPIC*. Este programa permite a implementação do código de programação em linguagem C, fato que facilita a simulação do sistema no PSIM utilizando o elemento *C Block*.

Além do acionamento das chaves eletrônicas, o programa também contém rotinas para proteção contra subtensão e sobretensão do barramento CC de saída do conversor, necessárias para o ensaio experimental em malha aberta do conversor.

O sistema é então posto em operação com razão cíclica de 64% e com tensão de alimentação de 30 V. Após a tensão de saída do conversor atingir o seu valor de estado permanente é aplicado um incremento em sua razão cíclica na ordem de 3%.

Figura 30: Placa de potência do conversor *boost* baseado na célula de comutação

Fonte: Elaborada pelo autor.

O conjunto de dados obtido foi então salvo utilizando o osciloscópio Tektronix MSO 2014B, para posterior utilização dos dados no MATLAB, visando confrontar de forma gráfica as respostas obtidos nos modelos com o comportamento real do conversor.

Em seguida, são confrontadas as respostas no domínio do tempo para as simulações dos modelos equivalente, de pequenos sinais, de espaço de estados e obtido com os mínimos quadrados de Hammerstein.

Como pode ser observado na Figura 31, os modelos são submetidos ao mesmo degrau de razão cíclica. O modelo estimado pela técnica de pequenos sinais possui um zero no semiplano direito do plano complexo, dessa forma possui características de um sistema de fase não-mínima. O mesmo possui polos complexos conjugados promovendo uma resposta senoidal amortecida com frequência de oscilação de 713,81 rad/s e um máximo sobressinal de 93,8 %, enquanto o modelo por equações de estado apresenta uma resposta sobreamortecida, caracterizando a existência de polos reais. Já o modelo de Hammerstein possui comportamento não oscilatório devido a existência de apenas 1 polo em sua função de transferência.

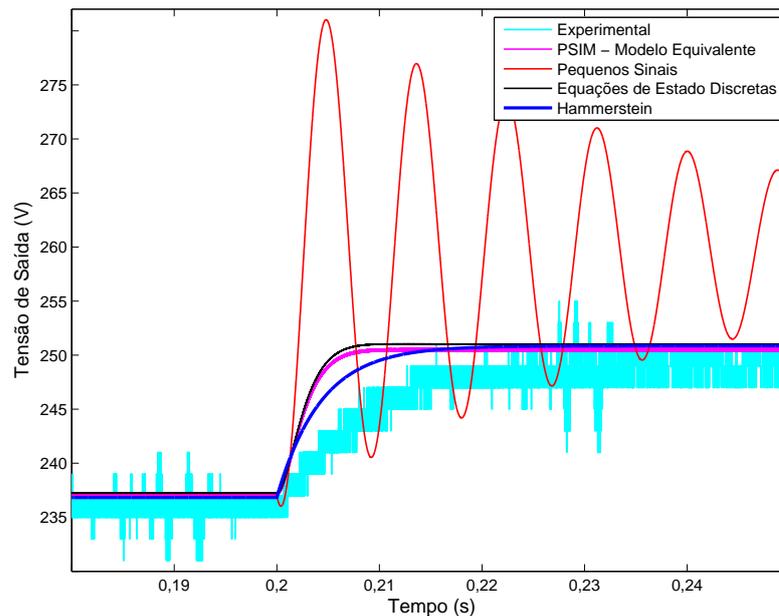
As características de desempenho estático e dinâmico dos modelos são sintetizados na Tabela 3. Percebe-se que o modelo de Hammerstein é o que melhor se ajusta à resposta do conversor, embora a localização de seu único polo no plano Z imponha uma resposta transitória mais rápida.

3.4 Refinamento do Modelo de Hammerstein

Para a determinação da função de transferência do conversor é adotado o modelo de Hammerstein estudado na Seção 3.2.

Nesta etapa o conversor em estudo é submetido a 30 V em sua entrada, proveniente

Figura 31: Comparativo entre os modelos estudados



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 3: Figuras de mérito para comparação

Modelo	Máximo sobressinal (%)	Erro em estado permanente em relação ao real (%)	Constante de Tempo (ms)
Experimental (Real)	0	0	6,8
PSIM - Equivalente	0	0,76	2,8
Pequenos sinais	93,8	4,41	30,3
Equações de estado discretas	0	0,82	2,9
Hammerstein	0	0,80	4,3

de uma fonte de tensão CC fixa, e um sinal PRAS (*Pseudo Random Analog of Signal*) responsável por variar a razão cíclica do conversor durante o ensaio. Este sinal é gerado em um programa residente em um dsPIC40f4013 montado em um *kit* de desenvolvimento *Easypic*. O período de atualização do sinal PRAS é de 200 ms. De acordo com a Tabela 3, a constante de tempo (τ) do modelo de Hammerstein é de 4,3 ms. Considerando que em 17,2 ms (4τ) a tensão de saída atinge 98,2 % do seu valor final, definiu-se o período de amostragem em 1,6 ms⁴.

De posse dos dados obtidos no ensaio é realizada com o *software* MATLAB/Simulink⁵ a implementação do algoritmo dos mínimos quadrados com restrições, descrito no Apêndice B.2. Após avaliação dos resultados da simulação realizada no MATLAB, optou-se

⁴ Em sistemas de controle digital recomenda-se que o sinal de saída de um processo deva ser amostrado de 8 a 10 vezes durante o tempo de subida em resposta ao degrau (OGATA, 1995)

⁵ É uma ferramenta para modelagem, simulação e análise de sistemas dinâmicos integrada ao ambiente do *software* MATLAB

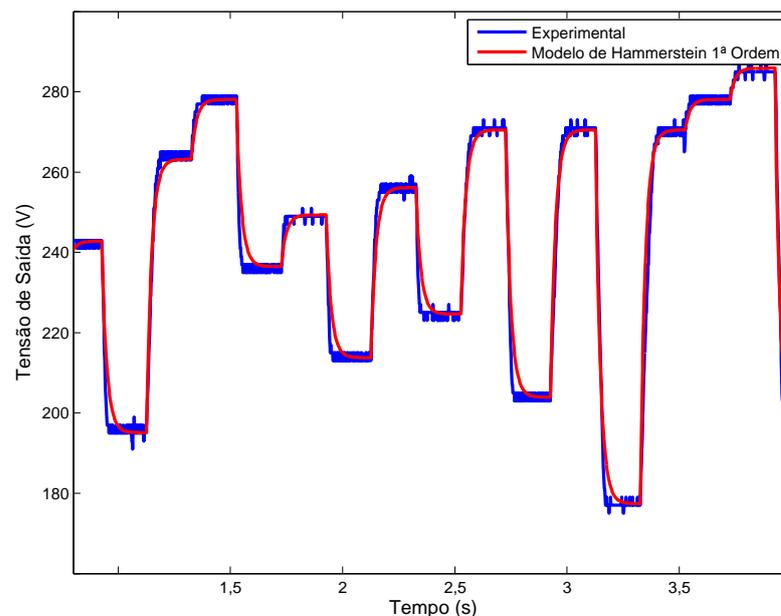
pela utilização de uma não linearidade expressa pela Equação 3.17 e de um modelo linear de 1ª Ordem, descrito na Equação 3.18.

$$f(D) = 0,1257.D^2 - 9,9145.D + 356,0329 \quad (3.17)$$

$$G(z) = \frac{V_o(z)}{V(z)} = \frac{0,07043}{z - 0,9296} \quad (3.18)$$

Na Figura 32 são apresentadas as respostas transitórias do conversor e do modelo de Hammerstein. O erro em regime permanente 0,30 %, e a resposta transitória do modelo é julgada como satisfatória.

Figura 32: Comparativo entre o modelo de Hammerstein e o ensaio experimental



Fonte: Elaborada pelo autor.

3.5 Projeto do Controlador Digital

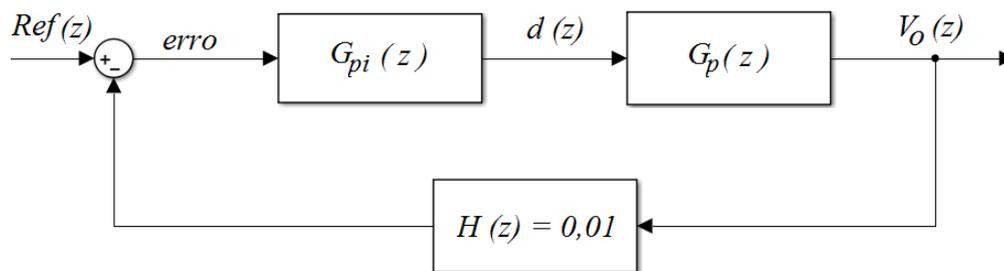
Conforme apresentado no Capítulo 2 na Seção 2.1, o modelo representativo de um painel fotovoltaico inclui uma fonte de corrente. Assim a corrente do painel FV está limitada a sua corrente de curto-circuito, a qual, nesta aplicação, é inferior a suportada pelas chaves de potência e demais componentes do conversor. Dessa forma, optou-se por implementar apenas a malha de tensão no conversor. O controlador digital de tensão de saída do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE propicia as seguintes vantagens:

- Partida suave do conversor CC-CC *boost*, dessa forma é evitado o afundamento de tensão nos painéis FV;
- Proteção contra sobretensão e subtensão;
- Ajuste rápido dos parâmetros via interface de programação (ganhos do controlador, rampa de partida, tensão de saída do barramento CC e tensão de operação dos painéis FV);
- Regulação de tensão diante de perturbações na tensão de entrada decorrentes de sombreamento ou elevações da temperatura superficial dos painéis FV.

Como o conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE deve fornecer uma tensão fixa de 311 V para o barramento CC do conversor de frequência, faz necessário manter o nível de tensão para permitir o funcionamento adequado do mesmo. Dessa forma o controlador adotado deve assegurar estabilidade ao sistema em malha fechada e promover a regulação da tensão de saída do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE frente às perturbações.

Para o trabalho em estudo é utilizado um controlador digital do tipo Proporcional Integrador (PI). Na Figura 33, é ilustrado o diagrama de blocos para o sistema de malha fechada adotado para o controle. Nesta $G_{pi}(z)$ é a função de transferência do controlador de tensão, $G_p(z)$ é a função de transferência do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE e $H(z)$ é a função de transferência do elemento de medição de tensão.

Figura 33: Diagrama de blocos do controle de tensão



Fonte: Elaborada pelo autor.

O conversor de frequência possui proteção contra sobretensão. Caso a tensão do barramento CC ultrapasse 410 V, seu sistema de proteção desliga todas as chaves de potência. Esta é uma condição que deve ser evitada. Sendo assim, adota-se um máximo sobressinal aceitável para projeto de 20 % e um tempo de acomodação menor que 0,6 s.

Como o modelo de Hammerstein é composto de uma não linearidade em cascata com um modelo dinâmico linear, faz-se necessário linearizar o modelo em um ponto de operação, substituindo a não linearidade por um ganho estático referente a sua faixa de operação no sistema. Assim o modelo é linearizado em 52 % da razão cíclica, a qual corresponde a

uma tensão de saída de aproximadamente 311 V. Em seguida são determinados os ganhos do controlador (K) para que esse atenda aos requisitos impostos para o projeto. Logo o modelo do conversor linearizado é dado por

$$G_p(z) = \frac{V_o(z)}{d(z)} = \frac{0,2444}{(z - 0,9296)}. \quad (3.19)$$

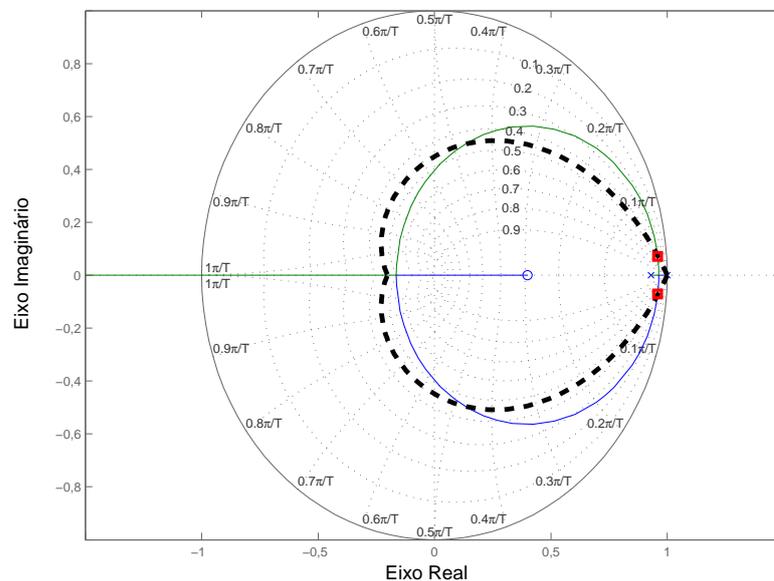
A estrutura adotada para o controlador é composta de um polo, um zero e um ganho (K), conforme a função de transferência expressa por na Equação 3.20

$$G_{pi}(z) = K \cdot \frac{(z - 0,4)}{(z - 1)}. \quad (3.20)$$

Na Figura 34 é ilustrado o lugar das raízes. Busca-se posicionar o zero do controlador (círculo azul) o mais distante quanto possível do círculo unitário de forma a reduzir o tempo de resposta do sistema. Com o ganho (K) controla-se a posição dos pólos de malha fechada (quadrados vermelhos).

Utilizando o ganho K igual a 4,5, é possível observar que o sistema encontra-se dentro do círculo unitário, possuindo os polos de malha fechada em $0,9589 \pm j0,0731$ e portando apresentando característica estável.

Figura 34: Lugar das raízes referentes ao projeto do controlador PI



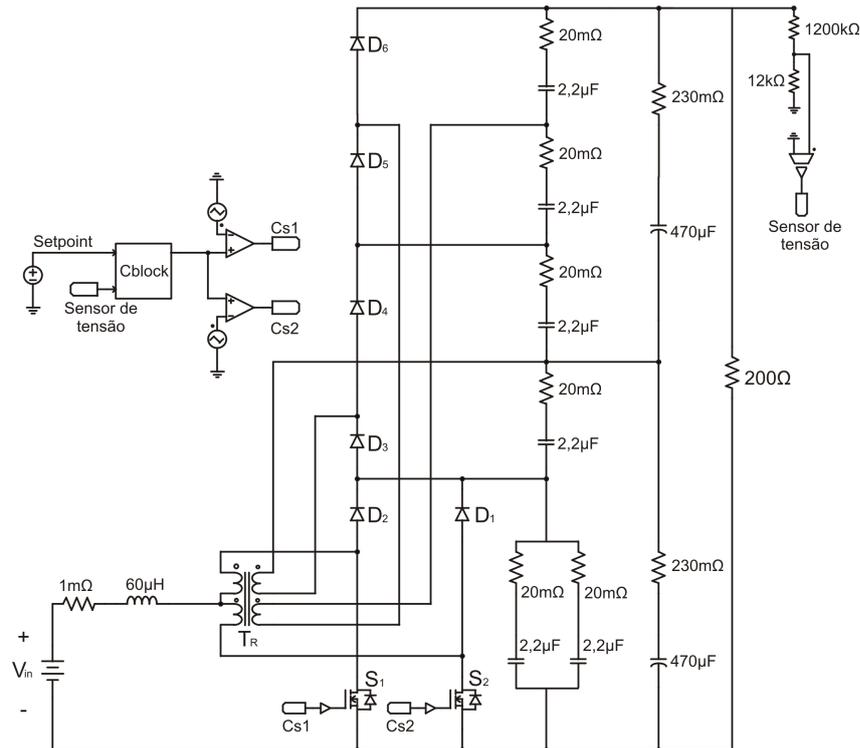
Fonte: Elaborada pelo autor.

Com o objetivo de verificar o desempenho do controlador, é utilizado o ambiente de simulação do PSIM. É utilizado o elemento *C Block*, implementando diretamente o código fonte em linguagem de programação C.

Na Figura 35 é ilustrado o circuito utilizado para simulação do controle da malha de tensão. Inicialmente, no ambiente de simulação, o conversor opera alimentando uma

carga resistiva fixa de $200\ \Omega$ com tensão de saída regulada em $311\ \text{V}$. Em seguida são impostas perturbações referentes às variações da tensão de alimentação. Nesta situação é possível analisar a influência do controlador digital sobre o funcionamento do conversor. Na Figura 36 é ilustrado o comportamento da tensão de saída e da razão cíclica diante das variações na tensão de entrada.

Figura 35: Circuito do conversor utilizando C-Block para simular o controlador digital



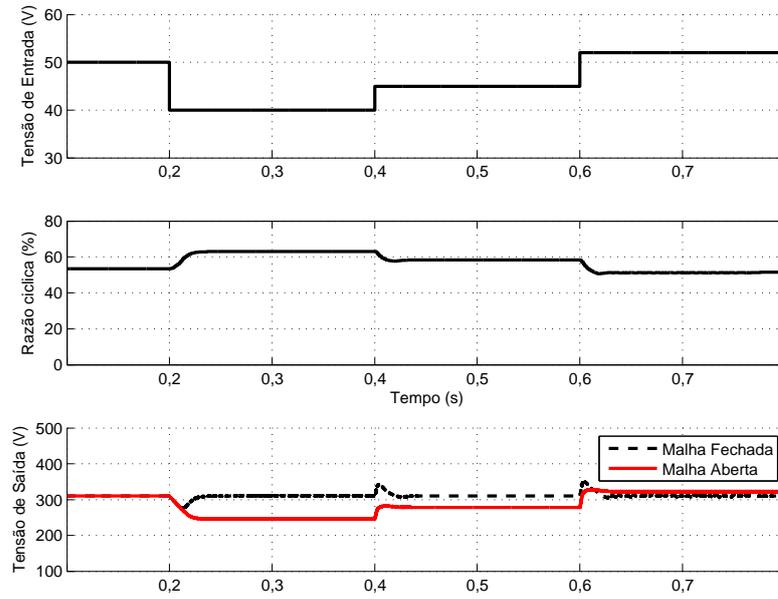
Fonte: Elaborada pelo autor.

Inicialmente o conversor opera com tensão de entrada igual a $50\ \text{V}$ e uma razão cíclica de aproximadamente $53\ \%$. No instante $t=0,2\ \text{s}$ a tensão de entrada é alterada para $40\ \text{V}$. Neste momento a tensão no barramento de saída começa a reduzir. O controlador identifica a alteração na tensão de saída e eleva a razão cíclica para conseguir assim manter o nível de tensão na saída em $311\ \text{V}$.

Conclui-se que o sistema de controle, em ambiente de simulação, apresenta boa regulação do nível de tensão na saída, quando submetido a variações na tensão de entrada, apresentado um sobressinal máximo de $10,11\ \%$ diante das variações impostas nos instantes $t = 0,4\ \text{s}$ e $t = 0,6\ \text{s}$ e um afundamento de tensão no instante $t=0,2\ \text{s}$ de $11,24\ \%$.

Visando analisar o comportamento do controlador diante das variações na carga que está sendo alimentada pelo conversor, a tensão de entrada é mantida constante em $50\ \text{V}$ e são impostas duas condições para análise. A primeira é um degrau de carga de $100\ \%$ para $50\ \%$ e a segunda um degrau de $50\ \%$ para $100\ \%$. Na figura 37 são ilustradas as curvas simuladas para os degraus citados.

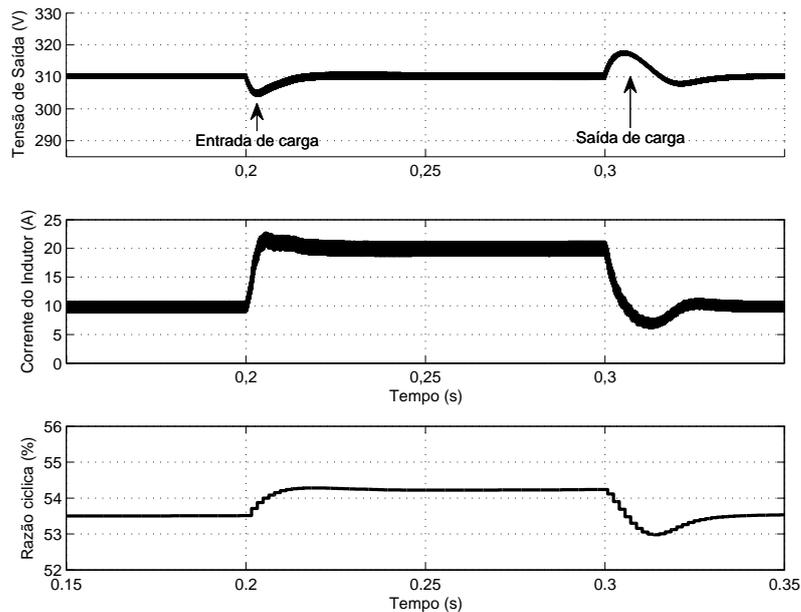
Figura 36: Resposta do conversor a perturbações na tensão de entrada



Fonte: Elaborada pelo autor.

Nesta simulação a tensão de saída apresenta um sobressinal máximo de 2,41 % diante das variações impostas nos instantes $t = 0,3$ s e um afundamento de tensão no instante $t = 0,2$ s de 1,61 %. Analisando a corrente do indutor observa-se que a mesma possui um *ripple* de 0,85 % para a condição com 50 % de carga e 0,89 % para 100 % de carga.

Figura 37: Resposta do conversor para variações de 50% na carga



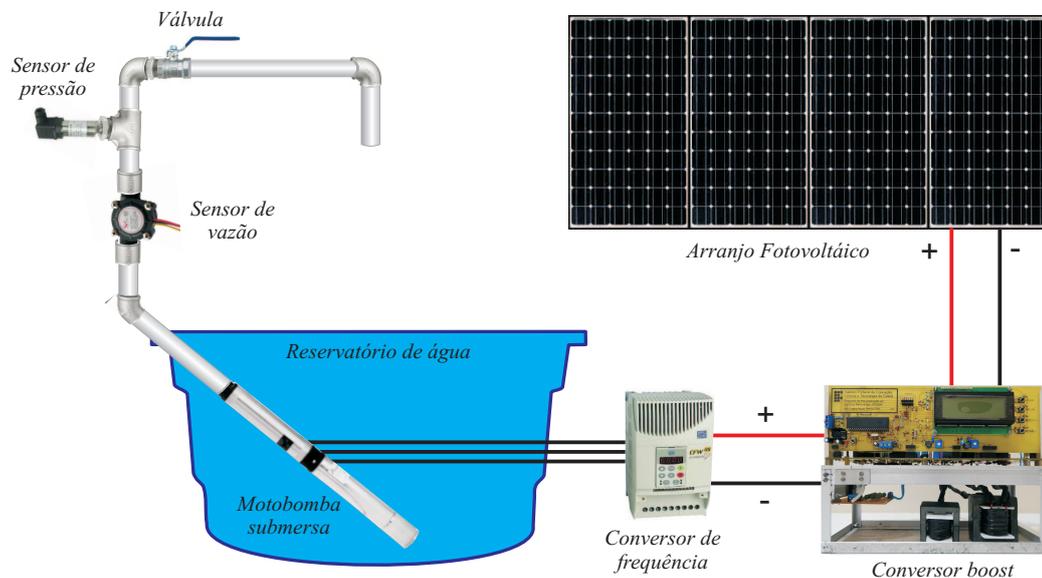
Fonte: Elaborada pelo autor.

Conclui-se portanto que no ambiente de simulação, para variações na carga de saída do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE, o comportamento do controlador digital apresenta um bom resultado mantendo a tensão de saída dentro do valor esperado.

3.6 Configuração do Sistema de Bombeamento

A Figura 38 ilustra a estrutura utilizada para realização dos ensaios no sistema de bombeamento.

Figura 38: Estrutura para ensaio do sistema de bombeamento



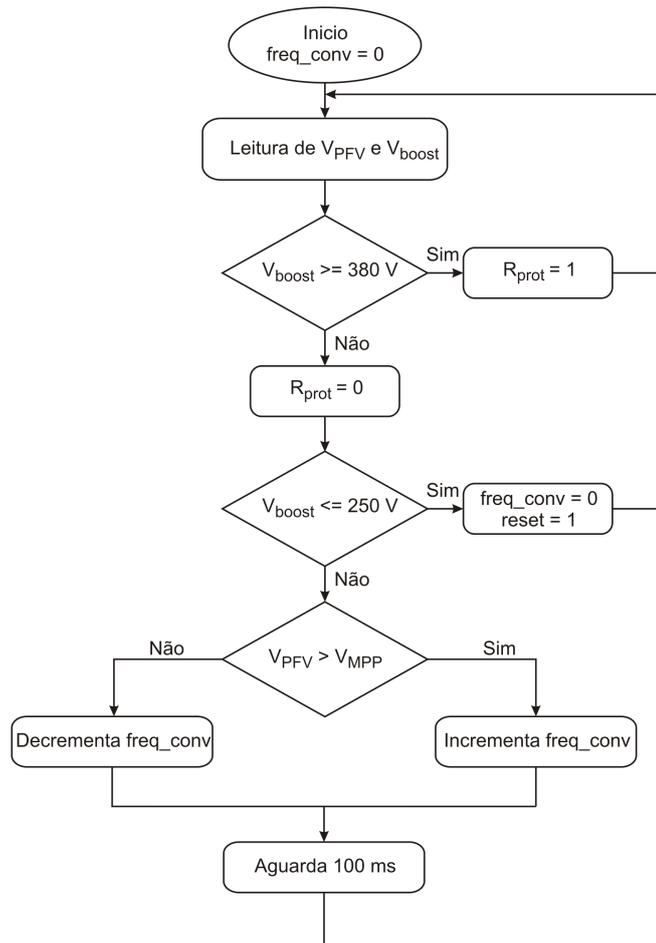
Fonte: Elaborada pelo autor.

Neste estudo o conversor de frequência é alimentado com tensão de entrada igual a $311 V_{cc}$, proveniente da saída do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE. O conversor de frequência é parametrizado para operar no modo de controle escalar linear, com a entrada analógica habilitada para receber a referência externa de frequência e a entrada digital para receber o comando de *reset*. Dessa forma o controlador é capaz de alterar a velocidade de operação do conjunto motobomba, permitindo desse modo a variação de carga aplicada na saída do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE. Dessa forma o conjunto motobomba pode ter sua velocidade reduzida sempre que ocorram momentos de baixa irradiação solar, evitando o desligamento e maximizando o tempo de funcionamento do sistema.

Na Figura 39 é ilustrado o fluxograma das ações realizadas pelo controlador para o acionamento do conversor de frequência e proteção do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE.

De acordo com os ensaios realizados nos painéis fotovoltaicos o ponto de máxima potência, para condições reais de operação, está em 24,4 V. Como há dois painéis associados em série, o ponto de máxima potência para a associação é de 48,8 V.

Figura 39: Fluxograma das funcionalidades do processador digital



Fonte: Elaborada pelo autor.

Ao entrar em funcionamento o conversor *boost* eleva sua tensão de saída (V_{boost}) para 311 V. Em seguida a rotina de controle inicia o incremento de frequência ($freq_conv$) via entrada analógica do conversor de frequência, impondo uma carga mais elevada ao arranjo fotovoltaico. Dessa forma a tensão, a tensão dos painéis FV (V_{PFV}) começa a reduzir. Quando a tensão está em 50 V, a rotina de controle realiza a redução da carga aplicada para manter a operação próxima da tensão no ponto de máxima potência (V_{MPP}). Nesta proposta não há a intenção de desenvolver uma rotina de busca pelo ponto de máxima potência de alto desempenho.

Devido a momentos de baixa irradiância promovidos pela passagem de nuvens, os painéis fotovoltaicos podem não fornecer as potências necessárias para manter a tensão de saída do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE em 311 V. Se a tensão cair abaixo de 200 V, o conversor de frequência (comercial) entra em modo de proteção por subtensão e se auto desliga. Para evitar o desligamento desnecessário do conversor de frequência, o sistema de controle reduz abruptamente a frequência comandada ao conversor de frequência sempre que a tensão de saída do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE cair abaixo de 250 V, para

umentar a margem de segurança. Caso o desligamento seja inevitável, a rotina de controle envia um comando digital de *reset* para o conversor de frequência com o intuito de reiniciar a operação.

Como consequência da redução de frequência comandada ao conversor de frequência, a máquina de indução passa a operar como gerador, convertendo a energia cinética da massa girante e da água em movimento em energia elétrica, e devolvendo parte dessa energia para o barramento CC do conversor de frequência. Sob condição de redução suave de frequência comandada e com o conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE conectado diretamente ao barramento CC do conversor de frequência, essa devolução de energia ajuda na regulação da tensão de saída do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE. Em caso de reduções abruptas de frequência comandada, ocorre um fluxo de energia intenso, podendo causar sobretensão no barramento CC e, conseqüentemente, na saída do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE. Visando a proteção do mesmo, quando a tensão no barramento CC atinge 380 V, o processador digital aciona um banco de resistores (R_{prot}) para dissipar o excesso de energia.

No caso em que o conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE é conectado ao retificador de entrada do conversor de frequência, uma possível sobretensão fica limitada ao barramento CC do conversor de frequência, tendo em vista que os diodos do retificador não permitem o fluxo reverso de corrente. Dessa forma, cabe ao conversor de frequência a tarefa de proteção. Como consequência, há o desperdício da energia cinética e o risco de desligamento do mesmo por sobretensão, caso não sejam instalados resistores de proteção no próprio conversor de frequência.

3.7 Aquisição dos Dados do Sistema de Bombeamento

Para realizar a avaliação do sistema de bombeamento, é necessário o acompanhamento de diversos sinais provenientes dos sensores utilizados para mensurar as grandezas do sistema.

São utilizados um sensor de vazão da marca *Sea*, modelo DN-32 que possui uma faixa de medição de 1 a 120 l/min e precisão menor que 1 %, um transdutor de pressão da marca *Novus* modelo NP-430 com faixa de medição de 0 a 20 bar e precisão menor que 1 %, dois sensores de corrente do fabricante *Allegro* e dois sensores de tensão por divisor resistivo.

Diante da quantidade de informações necessárias para análise, optou-se por utilizar um sistema de aquisição de dados da marca *NATIONAL INSTRUMENTS*, modelo NI USB-6009, sendo gerenciado através de uma aplicação desenvolvida no *software* *LABVIEW*⁶.

⁶ É um software de programação gráfica que faz a interface com hardware de medição e controle, desenvolvida pela empresa National

Nesta aplicação são salvos os dados de tensão e corrente da entrada do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE, tensão e corrente da entrada do conversor de frequência e pressão e vazão do conjunto motobomba. No Apêndice [A.2](#) pode ser observada a tela da aplicação criada com o LABVIEW.

3.8 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados o circuito equivalente do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE, sua modelagem dinâmica, o projeto controlador e a estrutura utilizada para o sistema de bombeamento.

Verificou-se que o circuito equivalente do conversor proposto, possui a mesma topologia de um conversor *boost* convencional, podendo portanto ser utilizado para a elaboração do projeto do controlador.

4 Resultados e Discussões

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos de forma experimental para o trabalho em estudo. Para melhor avaliar o sistema em estudo os resultados são divididos em análise do controlador digital e do sistema de bombeamento. Os resultados são apresentados no formato de formas de onda, curvas e tabelas, permitindo uma rápida análise do desempenho.

4.1 Instrumentos Utilizados Para os Ensaio

Para a análise do sistema proposto são necessários os resultados experimentais obtidos em determinadas condições de operação, garantindo assim o atendimento aos requisitos impostos ao projeto do controlador digital.

Para a realização dos testes experimentais são utilizados os instrumentos relacionados na Tabela 4. Sendo utilizados para os teste de bancada um osciloscópio e duas fontes de alimentação e para os teste do sistema bombeamento é utilizado um painel de aquisição de dados.

Tabela 4: Relação de equipamentos utilizados nos ensaios experimentais

Equipamento	Função
Osciloscópio Tektronix MSO 2014B	Medições de tensão
Módulo NI USB-6009	Sistema de aquisição de dados
Fonte: 60 V_{CC} / 6 A - ICEL PS-6100	Alimentação do circuito de potência

As formas de onda de tensão do osciloscópio são salvas na forma de arquivo de pontos, e as mesmas são tratadas no programa MATLAB. Esta opção permite a organização e apresentação de um maior numero de informações, facilitando dessa forma a interpretação dos resultados apresentados nas figuras.

4.2 Testes de Bancada

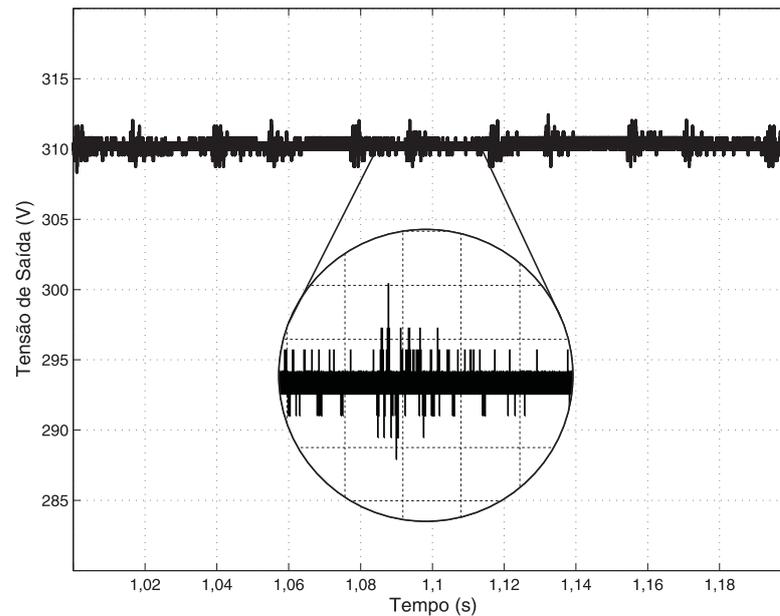
Para analisar o comportamento do controlador digital o arranjo FV é substituído por uma fonte ajustável, pois a corrente e tensão fornecidas pelo arranjo FV possui dependência direta com o nível de irradiância que o mesmo está exposto, dificultando dessa forma a realização dos ensaios com as mesmas condições operacionais.

Para os ensaios de bancada é utilizada uma fonte de tensão ajustada para 50 V, e como carga na saída do conversor *boost* são utilizados dois resistores de 390 Ω - 200 W associados em série.

4.2.1 Regime Permanente com Carga

Na Figura 40 é ilustrada a tensão de saída do conversor operando com carga resistiva.

Figura 40: Comportamento da tensão de saída do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE em regime permanente.



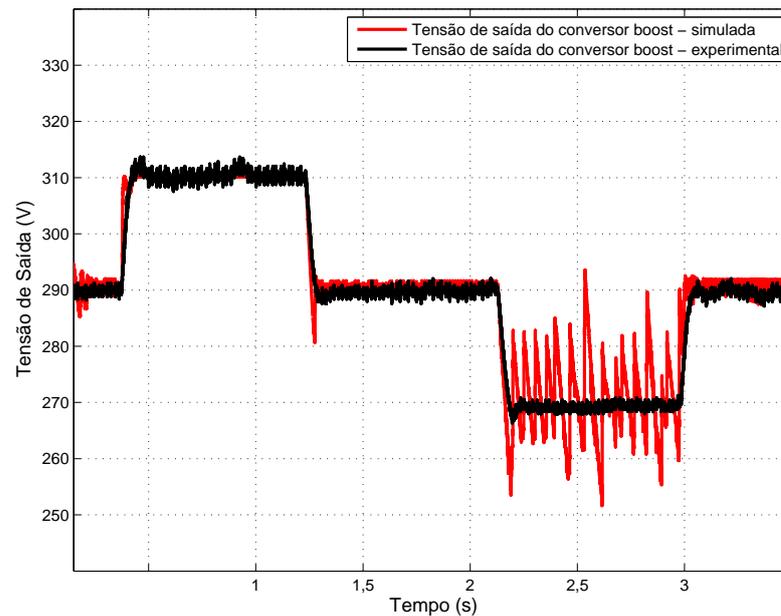
Fonte: Elaborada pelo autor.

Observando a forma de onda da tensão de saída do conversor, verifica-se que a mesma está regulada e a variação (*ripple*) de tensão na saída do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE é de 1,6 V, correspondente a 0,51 %. De acordo com [Silveira \(2011\)](#), a ondulação máxima estipulada em projeto é de 3,11 V. Dessa forma conclui-se que o mesmo está atendendo os requisitos do projeto. A curva apresenta ainda picos de 3,6 V ocasionados pelo chaveamento dos MOSFETs.

4.2.2 Transitórios de Tensão de Saída Decorrente de Variação de Referência

No teste de bancada o conversor é submetido a variações do tipo degrau, na variável de referência do controlador digital. Neste teste são realizados incrementos e decrementos de 0,2 no valor do *set point* que equivalem a variações de 20 V na tensão de saída do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE. Portanto, são atribuíveis os seguintes valores na variável de referência: 2,91; 3,11; 2,91; 2,71; 2,91.

Na Figura 41 são apresentados os gráficos da tensão de saída do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE obtidos experimentalmente e por simulação computacional. Observa-se a fidelidade nos ganhos estáticos possuindo um erro de 0,017 % em estado permanente para a tensão de operação (311 V) assim como a semelhança nas respostas dinâmicas, levando em consideração a operação no modo de condução contínua (MCC).

Figura 41: Tensão de saída - degraus na variável de referência (*set point*).

Fonte: Elaborada pelo autor.

Devido a uma redução no *set point* ocorrida no instante $t = 2,1$ s da simulação computacional, a tensão de saída do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE em estado permanente passa a ser 271 V. O conversor passa a operar com razão cíclica abaixo de 50 %. Nesta condição verifica-se operação no modo de condução descontínua (MCD), o que não faz parte do escopo deste estudo. No ambiente de simulação a tensão de oscilação (*ripple*) em (MCD) é da ordem de 7,1 % e no experimental é aproximadamente 0,51 %.

Durante a realização das simulações computacionais no *software* PSIM, é observado que para razões cíclicas abaixo de 50% o simulador já opera em MCD, entretanto durante os testes de bancada é possível observar que dependendo do valor da carga utilizada, o conversor pode funcionar em MCC com razões cíclicas abaixo de 50%.

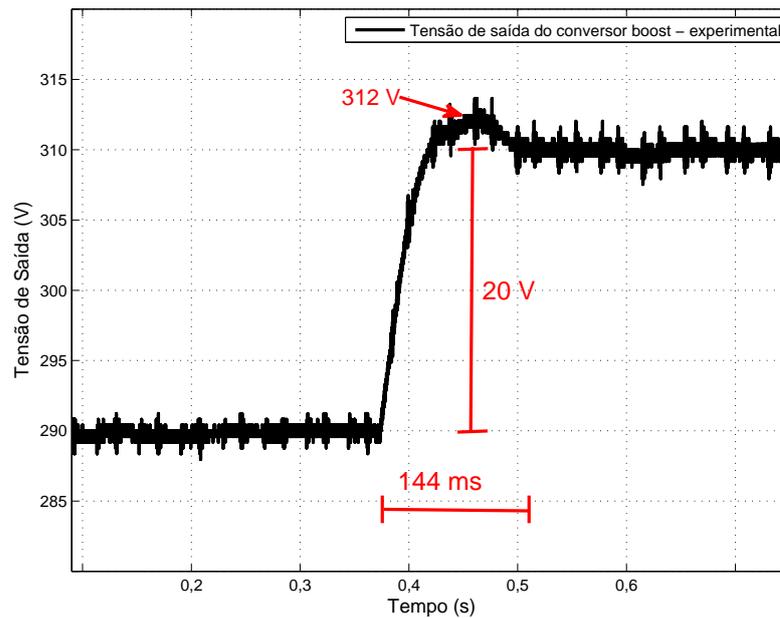
Assim é possível concluir que o simulador apresenta um ambiente mais rigoroso que o real, fato que favorece a utilização do mesmo nos projetos de controladores.

Na Figura 42 é ilustrada, de forma mais detalhada, a resposta do conversor diante da aplicação de um degrau de tensão de referência. Desse modo o sistema possui um sobressinal máximo na tensão de saída de 5 % e se estabiliza em 311 V após 144 ms.

4.2.3 Transitórios da Tensão de Saída Decorrente de Variações de Carga

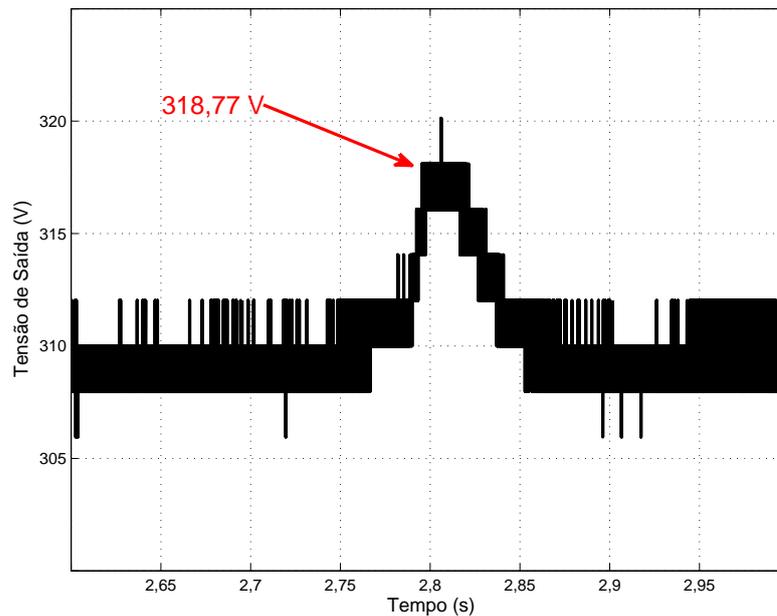
Na Figura 43 é ilustrado o comportamento da tensão de saída, diante de uma variação em degrau de carga de 100 % para 50 %. Nesta situação observa-se que durante o transitório o conversor possui um sobressinal máximo de 2,5 %, e se estabiliza em seu valor de estado permanente em 102 ms.

Figura 42: Detalhe do transitório para variação de 20 V na tensão de saída.



Fonte: Elaborada pelo autor.

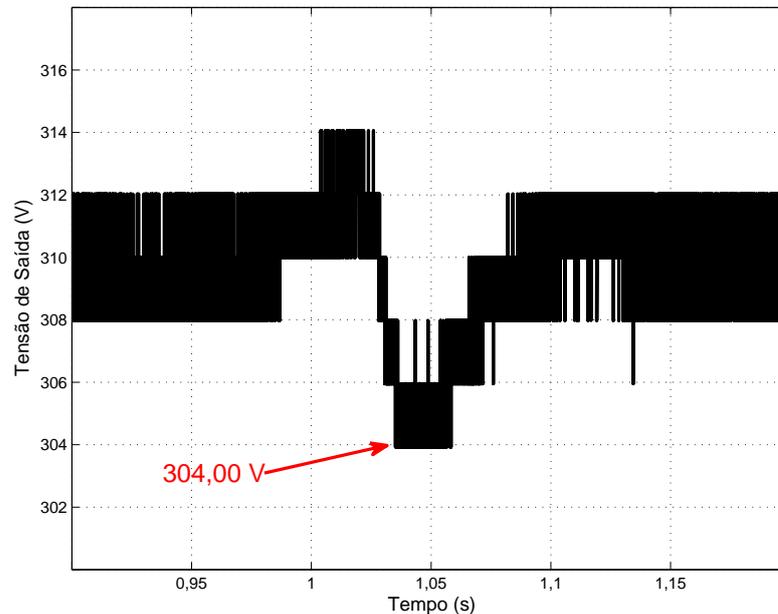
Figura 43: Tensão de saída - degrau de carga de 100 % para 50 %.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 44 é ilustrado o comportamento da tensão de saída, diante de uma variação de carga de 50 % para 100 %. Nesta situação observa-se que durante o transitório o conversor possui um afundamento na tensão de aproximadamente 2,25 %, e se estabiliza em seu valor de estado permanente em 103 ms.

Figura 44: Tensão de saída - degrau de carga de 50 % para 100 %.



Fonte: Elaborada pelo autor.

4.2.4 Transitório da Tensão de Saída Decorrente de Variações da Tensão de Alimentação

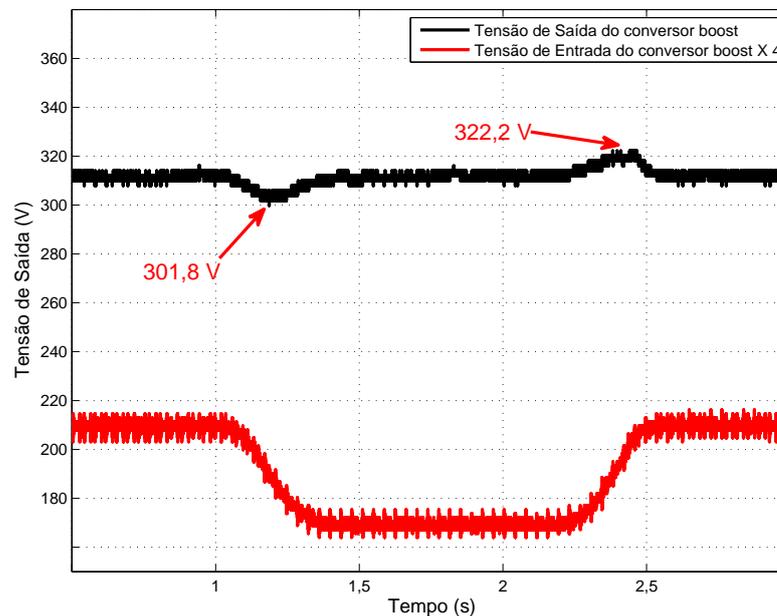
Na Figura 45 são ilustradas as curvas de tensão de saída e tensão de alimentação do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE. Para esse ensaio são impostas variações de 10 V na tensão de alimentação do conversor, com o objetivo de emular as variações de tensão impostas pelos painéis FV durante as variações de irradiância. Portanto, observa-se que a tensão de saída manteve-se dentro da faixa estipulada no projeto do controlador, apresentando neste ensaio um afundamento de 2,9 % e um sobressinal máximo de 3,6 % na tensão de saída do conversor.

4.3 Teste do Sistema de Bombeamento Alimentado por Painéis FV

Para analisar o comportamento do sistema de bombeamento diante das variações de irradiância, são analisadas a corrente e tensão do arranjo painéis FV, corrente e tensão de saída do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE, e vazão e pressão do conjunto motobomba.

Dado a disponibilidade de 4 painéis FV com potência máxima de 265 W, no Laboratório de Processamento de Energia (LPE) - IFCE - *campus* Fortaleza, a potência máxima fornecida pelos painéis FV só permite que o conjunto motobomba opere com frequência máxima de 50 Hz, que corresponde a 85 % da frequência nominal. Como a potência em sistemas de bombeamento possui uma relação proporcional ao cubo da

Figura 45: Comportamento da tensão de saída para variações na tensão de alimentação.



Fonte: Elaborada pelo autor.

rotação da motobomba, essa redução de frequência permite o acionamento do conjunto com potência menor.

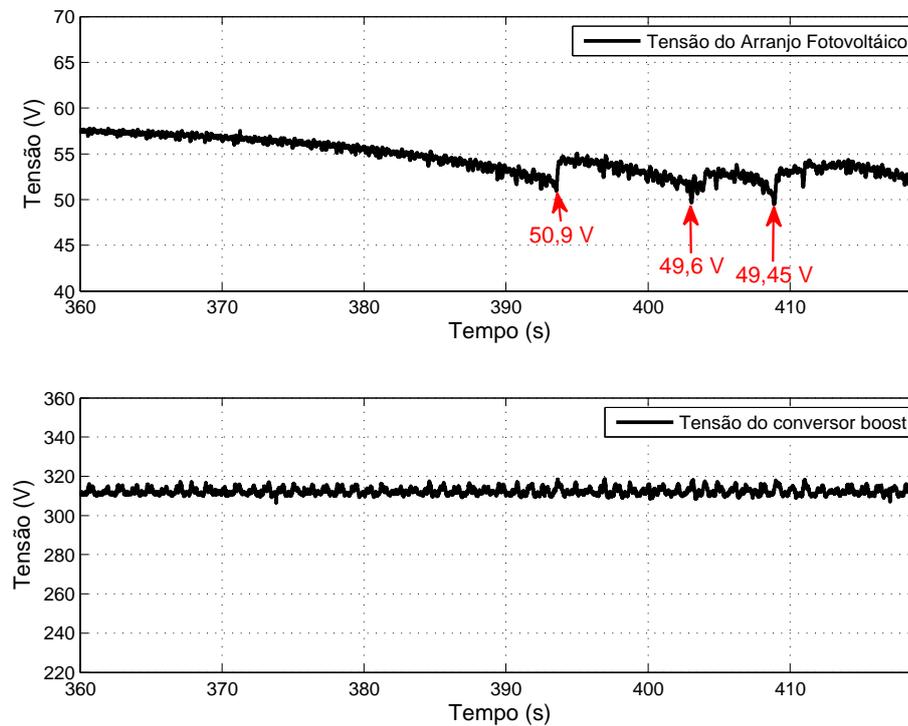
4.3.1 Aplicação de Carga na Saída do Conversor CC-CC *Boost* AGT-CCTE

Neste ensaio a placa de controle inicia a partida do conjunto motobomba, realizando incrementos de frequência por meio da entrada analógica do conversor de frequência, conforme detalhado anteriormente no Capítulo 3, Seção 3.6.

Na Figura 46 observa-se que inicialmente a tensão fornecida pelo arranjo FV é de 58 V. Com o intuito de aumentar a vazão do conjunto motobomba a partir do instante $t = 360$ s, são realizados incrementos na frequência comandada no conversor de frequência elevando assim a potência consumida pelo sistema. Isto faz com que a tensão do arranjo FV seja reduzida. Assim conclui-se que, com a mudança no ponto de operação do conjunto motobomba é possível modificar o ponto de operação do arranjo FV em suas curvas de corrente *versus* tensão.

Por meio dos testes realizados nos painéis FV para a determinação das curvas de máxima potência é adotado neste estudo o valor de 50 V para o ponto de máxima potência da associação série-paralelo dos mesmos. Dessa forma, a placa de controle realiza incrementos e decrementos na frequência comandada no conversor de frequência buscando operar próximo do valor de tensão de 50 V. Esse mecanismo de busca é confirmado

Figura 46: Comportamento da tensão de saída do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE diante de uma variação na carga



Fonte: Elaborada pelo autor.

observando o intervalo de $t = 393$ s a $t = 420$ s.

Neste teste a tensão do arranjo FV sofre uma variação máxima de 8,55 V. Da mesma forma que no teste de bancada, conclui-se que o controlador mantém a tensão no barramento CC estabilizada mesmo diante das variações na sua tensão de alimentação, não possuindo sobressinal ou afundamentos na tensão de saída do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE.

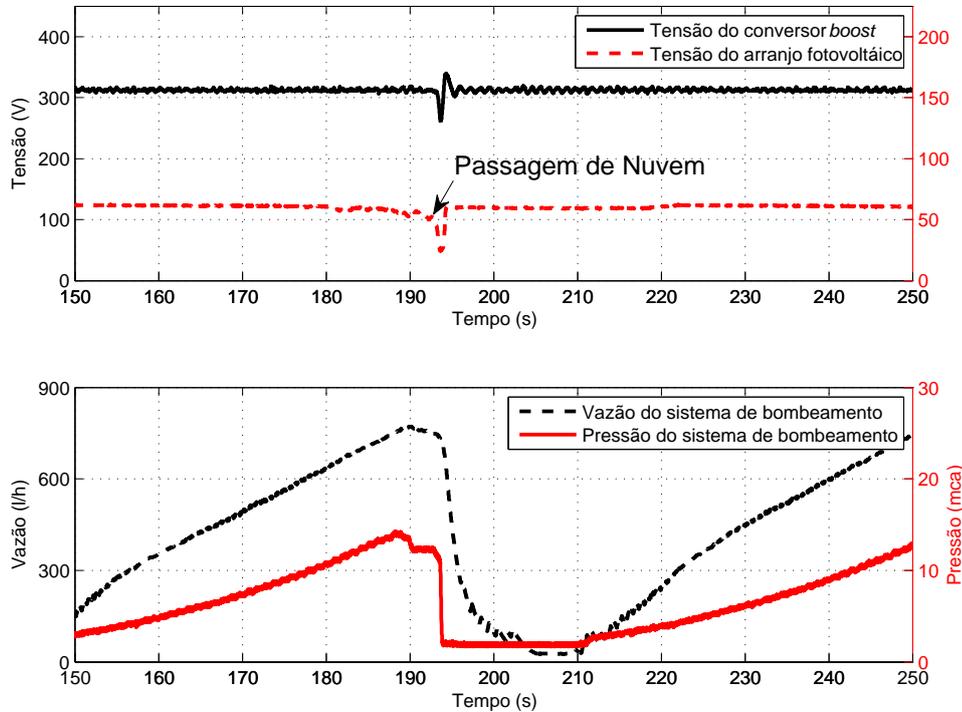
4.3.2 Sombreamento dos Painéis FV

Neste ensaio é apresentado o comportamento do sistema diante de um sombreamento ocasionado pela passagem de nuvens sobre a superfície dos painéis FV.

Na Figura 47 é ilustrado, de forma macro, o comportamento da vazão e da pressão do conjunto motobomba diante do sombreamento do arranjo FV iniciado no instante $t = 191$ s. Devido a falta de potência do arranjo FV, a partir do instante $t = 193$ s, o controlador de tensão do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE não é mais capaz de manter a tensão de saída em 311 V. Para evitar que o conversor de frequência entre em modo de proteção por subtensão, o que ocorre quando a tensão no barramento CC cai abaixo de 200 V, o controlador comanda ao conversor de frequência uma frequência zero sempre que a tensão no barramento CC cair abaixo de 250 V, por precaução. A partir deste momento a tensão do arranjo FV é recuperada devido a redução da carga. Em seguida o controlador

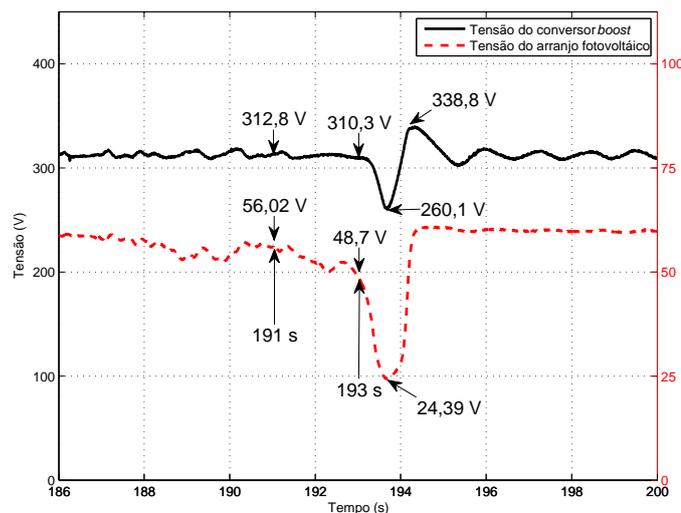
reinicia o ciclo de busca pela tensão de máxima potência preestabelecida.

Figura 47: Comportamento da tensão de saída do conversor CC-CC *boost* diante do sombreamento dos painéis FV.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 48: Detalhe das curvas de tensão do sistema



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 48 são ilustradas de forma detalhada as curvas de tensão do arranjo FV e de saída do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE. Nota-se que a partir do início do sombreamento até o instante $t = 193$ s, a tensão do arranjo FV cai 13,06 % enquanto a tensão de saída do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE, sob influência do controlador,

cai apenas 0,8 %. Neste instante, quando a tensão do arranjo FV é de 48,7 V e da saída do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE é de 310,3 V, o controlador atinge seu limite de atuação. Mesmo com a remoção de carga, a tensão dos painéis FV continua caindo até atingir 24,39 V, o que caracteriza um afundamento de 49,91 %, enquanto o afundamento na tensão de saída do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE é de apenas 16,77 %. Após a remoção de carga suficiente para recuperar a tensão dos painéis FV ocorre um sobressinal de 8,36 % na tensão de saída do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE.

4.3.3 Rendimento do Sistema

Neste ensaio são apresentadas as curvas de rendimento do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE individualmente, do conjunto conversor de frequência associado ao conjunto motobomba e do conjunto conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE-conversor de frequência-motobomba, todos em função da potência gerada pelo arranjo FV.

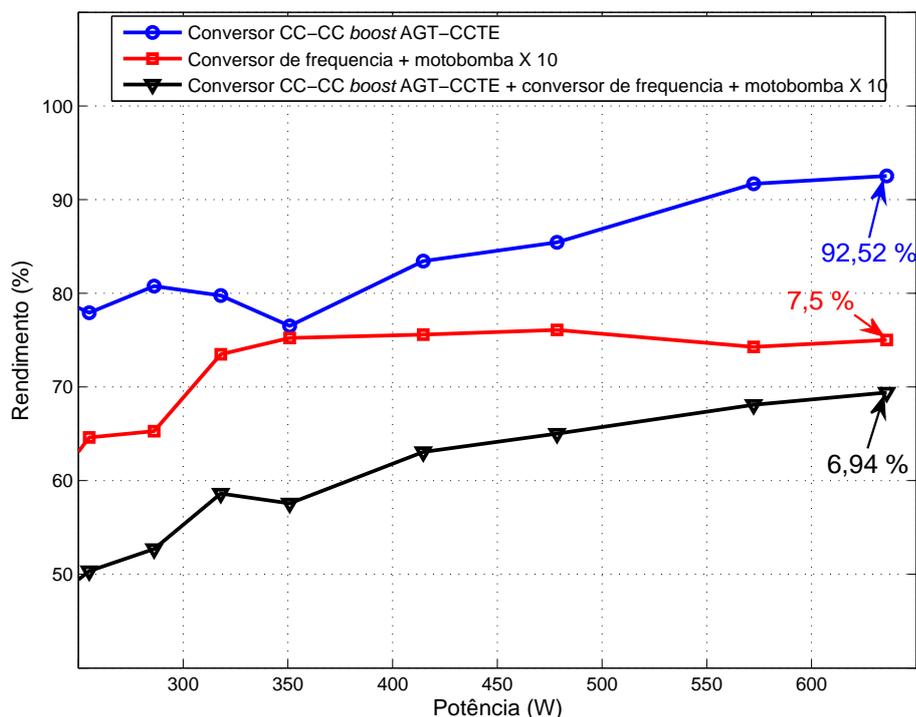
O procedimento consiste em, inicialmente, colocar o conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE em operação a vazio, até que o mesmo regule a sua tensão de saída em 311 V. Em seguida, o conversor de frequência é comandado manualmente em rampa até atingir a operação com 50 Hz. Nesta condição, a pressão na saída da bomba é ajustada manualmente para 12 mca através de uma válvula instalada na linha de recalque. A partir desse ponto de operação são realizados decrementos de 2,5 Hz na frequência.

Na Figura 49 são ilustradas as curvas de rendimento. Para facilitar a análise dos resultados é utilizado um ganho de 10 para as curvas de rendimento do conjunto conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE-conversor de frequência-motobomba e do conjunto conversor de frequência-motobomba.

O conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE apresenta uma curva de rendimento crescente com a potência gerada pelos painéis FV, de tal forma que atinge o rendimento de 92,52 % na condição de 687,42 W gerados. Abaixo desse valor, como pode ser observado na Tabela 5, a potência demandada pela carga do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE (conversor de frequência-conjunto motobomba) tende a diminuir, o que provoca redução da corrente nos painéis FV, com a conseqüente elevação da tensão nos mesmos. Isso provoca a operação do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE em MDC, o qual ocasiona perdas devido a problemas de indução magnética no transformador (TORRICO-BASCOPE et al., 2006; ARAUJO; TORRICO-BASCOPE; TORRICO-BASCOPE, 2010).

O rendimento do conjunto conversor de frequência-motobomba, na condição de máxima potência gerada, atingiu apenas 7,5 %. Informações de catálogo do fabricante do conversor de frequência, juntamente com testes de bancada sugerem que o rendimento do mesmo esteja na ordem de 95 % para operação nominal. Uma análise mais detalhada do rendimento do conversor de frequência em função da carga está fora do escopo deste

Figura 49: Rendimentos do sistema de bombeamento



Fonte: Elaborada pelo autor.

trabalho, mas acredita-se que o rendimento tende a cair, pois, dada uma frequência de chaveamento específica, as perdas na comutação e condução dos transistores tende a cair com a carga, mas as perdas na ventilação forçada e a potência demandada pelos circuitos eletrônicos de comando e monitoramento são fixas.

Para inferir o rendimento do motor, dado que esta informação não consta em sua placa de identificação, procedeu-se com o desacoplamento do conjunto motobomba e realizou-se ensaios a vazio e de rotor bloqueado em 60 Hz. Os resultados aproximados indicam que o rendimento deste motor, dadas as suas especificidades por ser de aplicação submersa, é da ordem de 43 %. Informações obtidas em catálogos do fabricante do motor (WEG, 2016), indicam que motores *standart* e de alto rendimento com as mesmas potências, número de pólos e tensões de alimentação apresentam rendimentos nas faixas de 59 % a 66 % e 57 % a 72,2 %, respectivamente. Com estas informações percebe-se que a maior parte da dissipação de energia está na conversão da energia elétrica em energia cinética da água bombeada.

Conforme é ilustrado na Figura 49 o rendimento total do sistema de bombeamento, considerando as perdas no conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE, conversor de frequência e motobomba é de 6,94 %. O trabalho de Vitorino (2012), em seu estudo de otimização utilizando um sistema de bombeamento semelhante ao aqui apresentado, porém utilizando um MIT de 1,5 cv, corrobora com os resultados alcançados, quando apresenta rendimentos na faixa 5,47 % a 7,4 %.

Adotando o rendimento do painel FV (16 %) descrito em sua folha de dados, o rendimento global do sistema é de 1,11 %. Em [ARAGÃO, Carvalho e Anhalt \(1994\)](#) são apresentados valores de eficiência global de 1,5 % a 3,5 % para potência de 700 a 3500 Wp, confirmado assim os resultados obtidos. Embora o baixo rendimento seja uma realidade nesta faixa de potência investigada, o sistema é capaz de funcionar com uma vazão média de 1400 l/h a uma altura manométrica de 12 m, conforme é observado na Tabela 5.

4.4 Conclusão

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE baseado nas especificações de projeto descritos nos capítulos anteriores. Os resultados experimentais validam a aplicação do conversor para operação com carga. Para os ensaios transitórios verificou-se que a tensão do barramento permanece no valor previsto de 311 V, não apresentando sobressinal acima do valor estipulado em projeto. Nos testes realizados no sistema de bombeamento (painéis FV - conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE - conversor de frequência-motobomba) são ratificados os testes realizados em bancada, comprovando o rendimento de 92,52% do conversor *boost* em estudo funcionando em MCC.

Tabela 5: Resultados do ensaio de rendimento

Conversor boost							Conversor de frequência + Motobomba				
Tensão de entrada (V)	Corrente de entrada (A)	Potência de entrada (W)	Tensão de saída (V)	Corrente de saída (A)	Potência de saída (W)	Rendimento (%)	Frequência comandada (Hz)	Vazão (l/h)	Pressão (mca)	Potência de saída (W)	Rendimento (%)
61,80	5,30	327,54	319	0,80	255,20	77,91	32,50	979,14	6,12	16,49	6,46
61,10	5,80	354,38	318	0,90	286,20	80,76	35,00	1023,86	6,63	18,68	6,53
60,40	6,60	398,64	318	1,00	318,00	79,77	37,50	1109,94	7,65	23,37	7,35
58,80	7,80	458,64	319	1,10	350,90	76,51	40,00	1175,78	8,16	26,40	7,52
57,80	8,60	497,08	319	1,30	414,70	83,43	42,50	1240,77	9,18	31,34	7,56
54,90	10,20	559,98	319	1,50	478,50	85,45	45,00	1297,16	10,20	36,41	7,61
52,90	11,80	624,22	318	1,80	572,40	91,70	47,50	1376,80	11,22	42,51	7,43
51,30	13,40	687,42	318	2,00	636,00	92,52	50,00	1416,38	12,24	47,71	7,50

5 Conclusões

O presente trabalho apresenta uma contribuição importante para a implementação de sistemas de bombeamento de água alimentados por painéis FV, uma vez que a utilização de um conversor CC-CC *boost*, possibilita a adequação de potência entre os painéis FV e o conversor de frequência. No estudo houve também a preocupação de não utilizar baterias, visando dessa forma reduzir os componentes que necessitam de uma manutenção mais especializada.

Com o estudo dos modelos para o conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE é possível concluir que a utilização do modelo de Hammerstein, por utilizar função de transferência como forma de representação para o modelo do conversor em estudo, permitiu a utilização de técnicas convencionais para o projeto do controlador digital.

Na área de controle a implementação apenas da malha de tensão no conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE permite simplificar o projeto do controlador e dos circuitos utilizados. O estudo apresenta ainda funcionalidades incorporadas ao controlador (partida suave, proteções e ajuste rápido dos parâmetros do controlador).

O conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE utilizado no estudo apresenta-se como alternativa viável para implementação do sistema, devido o mesmo possuir rendimento na ordem de 92,52 %, confirmando assim seu rendimento em relação as topologias apresentadas no Capítulo 2. Durante os ensaios o mesmo apresenta comportamento dentro do planejado em projeto, possuindo um sobressinal máximo de 9 % para a pior situação imposta ao controlador, não apresentando assim em nenhum ensaio problemas de sobretensão no conversor de frequência.

O sistema completo em funcionamento apresenta vazões e pressões variáveis, em função da abertura da válvula instalada na tubulação de recalque da motobomba e da irradiância que o arranjo FV está submetido. Obtendo nos horários de pico de irradiância (1050 W/m^2) vazões na ordem de 1400 l/h a uma altura manométrica de 12 mca.

Diante dos resultados apresentados, conclui-se que o controlador digital em estudo apresenta-se como uma solução viável para a implementação em um sistema de bombeamento FV.

5.1 Trabalhos Futuros

Algumas sugestões para trabalhos baseados no projeto desenvolvido:

- Melhorar o *layout* da placa de potência visando a redução do nível de ruído causado

pelo chaveamento dos MOSFETs;

- Melhorar placa da fonte de alimentação do circuito de acionamento e controle para possibilitar a operação em maiores faixas de tensões de entrada;
- Estudo e implementação de um *Maximum Power Point Tracking* - *MPPT* visando assim melhorar o aproveitamento dos painéis FV;
- Devido as limitações dos conversores de frequência comerciais, os quais possuem proteção para subtensão abaixo de 200 V, é proposto o desenvolvimento de um conversor CC-CC *boost* integrado com um inversor, que opere em uma maior faixa de tensão.

Referências

- AGUIRRE, L. A.; COELHO, M. C. S.; CORREA, M. V. On the interpretation and practice of dynamical differences between hammerstein and wiener models. **IEE Proceedings - Control Theory and Applications**, v. 152, n. 4, p. 349–356, July 2005. ISSN 1350-2379.
- ALCAZAR, Y. J. A. **Estudo do Conversor boost CC-CC de alto ganho de tensão baseado na célula de comutação de três estados e nas células multiplicadores de tensão(MC)**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará - UFC, 2010.
- ALCAZAR, Y. J. A. et al. High voltage gain boost converter based on three-state switching cell and voltage multipliers. **Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE**, p. 2346–2352, Nov 2008. ISSN 1553-572X.
- ALCAZAR, Y. J. A. et al. Dc-dc nonisolated boost converter based on the three-state switching cell and voltage multiplier cells. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 10, p. 4438–4449, Oct 2013. ISSN 0278-0046.
- ALONGE, F. et al. Nonlinear modeling of dc/dc converters using the hammerstein’s approach. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 4, p. 1210–1221, July 2007. ISSN 0885-8993.
- ALONGE, F. et al. Identification and robust control of a quadratic dc/dc boost converter by hammerstein model. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 5, p. 3975–3985, Sept 2015. ISSN 0093-9994.
- ALVES, D. B. S. et al. A single-stage three-port boost converter with high voltage gain based on the bidirectional version of the three-state switching cell. In: **2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1934–1940. ISSN 1048-2334.
- ARAGÃO, P. M. C.; CARVALHO, A. S. de; ANHALT, J. Photovoltaic water pumps for small communities in the semi-arid northeastern region of brazil. In: **12th European Photovoltaic Solar Energy Conference**. Amsterdam: [s.n.], 1994. p. 2016 – 2019.
- ARAÚJO, S. V.; TORRICO-BASCOPE, R. P.; TORRICO-BASCOPE, G. V. Highly efficient high step-up converter for fuel-cell power processing based on three-state commutation cell. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 6, p. 1987–1997, June 2010. ISSN 0278-0046.
- BARIN, W. A. **Análise de Desempenho de uma motobomba de superfície acionada por um motor CA indução tipo Shaded Pole alimentado por painel fotovoltaico**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2012.
- BENNETT, T.; ZILOUCHIAN, A.; MESSENGER, R. Photovoltaic model and converter topology considerations for {MPPT} purposes. **Solar Energy**, v. 86, n. 7, p. 2029 – 2040, 2012. ISSN 0038-092X. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0038092X12001430>>.

- BEZERRA, G. R. **Modelagem e controle do conversor cc-cc buck-boost usando técnicas paramétricas de identificação**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará - UFC, 2015.
- BOSSIO, D.; GEHEB, K.; CRITCHLEY, W. Managing water by managing land: Addressing land degradation to improve water productivity and rural livelihoods. **Agricultural Water Management**, v. 97, n. 4, p. 536 – 542, 2010. ISSN 0378-3774. Comprehensive Assessment of Water Management in Agriculture. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378377408003211>>.
- BOUTELHIG, A.; BAKELLI, Y. Comparative study on water max a 64 dc pump performances based photovoltaic pumping system design to select the optimum heads in arid area. In: **2012 24th International Conference on Microelectronics (ICM)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–5. ISSN 2159-1660.
- BOUTELHIG, A. et al. Performances study of different {PV} powered {DC} pump configurations for an optimum energy rating at different heads under the outdoor conditions of a desert area. **Energy**, v. 39, n. 1, p. 33 – 39, 2012. ISSN 0360-5442. Sustainable Energy and Environmental Protection 2010. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S036054421100675X>>.
- BRITO, A. U. **Otimização do Acoplamento de Geradores Fotovoltaicos a Motores de Corrente Alternada Através de Conversores de Frequência Comerciais para Acionar Bombas Centrifugas**. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo - USP, 2006.
- CARACAS, J. V. M. et al. Implementation of a high-efficiency, high-lifetime, and low-cost converter for an autonomous photovoltaic water pumping system. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 1, p. 631–641, Jan 2014. ISSN 0093-9994.
- DRAPER, N. **Applied regression analysis**. New York: Wiley, 1998. ISBN 0471170828.
- EL-AAL, A. E.-M. M. M. A. A. **Modelling and Simulation of a Photovoltaic Fuel Cell Hybrid System**. Tese (Doutorado) — Faculty of Electrical Engineering University of Kassel - Germany, 2005.
- ENEVA. 2016. <<http://www.eneva.com.br/pt/nossos-negocios/geracao-de-energia/usinas-em-operacao/solar-taua>>. (Accessed on 02/10/2016).
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2ed. ed. [S.l.]: Springer, 2001.
- GREEN, M. A. et al. Solar cell efficiency tables (version 45). **Progress in Photovoltaics: Research and Applications**, Wiley Online Library, v. 23, n. 1, p. 1–9, 1 2015. ISSN 1099-159X. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1002/pip.2573>>.
- ISHAQUE, K. et al. Modeling and simulation of photovoltaic (pv) system during partial shading based on a two-diode model. **Simulation Modelling Practice and Theory**, v. 19, n. 7, p. 1613 – 1626, 2011. ISSN 1569-190X. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1569190X11000608>>.

- KATO, K.; KOIZUMI, H. A study on effect of blocking and bypass diodes on partial shaded pv string with compensating circuit using voltage equalizer. In: **2015 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 241–244. ISSN 0271-4302.
- KLIMCZAK, P.; MUNK-NIELSEN, S. Boost converter with three-state switching cell and integrated magnetics. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1378–1383. ISSN 1048-2334.
- KOLHE, M.; JOSHI, J. C.; KOTHARI, D. P. Performance analysis of a directly coupled photovoltaic water-pumping system. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 19, n. 3, p. 613–618, Sept 2004. ISSN 0885-8969.
- LIU, Y.-H.; HUANG, J.-W. A fast and low cost analog maximum power point tracking method for low power photovoltaic systems. **Solar Energy**, v. 85, n. 11, p. 2771 – 2780, 2011. ISSN 0038-092X. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0038092X11002921>>.
- LUO, F. L.; YE, H. Positive output cascade boost converters. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 151, n. 5, p. 590–606, Sept 2004. ISSN 1350-2352.
- MASMOUDI, F.; SALEM, F. B.; DERBEL, N. Single and double diode models for conventional mono-crystalline solar cell with extraction of internal parameters. **2016 13th International Multi-Conference on Systems, Signals Devices (SSD)**, p. 720–728, March 2016.
- MICHELS, R. et al. Avaliação do bombeamento de água em um sistema alimentado por módulos fotovoltaicos. **Engenharia Agrícola**, v. 29, n. 3, p. 370–379, 2009.
- MOHAN, N. **Power electronics : a first course**. Hoboken, N.J: Wiley, 2012. ISBN 978-1-118-07480-0.
- MOKEDDEM, A. et al. Test and analysis of a photovoltaic dc-motor pumping system. In: **ICTON Mediterranean Winter Conference, 2007. ICTON-MW 2007**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–7.
- MULJADI, E.; TAYLOR, R. Pv water pumping with a peak power tracker using a simple six step square wave inverter. In: **Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE**. [S.l.: s.n.], 1996. v. 1, p. 133–142 vol.1. ISSN 0197-2618.
- NIEDZIALKOSKI, R. K. **Desempenho de painéis solares mono e policristalinos em um sistema de bombeamento de água**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual do Oeste do Paraná, 2013.
- OGATA, K. **Discrete-Time Control Systems (2nd Edition)**. [S.l.]: Pearson, 1995. ISBN 0133286428.
- OMRI, A.; MABROUK, N. B.; SASSI-TMAR, A. Modeling the causal linkages between nuclear energy, renewable energy and economic growth in developed and developing countries. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 42, p. 1012 – 1022, 2015. ISSN 1364-0321. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032114008715>>.

PATIDAR, K.; UMARIKAR, A. C. High step-up converters based on quadratic boost converter for micro-inverter. **Electric Power Systems Research**, v. 119, p. 168 – 177, 2015. ISSN 0378-7796. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779614003484>>.

PEREIRA, E. et al. **Atlas brasileiro de energia solar**. São José dos Campos: INPE, 2006. ISBN 978-85-17-00030-0.

PEREIRA, F.; MARTINS, A.; CARVALHO, A. Design of a dc-dc converter with high voltage gain for photovoltaic-based microgeneration. **IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**, p. 1404–1409, Oct 2014. ISSN 1553-572X.

PEREIRA, F. M. C. **Conversor CC/CC elevador para painéis fotovoltaicos**. Dissertação (Mestrado) — Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2012.

PINHO, J. T.; GALDINO, M. A. **Manual de Engenharia para sistemas fotovoltaicos**. [S.l.: s.n.], 2014.

RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook (Academic Press Series in Engineering)**. [S.l.]: Academic Press, 2001. ISBN 0125816502.

RASHID, M. H.; FAVATO, C. A. **Eletronica De Potencia (Em Portuguese do Brasil)**. [S.l.]: Pearson Education, 1999. ISBN 853460598X.

RIBEIRO, R. V. **Sistema Fotovoltaico Autônomo Baseado em Conversores CC-CC Boost**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro/COPPE, 2011.

ROSEMBACK, R. H. **Conversor CC-CC Bidirecional Buck-Boost atuando como Controlador de Carga de Baterias em um Sistema Fotovoltaico**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2004.

SAADAT, P.; ABBASZADEH, K. A single switch high step up dc-dc converter based on quadratic boost. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, PP, n. 99, p. 1–1, 2016. ISSN 0278-0046.

SHAIKH, S. R.; JAIN, A. M. A high-efficient converter for photovoltaic water pumping system. In: **2015 International Conference on Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies (ICCICCT)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 522–526.

SHANNAN, N. M.; YAHAYA, N. Z.; SINGH, B. Two diode model for parameters extraction of pv module. In: **Energy Conversion (CENCON), 2014 IEEE Conference on**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 260–264.

SHANNAN, N. M. A. A.; YAHAYA, N. Z.; SINGH, B. Single-diode model and two-diode model of pv modules: A comparison. In: **Control System, Computing and Engineering (ICCSCE), 2013 IEEE International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 210–214.

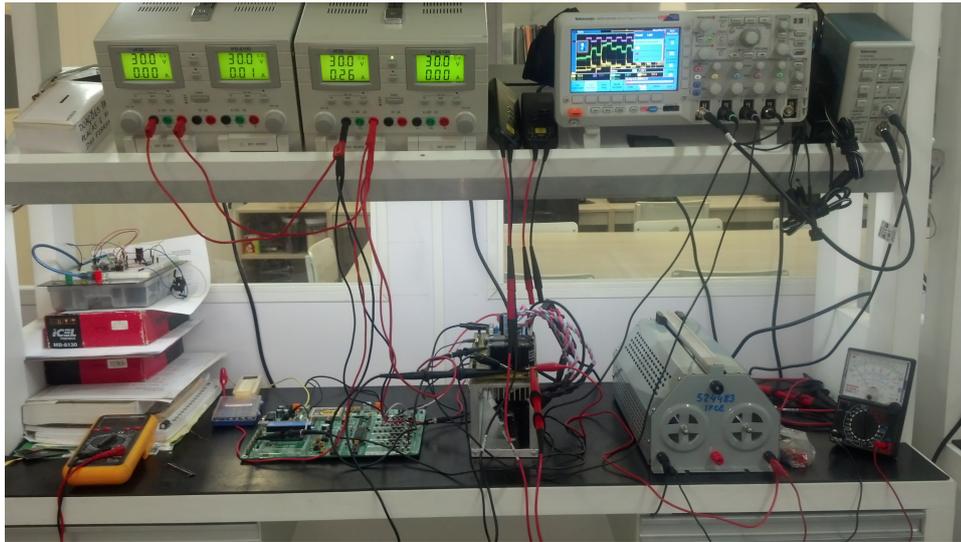
SILVEIRA, G. C. **Conversor cc-cc boost baseado na célula de Comutação de três estados para alimentação de Inversores com divisor capacitivo**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, 2011.

- SILVEIRA, G. C. et al. A nonisolated dc-dc boost converter with high voltage gain and balanced output voltage. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 12, p. 6739–6746, Dec 2014. ISSN 0278-0046.
- SINGH, B. et al. Solar pv array fed direct torque controlled induction motor drive for water pumping. In: **2015 Annual IEEE India Conference (INDICON)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.
- SONTAKE, V. C.; KALAMKAR, V. R. Solar photovoltaic water pumping system - a comprehensive review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 59, p. 1038 – 1067, 2016. ISSN 1364-0321. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032116000514>>.
- TORRICO-BASCOPÉ, G. V. et al. A high step-up dc-dc converter based on three-state switching cell. **2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, v. 2, p. 998–1003, July 2006. ISSN 2163-5137.
- TORRICO-BASCOPE, G. V. et al. A generalized high voltage gain boost converter based on three-state switching cell. In: **IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1927–1932. ISSN 1553-572X.
- VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 5, p. 1198–1208, maio 2009.
- VITORINO, M. A. **Sistema de bombeamento fotovoltaico com motor de indução e sem baterias**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Campina Grande, 2008.
- VITORINO, M. A. **Otimização do Processamento da Energia em sistemas de Bombeamento Fotovoltaico e Conversão monofásica**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, 2012.
- VONGMANEE, V. The photovoltaic water pumping system using optimum slip control to maximum power and efficiency. In: **Power Tech, 2005 IEEE Russia**. [S.l.: s.n.], 2005. p. 1–4.
- WEG. **Industriais - Motores Elétricos - Produtos e Serviços - Brasil - WEG**. 2016. <<http://old.weg.net/br/Produtos-e-Servicos/Motores-Eletricos/Industriais>>. (Accessed on 30/12/2016).
- WILES, J. C.; KING, D. L. Blocking diodes and fuses in low-voltage pv systems. In: **Photovoltaic Specialists Conference, 1997., Conference Record of the Twenty-Sixth IEEE**. [S.l.: s.n.], 1997. p. 1105–1108. ISSN 0160-8371.
- ZIAR, H. et al. Analysis of overcurrent occurrence in photovoltaic modules with overlapped by-pass diodes at partial shading. **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 4, n. 2, p. 713–721, March 2014. ISSN 2156-3381.

Apêndices

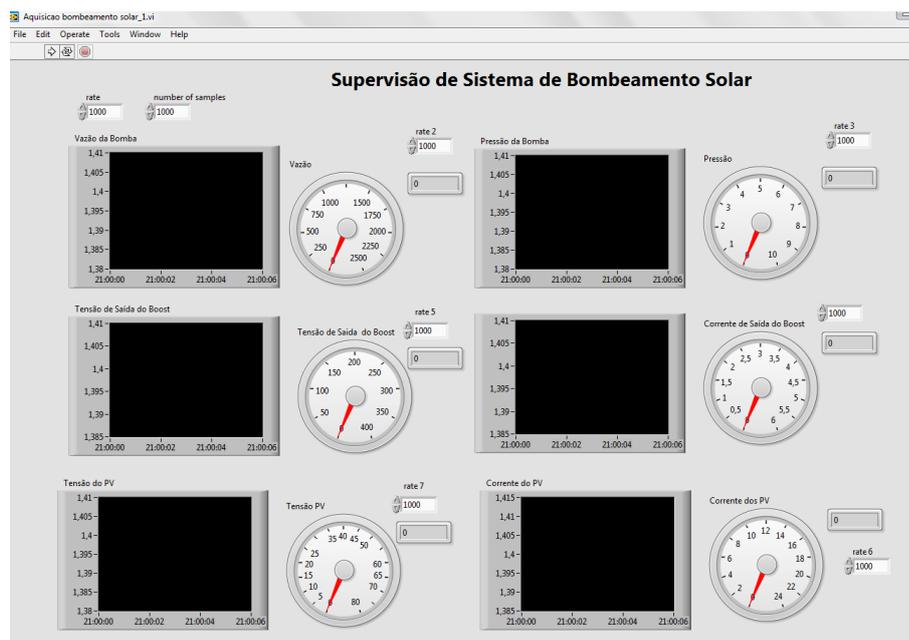
APÊNDICE A – FOTOS

A.1 Ensaio do Conversor CC-CC *Boost* AGT-CCTE com Sinal PRAS



Fonte: Autor.

A.2 Aplicação Desenvolvida no *Software* LABVIEW



Fonte: Autor.

APÊNDICE B – Parâmetros e Algoritmos Utilizados

B.1 Parâmetros Utilizados na Simulação do Conversor CC-CC *Boost* AGT-CCTE

Componentes	Especificações
Diodos D_1 a D_6	HFA15PB60
Chaves S_1 e S_2	MOSFET IRFP4227PBF
Capacitor C_1	Polipropileno metalizado $C=2,2 \mu\text{F} / 250\text{V}$
Capacitor C_2 a C_5	Polipropileno metalizado $C=2,2 \mu\text{F} / 250\text{V}$
Capacitor de Filtragem C_{o1} , C_{o1x} , C_{o2} e C_{o2x}	Eletrolítico $C=470 \mu\text{F} / 450 \text{V}$ (Associação $C_o=949 \mu\text{F}$)
Indutor L	$L=60 \mu\text{H}$ Número de espiras: 13 $RL=1 \text{ m}\Omega$

B.2 Algoritmo para Determinação do Modelo de Hammerstein

```

%Estimação de parâmetros com a utilização dos mínimos quadrados com restrição
para o modelo ARX de Hammerstein
%AUTOR: JOSÉ ROGÉRIO MACIEL FERREIRA FILHO 2016
clear all
st=1e-6 % tempo de amostragem
rv=237.20/39.02
%Estimando parâmetros para modelo de 2ª Ordem
clear Y X A T Tr
d-Vo-iL=importdata('PSIM-Equivalente-PRBS-MQ.txt');% Carrega arquivo simulado no
PSIM
d-Vo-iL=d-Vo-iL.data;
Entrada-d(:,1)=d-Vo-iL(:,1);
Entrada-d(:,2)=d-Vo-iL(:,2);
Saida-Vo(:,1)=d-Vo-iL(:,1);

```

```

Saida-Vo(:,2)=d-Vo-iL(:,3);
Saida-iL(:,1)=d-Vo-iL(:,1);
Saida-iL(:,2)=d-Vo-iL(:,4);
d=d-Vo-iL(:,2);
vo=d-Vo-iL(:,3);
iL=d-Vo-iL(:,4);
n=500000;%Final dos pontos
i=20000%Inicio dos Pontos

%Valores Estáticos para conversor alto ganho simplificado
Estatico=[0.2 0.25 0.3 0.35 0.4 0.45; 35.14 37.47 40.12 43.15 46.65 50.75]

%Minimos Quadrados para descobrir a Saída Estática de Vo/D (Terceiro Grau)
Y(:,1)=Estatico(2,:);
X(:,1)=power(Estatico(1,:),3); % Eleva cada termo da matriz ao cubo
X(:,2)=power(Estatico(1,:),2); % Eleva cada termo da matriz ao quadrado
X(:,3)=Estatico(1,:);
X(:,4)=1;
A=(inv(X'*X))*X'; % PseudoInversa
T=A*Y; % Vetor de Parametros estimados
f-D3=T' % Coeficientes do Polinomio que representa a relação D x Vo

%Minimos Quadrados para descobrir a Saída Estática de Vo/D (Segundo Grau)
clear Y X A T Tr
Y(:,1)=Estatico(2,:);
X(:,1)=power(Estatico(1,:),2); % Eleva cada termo da matriz ao quadrado
X(:,2)=Estatico(1,:);
X(:,3)=1;
A=(inv(X'*X))*X'; % PseudoInversa
T=A*Y; % Vetor de Parametros estimados
f-D2=T' % Coeficientes do Polinomio que representa a relação D x Vo

%Minimos Quadrados para descobrir a Saída Estática de Vo/D (Primeiro Grau)
clear Y X A T Tr
Y(:,1)=Estatico(2,:);
X(:,1)=Estatico(1,:);
X(:,2)=1;
A=(inv(X'*X))*X'; % PseudoInversa
T=A*Y; % Vetor de Parametros estimados

```

```

f-D1=T' % Coeficientes do Polinomio que representa a relação D x Vo

%%Plota o comparativo entre os valores simulados e a aproximação
%%polinomial para Razão ciclica e Tensão de saída
figure(1)
plot(Estatico(1,:),Estatico(2,:),'r','LineWidth',4)
hold
valida1=polyval(f-D1,Estatico(1,:))
valida2=polyval(f-D2,Estatico(1,:))
valida3=polyval(f-D3,Estatico(1,:))
plot(Estatico(1,:),valida1,'b','LineWidth',2)
plot(Estatico(1,:),valida2,'k','LineWidth',2)
plot(Estatico(1,:),valida3,'y','LineWidth',2)
hleg1 = legend('Simulado','Aproximação polinomial 1º Grau','Aproximação polinomial 2º
Grau','Aproximação polinomial 3º Grau','fontsize',12);
xlabel('Razão Cíclica','fontsize',12);
ylabel('Tensão de Saída (V)','fontsize',12);
decimal-comma(gca, 'XY');
% Determina o valor tensão de saída para cada razão cíclica simulada(d)
v=polyval(f-D1,d);
%
% Vo/v = b00
% 1 + a1z-1
% %%%Minimos Quadrados Batelada
clear Y X A T Tr
Y(:,1)=vo(i:n,1);
X(:,1)=-vo((i-1):(n-1),1);
X(:,2)=v((i):(n),1);
A=(inv(X*X))*X'; % PseudoInversa
T=A*Y; % Vetor de Parametros estimados
cr=1
S=[-1 1]
Tr=T-((inv(X*X))*S'*inv(S*(inv(X*X))*S'))*((S*T)-cr))
a1=Tr(1)
b0=Tr(2)
num-Ham1=[b0]
den-Ham1=[1 a1]

%Determrinando Parametros para Vo/d

```

```

%
% Vo/v = b0 + b1z-1 + b2z-2
% 1 + a1z-2 + a2z-2
%
clear Y X A T Tr

%%%%Minimos Quadrados Batelada
Y(:,1)=vo(i:n,1);
X(:,1)=-vo((i-1):(n-1),1);
X(:,2)=-vo((i-2):(n-2),1);
X(:,3)=v((i):(n),1);
X(:,4)=v((i-1):(n-1),1);
X(:,5)=v((i-2):(n-2),1);
A=(inv(X'*X))*X'; % PseudoInversa
T=A*Y; % Vetor de Parametros estimados
cr=1
S=[-1 -1 1 1 1]
Tr=T-((inv(X'*X))*S'*inv(S*(inv(X'*X))*S'))*((S*T)-cr)
a10=Tr(1)
a20=Tr(2)
b00=Tr(3)
b10=Tr(4)
b20=Tr(5)

%%%%Gera a função de transferência estimada através dos mínimos quadrados
com retrições utilizado no modelo de Hammerstein
num-Ham2=[b00 b10 b20]
den-Ham2=[1 a10 a20]

```

B.3 Rotinas de Programação Desenvolvidas Para o Processador da Microchip

```

//Nome do Projeto:
//CONTROLADOR DIGITAL DE TENSÃO DE CONVERSOR BOOST DE ALTO
GANHO APLICADO A SISTEMA FOTOVOLTAICO PARA BOMBEAMENTO DE
ÁGUA
//Autor: José Rogério Maciel Ferreira Filho, 2016

```

```
// PWM
unsigned int old-duty, old-duty1;
float razao-ciclica, current-duty,current-duty1, pwm-periodo;
unsigned int i=0;
unsigned int cont=0;
unsigned int cont-mppt=0;
unsigned int tempo-t1=5; // Rotina de controle Controle
unsigned int tempo-mppt=312; // Tempo mppt
unsigned int mcc=0;
float erro-atual=0, erro-anterior=0, saida-pi=0, k=4.5, zero-a=0.4, setpoint=3.11, v-atual,
partida=0.3;

//PWM Inversor de Frequencia
float duty-inv=8;
unsigned int cont-pwm-inv=0;
long vpv-atual, vpv-anterior, vmppt=4400;
int subtensao = 0;
int flag-reset = 0;
int ganho = 1;

void controlador-PI(){
if(partida<setpoint)
{ partida = partida+0.001; //Ajustar tempo de partida
erro-atual=partida-v-atual;
saida-pi=saida-pi+ (k*erro-atual) - (k*zero-a*erro-anterior);
erro-anterior=erro-atual;
if (saida-pi>=75)
{saida-pi=75;}
}
else
{
partida=setpoint;
erro-atual=setpoint-v-atual;
saida-pi=saida-pi+ (k*erro-atual) - (k*zero-a*erro-anterior);
erro-anterior=erro-atual;
if (saida-pi>=75) //Razao ciclica máxima
{saida-pi=75;}
}
}
```

```
void leitura-adc(){
//ADC
vpv-anterior=vpv-atual;
adc-rd = ADC1-read(10);
Delay-Cyc-Long(1);
adc-rd-vin = ADC1-read(11);
v-atual = adc-rd*0.001221; // (5000/4095)/100 converte o valor do ADC em milivolts
vpv-atual=(long)adc-rd-vin *1.95360;

if (v-atual<=2.2) // Subtensão
{duty-inv=0;
PWM-Set-Duty(0, 1);
subtensao=1;
RC14-bit=0;}
else
{subtensao=0;
RC14-bit=1;}
}
void atualiza-duty() {
if (saida-pi<0)
{
saida-pi=0;
current-duty = 0;
PWM-Set-Duty(current-duty, 3); // atualiza o novo ciclo
PWM-Set-Duty(current-duty, 4); // atualiza o novo ciclo
}
else
{
current-duty = saida-pi* pwm-periodo/100;
PWM-Set-Duty(current-duty, 3); // atualiza o novo ciclo
PWM-Set-Duty(current-duty, 4); // atualiza o novo ciclo
}
}
void mppt() {
if ((vpv-atual-vmpp) > 0)
{duty-inv=duty-inv+(vpv-atual-vmpp)*0.0003;
ganho = 1;}
else
{duty-inv=duty-inv+(vpv-atual-vmpp)*0.0003*ganho;
```

```
ganho = ganho+2;}
if(duty-inv<=1)
{duty-inv=8;}
current-duty1 = duty-inv * pwm-periodo/100; // calcula o novo ciclo de trabalho
PWM-Set-Duty(current-duty1, 1);
}
void rotina-tempo() {
if (cont>tempo-t1)
{
cont=0;
controlador-PI();
atualiza-duty();
}
else if(cont-mppt>tempo-mppt)
{
cont-mppt=0;
mppt();
}
else
{
cont=cont++;
cont-mppt=cont-mppt++;
}
}
//Interrupção do Timer 1 (320us)
void Timer1Int() iv IVT-ADDR-T1INTERRUPT {
leitura-adc();
if (adc-rd > 2800) //Sobretensão
{RB4-bit=1; // Aciona Resistor para Dissipar Energia
RD8-bit=0; // Led indicador de acionamento do Banco de Resistor
}
else
{RB4-bit=0; // Desliga Resistor para Dissipar Energia
RD8-bit=1;
}
rotina-tempo();
T1IF-bit= 0;
}
void InitMain() {
```

```
ADPCFG = 0xFFFF;
TRISB = 0xFFEF; //0xFFFF;
TRISF = 0xFFFF;
TRISD = 0;
TRISC = 0;
T1CON = 0x8000;
T1IE-bit = 1;
T1IF-bit = 0;
IPC0 = IPC0 | 0x1000;
PR1 = 6400;
}
void main()
{
  InitMain();
  ///PWM
  razao-ciclica = 0;
  PWM-Init(25000, 1, 1, 2); // Pwm de Controle do Inversor de Frequencia
  PWM-Init(25000, 3, 1, 2); // Pwm do Boost
  pwm-periodo = PWM-Init(25000, 4, 1, 3); // Pwm do Boost
  atualiza-duty();
  PWM-Start(1); // Liga PWM 1 no canal 1 (RD1)
  PWM-Start(3); // Liga PWM 1 no canal 3 (RD2)
  T1CONbits.TON=1; // Habilita Timer 1
  PWM-Start(4); // Liga PWM 2 no canal 4 (RD3)
  T3CONbits.TON=0; // Desabilita Timer 3
  Delay-us(6);
  T3CONbits.TON=1; // Habilita Timer 3
  T1IE-bit= 1;
  while (1) {
    while(subtensao==1) // continua enquanto a tensão de saída for abaixo de 250V
    {
      RC14-bit=1;
      delay-ms(500);
      RC14-bit=0;
      PWM-Set-Duty(0, 1);
    }
  }
}
```

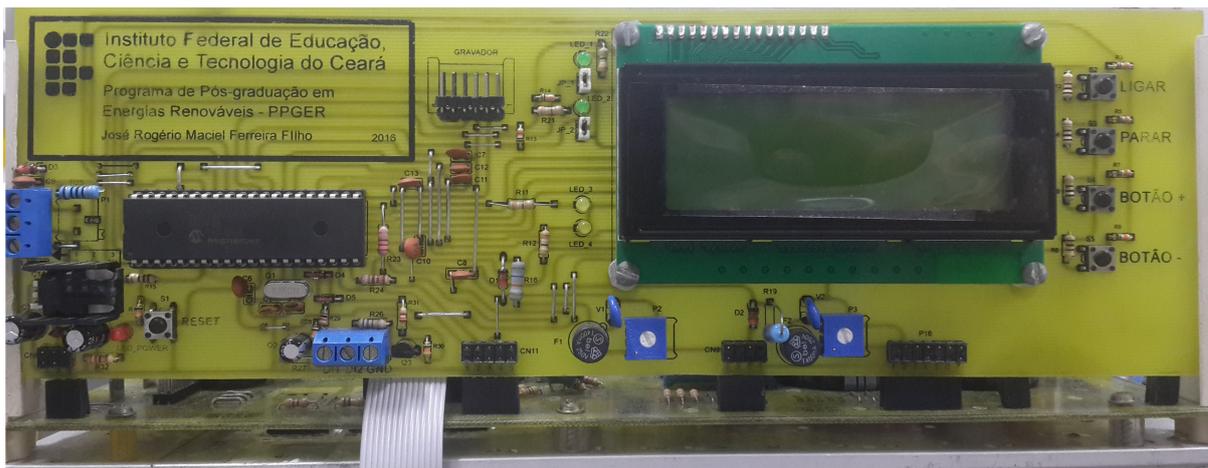
APÊNDICE C – Esquemáticos e PCI Desenvolvidos

C.1 Placa de Circuito Impresso (PCI) do Controlador Digital

O conversor proposto neste trabalho utiliza uma estrutura modular dividida em circuito de potência e de controle. Para a implementação prática do conversor *boost* é necessário a elaboração e montagem de uma PCI dedicada para o sistema de controle.

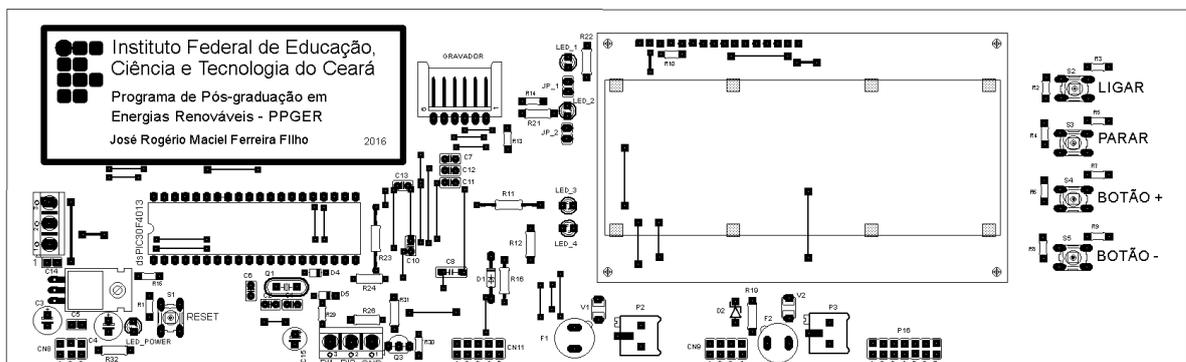
Na Figura 50 é ilustrado a PCI de controle composta do microcontrolador dsPIC, proteções para as portas analógicas e digitais, display LCD e interface de gravação.

Figura 50: Placa do sistema de controle digital



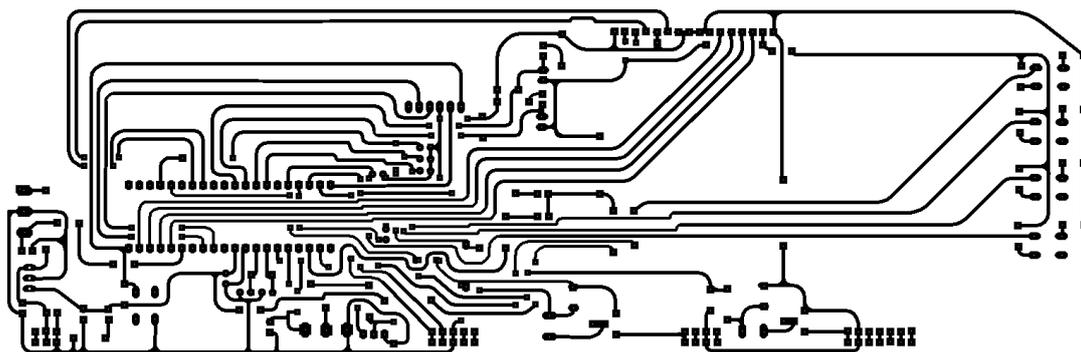
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 51: Placa com circuito impresso com silhueta de componentes - vista superior.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 52: Placa com circuito impresso com silhueta de componentes - vista inferior.



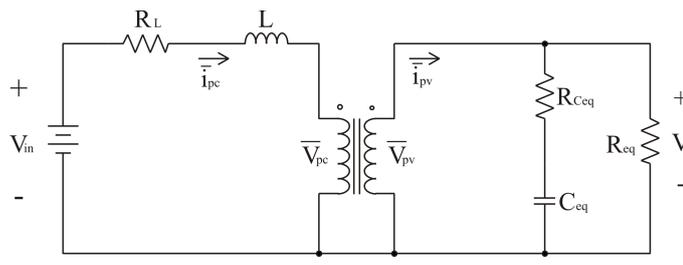
Fonte: Elaborada pelo autor.

APÊNDICE D – Desenvolvimento de Modelos Matemáticos

D.1 Desenvolvimento do Modelo de Pequenos Sinais

Segundo Mohan (2012) o bloco formado pelos componentes que apresentam características não lineares, MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) e diodo, pode ser substituído por um transformador ideal que modela o comportamento estático e dinâmico (pequenos sinais). Assim, sua elevação de tensão é dada pela sua relação de transformação. Essa estrutura é ilustrada na Figura 53.

Figura 53: Representação em pequenos sinais do conversor *boost* (I)



Fonte: Elaborada pelo autor.

Dessa forma na Figura 53, as variáveis representadas pelo apóstrofo ($\tilde{}$) correspondem a valores estáticos enquanto que as representadas por letras minúsculas correspondem aos valores dinâmicos (pequenos sinais). Assim as representações com barra representam o somatório entre a parcela estática e a dinâmica.

Para o desenvolvimento do modelo são adotados :

D = Razão cíclica no ponto de operação (estática);

$\tilde{d}(t)$ = Razão cíclica em pequenos sinais;

\tilde{V}_{pv} = Tensão estática na porta de tensão (Secundário);

$\tilde{v}_{pv}(t)$ = Tensão em pequenos sinais na porta de tensão (Secundário);

\tilde{V}_{pc} = Tensão estática na porta de corrente (Primário);

$\tilde{v}_{pc}(t)$ = Tensão em pequenos sinais na porta de corrente (Primário);

\tilde{I}_{pv} = Corrente estática na porta de tensão (Secundário);

$\tilde{i}_{pv}(t)$ = Corrente em pequenos sinais na porta de tensão (Secundário);

\tilde{I}_{pc} = Corrente na porta de corrente estática (Primário);

$\tilde{i}_{pc}(t)$ = Corrente na porta de corrente em pequenos sinais (Primário).

Adotando então que as tensões e correntes do sistema apresentam uma componente estática adicionada de uma componente dinâmica de pequena amplitude (pequenos sinais) são obtidas as seguintes relações:

$$\bar{d}(t) = D + \tilde{d}(t), \quad (\text{D.1})$$

$$\bar{v}_{pv}(t) = V_{pv} + \tilde{v}_{pv}(t), \quad (\text{D.2})$$

$$\bar{v}_{pc}(t) = V_{pc} + \tilde{v}_{pc}(t), \quad (\text{D.3})$$

$$\bar{i}_{pv}(t) = I_{pv} + \tilde{i}_{pv}(t), \quad (\text{D.4})$$

$$\bar{i}_{pc}(t) = I_{pc} + \tilde{i}_{pc}(t), \quad (\text{D.5})$$

$$\bar{V}_o(t) = V_o + \tilde{v}_o(t) \quad (\text{D.6})$$

e

$$\bar{V}_{in}(t) = V_{in} + \tilde{v}_{in}(t). \quad (\text{D.7})$$

Aplicando a relação de transformação $(1 - \bar{d}) : 1$, em D.2 e D.3 obtêm-se:

$$\bar{v}_{pc}(t) = (1 - \bar{d}) \cdot \bar{v}_{pv}(t), \quad (\text{D.8})$$

$$V_{pc} + \tilde{v}_{pc}(t) = (1 - D - \tilde{d}(t)) \cdot (V_{pv} + \tilde{v}_{pv}(t)), \quad (\text{D.9})$$

e

$$V_{pc} + \tilde{v}_{pc}(t) = (1 - D) \cdot V_{pv} + (1 - D) \cdot \tilde{v}_{pv}(t) - \tilde{d}(t) \cdot V_{pv} - \tilde{d} \cdot \tilde{v}_{pv}(t). \quad (\text{D.10})$$

Em D.10 o termo $\tilde{d} \cdot \tilde{v}_{pv}(t)$ representa a multiplicação de dois valores de pequenos sinais, podendo então ser desprezado. Assim obtêm-se:

$$V_{pc} + \tilde{v}_{pc}(t) = (1 - D) \cdot V_{pv} + (1 - D) \cdot \tilde{v}_{pv}(t) - \tilde{d}(t) \cdot V_{pv}. \quad (\text{D.11})$$

Separando a expressão D.11 em termos variantes e invariantes no domínio do tempo, obtêm-se as expressões:

$$V_{pc} = (1 - D) \cdot V_{pv} \quad (\text{D.12})$$

e

$$\tilde{v}_{pc}(t) = (1 - D) \cdot \tilde{v}_{pv}(t) - \tilde{d}(t) \cdot V_{pv}. \quad (\text{D.13})$$

Como V_{pc} representa a tensão estática na porta de corrente no primário do transformador e a tensão média no indutor é zero, logo a mesma é igual a V_{in} . E sendo \tilde{v}_{pv} a tensão de pequenos sinais na porta de tensão (secundário), sua representação é igual a \tilde{v}_o .

Reescrevendo D.12 e D.13 obtêm-se:

$$\tilde{v}_{pc}(t) = (1 - D) \cdot \tilde{v}_o(t) - \tilde{d}(t) \cdot \frac{V_{in}}{(1 - D)} \quad (\text{D.14})$$

e

$$V_{in} = (1 - D) \cdot V_o. \quad (\text{D.15})$$

Aplicando o mesmo conceito para as expressões D.4 e D.5 obtêm-se as expressões para as correntes variantes e invariantes no tempo:

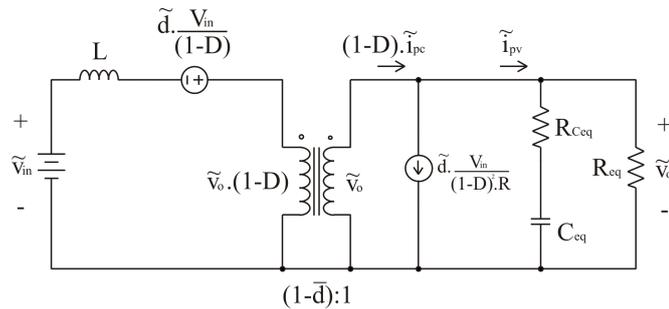
$$\tilde{i}_{pv}(t) = (1 - D) \cdot \tilde{i}_{pc}(t) - \tilde{d}(t) \cdot \frac{V_{in}}{(1 - D)^2 \cdot R} \quad (\text{D.16})$$

e

$$I_{pv} = (1 - D) \cdot I_{pc}. \quad (\text{D.17})$$

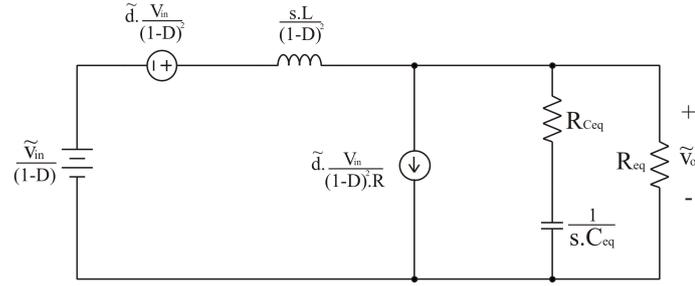
Utilizando as expressões D.13 e D.16 no circuito da Figura 53, é obtido o circuito referente às componentes dinâmicas do sistema conforme é ilustrado na Figura 54.

Figura 54: Representação em pequenos sinais do conversor *boost* (II)



Fonte: Elaborada pelo autor.

Com o intuito de melhorar as operações algébricas, o circuito da Figura 54 é convertido para o domínio da frequência pela aplicação da transformada de Laplace. Em seguida o lado primário do transformador ideal é referido para o secundário, segundo a relação de transformação do mesmo.

Figura 55: Circuito do conversor *boost* refletido no secundário do transformador


Fonte: Elaborada pelo autor.

Diante do circuito da Figura 55, obtêm-se as funções de transferência D.18 e D.19 pela aplicação da lei das correntes em nós (MOHAN, 2012):

$$\frac{\tilde{v}_o(S)}{\tilde{v}_{in}(S)} = \frac{1}{(1 - D_{eq})} \cdot \frac{1 + (R_{Ceq} \cdot C_{eq}) \cdot s}{L_e \cdot C_{eq} \cdot \left[s^2 + \left(\frac{R_{Ceq}}{L_e} + \frac{1}{R_{eq} \cdot C_{eq}} \right) \cdot s + \frac{1}{L_e \cdot C_{eq}} \right]} \quad (D.18)$$

e

$$\frac{\tilde{v}_o(S)}{\tilde{d}(S)} = \frac{V_{in}}{(1 - D_{eq})^2} \cdot \left(1 - \frac{s \cdot L_e}{R_{eq}} \right) \cdot \frac{1 + (R_{Ceq} \cdot C_{eq}) \cdot s}{L_e \cdot C_{eq} \cdot \left[s^2 + \left(\frac{R_{Ceq}}{L_e} + \frac{1}{R_{eq} \cdot C_{eq}} \right) \cdot s + \frac{1}{L_e \cdot C_{eq}} \right]}, \quad (D.19)$$

Em que

$$L_e = \frac{L}{(1 - D)^2} \quad (D.20)$$

Com o intuito de impor ao modelo características mais próximas das encontradas em condições reais de funcionamento, é incorporada ao modelo a resistência intrínseca do indutor (R_L) visando melhorar o desempenho do mesmo.

E assim, tem-se uma nova representação para o conversor:

$$\frac{\tilde{v}_o(S)}{\tilde{v}_{in}(S)} = \frac{1}{(1 - D_{eq})} \cdot \frac{1 + (R_{Ceq} \cdot C_{eq}) \cdot s}{L_e \cdot C_{eq} \cdot \left[s^2 + \left(\frac{R_{Le}}{L_e} + \frac{R_{Ceq}}{L_e} + \frac{1}{R_{eq} \cdot C_{eq}} \right) \cdot s + \left(\frac{1}{L_e \cdot C_{eq}} + \frac{R_{Le}}{L_e \cdot R_{eq} \cdot C_{eq}} \right) \right]} \quad (D.21)$$

e

$$\frac{\tilde{v}_o(S)}{\tilde{d}(S)} = \frac{1}{(1 - D_{eq})^2} \cdot \left(1 - \frac{s \cdot L_e + R_{Le}}{R_{eq}} \right) \cdot \frac{1 + (R_{Ceq} \cdot C_{eq}) \cdot s}{L_e \cdot C_{eq} \cdot \left[s^2 + \left(\frac{R_{Le}}{L_e} + \frac{R_{Ceq}}{L_e} + \frac{1}{R_{eq} \cdot C_{eq}} \right) \cdot s + \left(\frac{1}{L_e \cdot C_{eq}} + \frac{R_{Le}}{L_e \cdot R_{eq} \cdot C_{eq}} \right) \right]}, \quad (D.22)$$

Em que

$$R_{Le} = \frac{R_L}{(1 - D)^2} \quad (D.23)$$

D.2 Modelo de Hammenstein

Como o modelo de Hammerstein é representado por um ganho estático $f(\cdot)$ em cascata com o modelo dinâmico $G(z)$, deve-se garantir que o ganho em estado permanente da função de transferência $G(z)$ seja unitário.

$$G(z) = \frac{V_o(z)}{V(z)} = \frac{b_o}{1 - a_1 \cdot z^{-1}} \quad (\text{D.24})$$

Assim, aplicando o teorema do valor final, com a condição de ganho unitário, na função de transferência $G(z)$, é obtida a relação

$$\lim_{z \rightarrow 1} \frac{V_o(z)}{V(z)} = \frac{b_o}{1 + a_1} = 1 \quad (\text{D.25})$$

Reescrevendo D.25 obtém-se:

$$b_o - a_1 = 1 \quad (\text{D.26})$$

Visando criar uma representação matricial para a restrição do modelo de $G(z)$ D.25, tem-se:

$$\theta = [a_1 \quad b_0]^T \quad (\text{D.27})$$

$$S = [-1 \quad 1] \quad (\text{D.28})$$

$$S \cdot \theta = 1 \quad (\text{D.29})$$

Para determinar as estimativas de parâmetros do referido modelo é utilizada a técnica dos mínimos quadrados com restrições para o modelo $G(z)$.

Reescrevendo D.24 para isolar o termo $(V_o[k])$ tem-se:

$$V_o(z) \cdot (1 + a_1 z^{-1}) = V(z) \cdot (b_o) \quad (\text{D.30})$$

Aplicando a transformada Z inversa e escrevendo a tensão de saída atual $(V_o[k])$ em função das outras parcelas, tem-se:

$$V_o[k] = -a_1 \cdot V_o[k - 1] + b_0 \cdot V[k] \quad (\text{D.31})$$

A equação D.32 leva em consideração várias condições operacionais organizadas na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} V_o[3] \\ V_o[4] \\ V_o[5] \\ \vdots \\ V_o[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -V_o[3] & V[3] \\ -V_o[4] & V[4] \\ -V_o[5] & V[5] \\ \vdots & \vdots \\ -V_o[k-1] & V[k] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ b_0 \end{bmatrix} \quad (\text{D.32})$$

Portanto, observa-se que a saída do sistema depende de valores passados da entrada, caracterizando um modelo ARX (Auto Regressive with Exogenous Input). De modo a permitir uma melhor visualização dos vetores que compõe a representação será definido a seguir.

Vetor de Saída, definido por Y:

$$\begin{bmatrix} V_o[3] \\ V_o[4] \\ V_o[5] \\ \vdots \\ V_o[k] \end{bmatrix} = Y \quad (\text{D.33})$$

Matriz de regressores, definida por X:

$$\begin{bmatrix} -V_o[3] & V[3] \\ -V_o[4] & V[4] \\ -V_o[5] & V[5] \\ \vdots & \vdots \\ -V_o[k-1] & V[k] \end{bmatrix} = X \quad (\text{D.34})$$

Vetor de estimativas dos parâmetros, definido por $\hat{\theta}$:

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_0 \end{bmatrix} = \hat{\theta} \quad (\text{D.35})$$

Visando minimizar o erro quadrático entre os valores gerados pelo modelo e os valores da saída do sistema, é utilizada a expressão D.36 clássica dos mínimos quadrados.

$$\hat{\theta} = [X^T \cdot X]^{-1} \cdot X^T \cdot Y \quad (\text{D.36})$$

Como é imposta uma restrição ao sistema um novo vetor de estimativa de parâmetros ($\hat{\theta}_r$) deve ser determinado de forma a atender o critério restrição ($c_r = 1$) determinado na equação D.29.

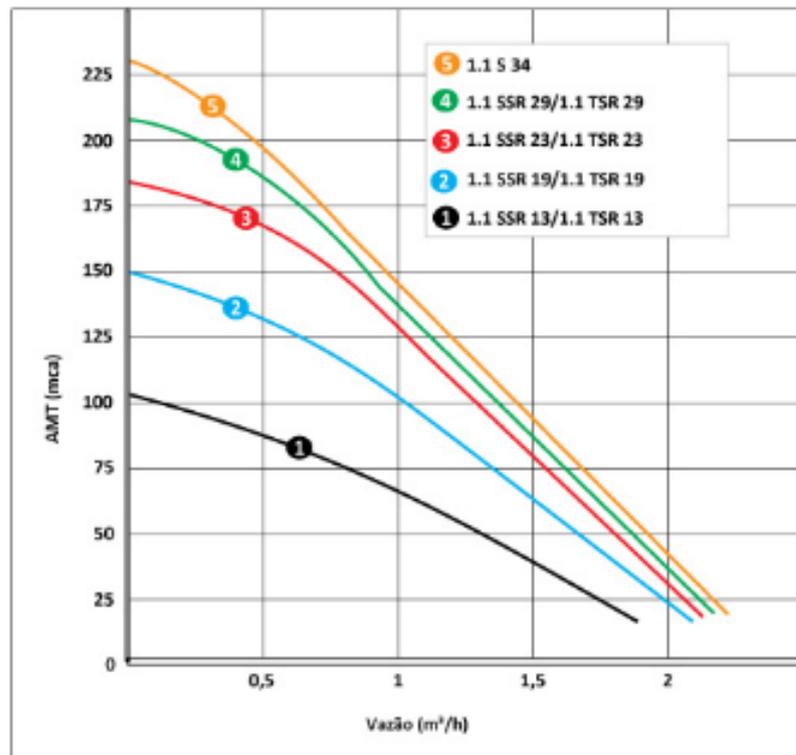
$$S \cdot \hat{\theta}_r = c_r \quad (\text{D.37})$$

Para implementação é utilizada a solução de Draper (1998) para os mínimos quadrados com restrições, determinada na expressão D.38:

$$\hat{\theta}_r = \hat{\theta} - ([X^T \cdot X]^{-1}) \cdot S^T \cdot [S \cdot ([X^T \cdot X]^{-1}) \cdot S^T]^{-1} \cdot (S \cdot \hat{\theta} - c_r) \quad (\text{D.38})$$

ANEXO A – Trecho de Manual

A.1 Curva da Bomba DANCOR SPP-1.1-TSR-13



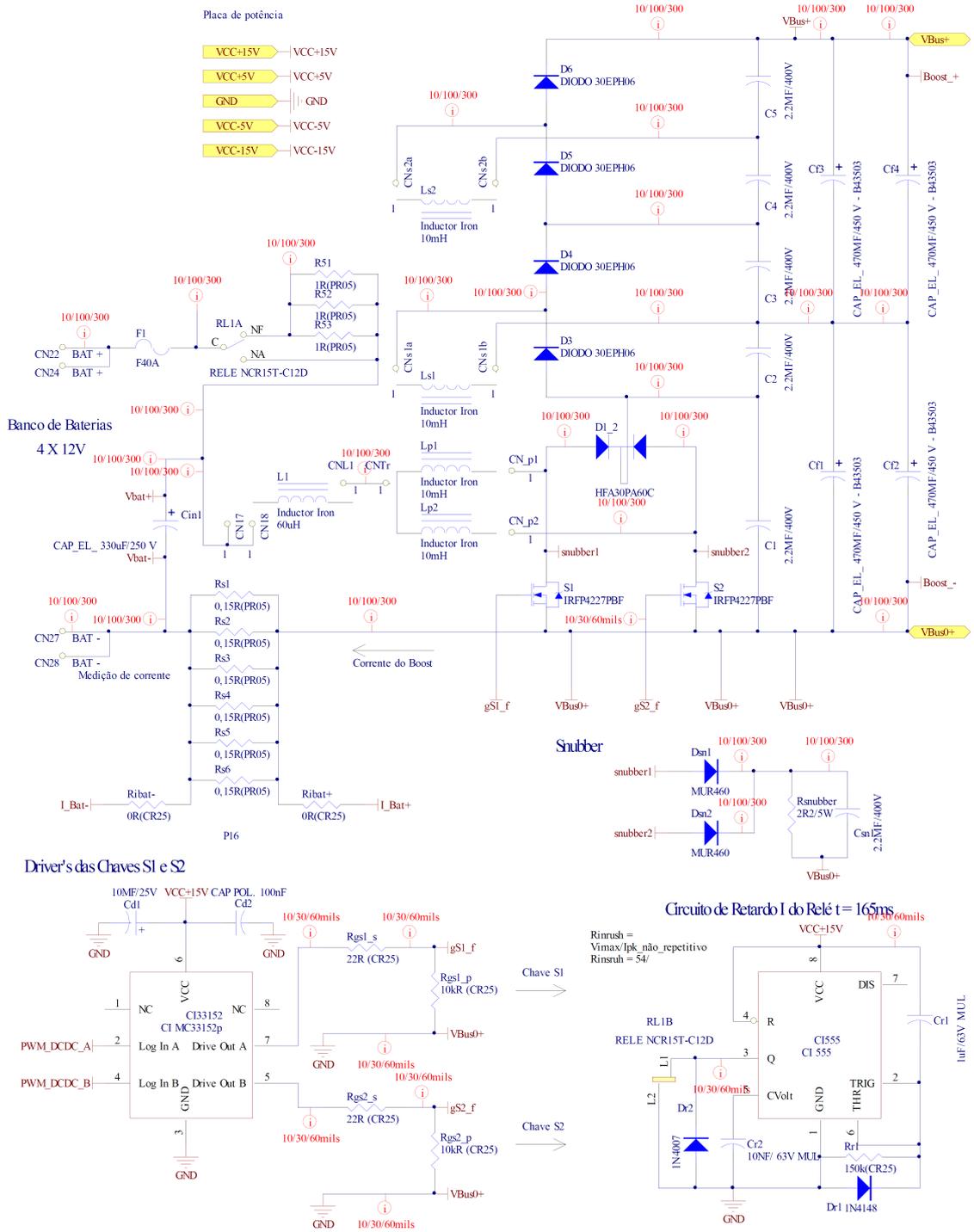
Modelo	Pot. (cv)	Estágios	Fases	Bocal de descarga (bsp)	AMT máx. (mca)	Altura Manométrica Total em metros de Coluna de Água (mca)																	
						Não estão incluídas as perdas por atrito																	
						Vazão (m³/h)																	
						18	24	30	36	42	51	67	79	85	103	115	121	134	140	158	164	176	182
1.1-SSR-13	1.1-TSR-13	1/2	13	1 1/2"	103	1,90	1,80	1,70	1,60	1,40	1,30	1,00	0,80	0,60									
1.1-SSR-19	1.1-TSR-19	3/4	19		151	2,10	2,00	1,90	1,80	1,70	1,60	1,40	1,30	1,20	1,00	0,80	0,70	0,50	0,30				
1.1-SSR-23	1.1-TSR-23	1	23		185	2,20	2,10	2,00	1,90	1,80	1,70	1,60	1,50	1,40	1,30	1,20	1,10	1,00	0,90	0,60	0,50	0,30	
1.1-SSR-29	1.1-TSR-29	1 1/4	29		195	2,20	2,10	2,00	1,98	1,90	1,80	1,70	1,60	1,50	1,30	1,20	1,10	1,00	0,90	0,80	0,70	0,60	0,50
1.1-S-34	--	2	34		230	2,20	2,15	2,10	2,06	2,00	1,90	1,70	1,60	1,50	1,40	1,30	1,20	1,10	1,00	0,90	0,80	0,70	0,40

Diâmetro do rotor: 75,4 mm.



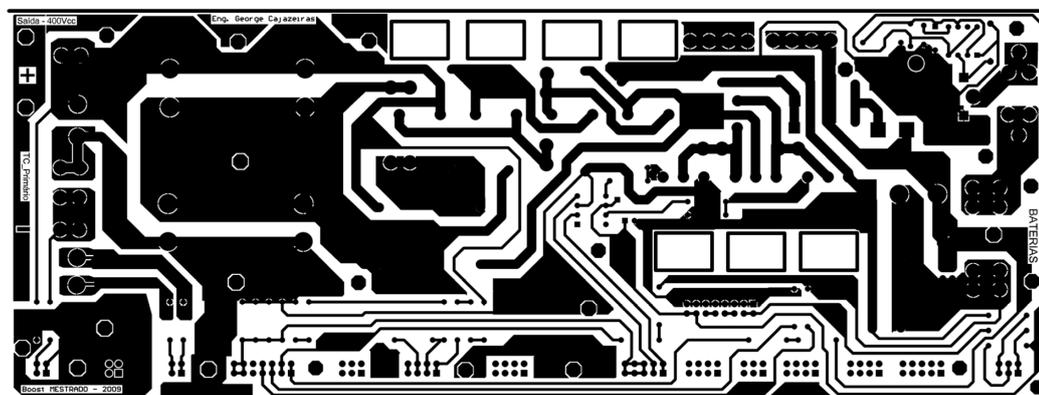
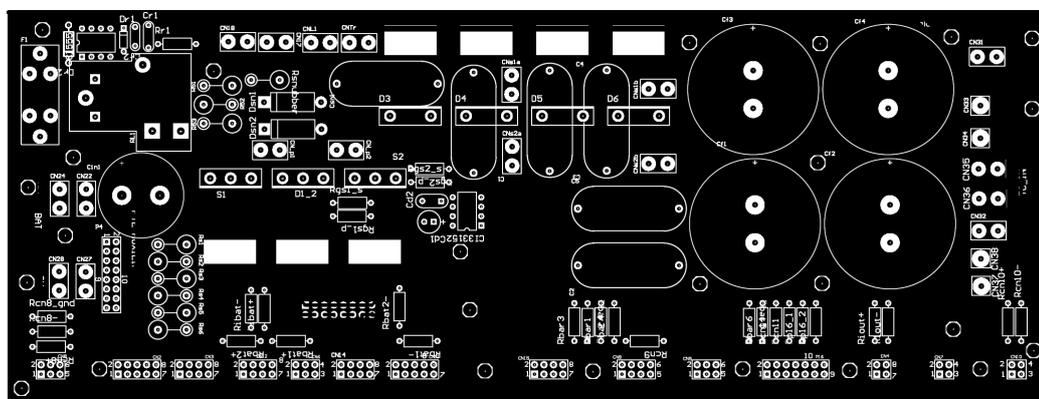
Fonte: DANCOR.

A.2 Circuito de Potência do Conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE



Fonte: Silveira (2011).

Figura 56: PCI de potência do conversor *boost*



Fonte: [Silveira \(2011\)](#).