



**UNIVERSIDADE DA INTEGRAÇÃO INTERNACIONAL DA LUSOFONIA AFRO-
BRASILEIRA**

INSTITUTO DE ENGENHARIAS E DESENVOLVIMENTO SUSTENTÁVEL (IEDS)

CURSO DE ENGENHARIA DE ENERGIAS

RAYANE PAULA DO NASCIMENTO

**ESTRATÉGIA DE CONTROLE DE TENSÃO PARA UM SISTEMA DE GERAÇÃO
FOTOVOLTAICA COM CONVERSOR *BOOST* E CONVERSOR DE FREQUÊNCIA
MONOFÁSICO DE PONTE COMPLETA.**

ACARAPE

Outubro de 2018

RAYANE PAULA DO NASCIMENTO

**ESTRATÉGIA DE CONTROLE DE TENSÃO PARA UM SISTEMA DE GERAÇÃO
FOTOVOLTAICA COM CONVERSOR *BOOST* E CONVERSOR DE FREQUÊNCIA
MONOFÁSICO DE PONTE COMPLETA.**

Trabalho de conclusão de curso desenvolvido na Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira do Instituto de Engenharias e Desenvolvimento sustentável como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Energias.

Área de concentração:
Engenharia de Energias.

Orientador: Prof. Me. Humberto Ícaro Pinto Fontinele.

ACARAPE

Outubro de 2018

Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira
Sistema de Bibliotecas da UNILAB
Catalogação de Publicação na Fonte.

Nascimento, Rayane Paula do.

N193e

Estratégia de controle de tensão para um sistema de geração fotovoltaica com conversor boost e conversor de frequência monofásico de ponte completa / Rayane Paula do Nascimento. - Acarape, 2018.

78f: il.

Monografia - Curso de Engenharia de Energias, Instituto de Engenharias e Desenvolvimento Sustentável, Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira, Redenção, 2018.

Orientador: Prof. Dr. Humberto Ícaro Pinto Fontinele.

1. Conversor CC/CC. 2. Conversor de frequência. 3. Sistemas fotovoltaicos. I. Título

CE/UF/BSP

CDD 621.31

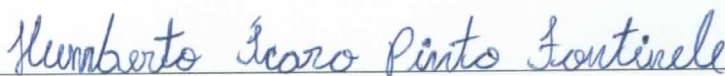
RAYANE PAULA DO NASCIMENTO

**ESTRATÉGIA DE CONTROLE DE TENSÃO PARA UM SISTEMA DE
GERAÇÃO FOTOVOLTAICO COM CONVERSOR BOOST E CONVERSOR
DE FREQUÊNCIA MONOFÁSICO DE PONTE COMPLETA**

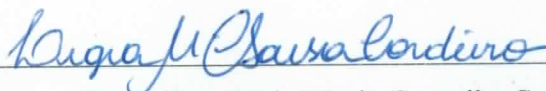
Monografia apresentada ao curso de Engenharia de Energias do Instituto de Engenharia e Desenvolvimento Sustentável da Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira, como requisito para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia de Energias.

Aprovado em 30/10/2018.

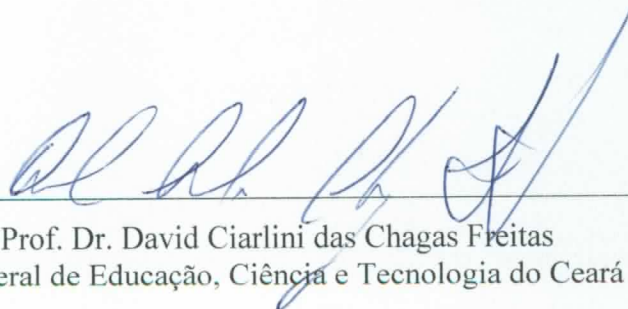
BANCA EXAMINADORA



Prof. MSc. Humberto Ícaro Pinto Fontinele
Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira (UNILAB)



Profª. Dra. Lígia Maria Carvalho Sousa Cordeiro
Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira (UNILAB)



Prof. Dr. David Ciarlini das Chagas Freitas
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará (IFCE)

“Talvez não tenha conseguido fazer o melhor, mas lutei para que o melhor fosse feito. Não sou o que deveria ser, mas Graças a Deus, não sou o que era antes”.

Marthin Luther King

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, a Deus que me proporcionou saúde e todas as oportunidades concedidas em minha caminhada.

Aos meus pais, Francisca Nubia e José Orlando, que sempre se estiveram presentes me apoiando e me fortalecendo.

Aos meus irmãos, principalmente minha irmã Rafayane Paula, que nunca mediram esforços para me ajudar.

Ao meu esposo, amigo e companheiro, Darleison Rodrigues, que me incentivou nas horas difíceis de desânimo e cansaço e que sempre esteve ao meu lado me mostrando a capacidade que tenho de alcançar meus objetivos.

À minha amiga Carla Patricia que esteve presente desde o início desta jornada, sempre andando ao meu lado e compartilhando todas as histórias, tristezas e alegrias.

À UNILAB e seu corpo docente, em especial meu orientador, Humberto Ícaro, por todo conhecimento transmitido, por me proporcionar o alcance dos meus objetivos e por ter me dado suporte e apoio no momento em que mais precisei. Ao meu professor Gustavo Henn por ter me ajudado bastante na realização das simulações, sem ele a realização deste trabalho não seria possível.

RESUMO

A crescente preocupação com o meio ambiente, o crescente incentivo em energias de fontes renováveis e o grande potencial solar do Brasil foram os fatores que motivaram a produção deste trabalho, que tem como objetivo apresentar uma estratégia de controle para um sistema de geração fotovoltaico on-grid, com conversor *boost* e conversor de frequência monofásico de ponte completa. A tarefa consiste em projetar um controlador PI, com filtro, para um conversor *boost*, com o objetivo de garantir um barramento de tensão constante para alimentar o conversor CC/CA escolhido, apesar dos ruídos de chaveamento do conversor. Além do controlador do conversor, é projetado um controlador PI, com avanço de fase, para controlar a tensão de saída do sistema, mesmo que ocorram flutuações de corrente e tensão de até 40% do valor de referência nos painéis. São apresentadas detalhadamente as equações do conversor *boost*, controladores e do conversor CC/CA, assim como as simulações com a resposta do sistema para as diferentes perturbações. Os projetos dos controladores são desenvolvidos baseando-se em um sistema fotovoltaico comercial, onde é construído o lugar das raízes para seleção dos ganhos dos dois controladores. Seguindo com a análise dinâmica do sistema, o diagrama de Bode mostra uma margem de ganho mais elevada para o sistema controlado, quando comparada com o sistema sem controlador, e uma margem de fase dentro dos critérios de desempenho que foram estabelecidos. As formas de onda da saída do sistema mostram que os controladores são capazes de manter a saída do sistema dentro dos níveis desejados de tensão, mesmo após a exposição de perturbações decorrentes dos chaveamentos e flutuações causadas por sombreamento dos painéis, o que permite concluir que a estratégia de controle sugerida neste trabalho é satisfatória para a tarefa proposta.

Palavras-chave: Controle. Conversor *boost*. Conversor de frequência. Fotovoltaico. Lugar das raízes. Diagrama de Bode.

RESUMÉ

L'intérêt croissant pour l'environnement, l'augmentation des incitations pour les sources d'énergie renouvelables et le potentiel solaire élevé du Brésil ont été les facteurs qui ont motivé la production de ce travail qui a l'objectif de présenter une stratégie de contrôle pour un système de génération photovoltaïque connecté au réseau, avec un convertisseur Boost et un convertisseur de fréquence en pont complet. La tâche consiste à concevoir un contrôleur PI, avec filtre, pour un convertisseur Boost, avec l'objectif de garantir un bus à tension continue pour alimenter le convertisseur DC/AC choisi, malgré le bruit de commutation du convertisseur. En plus du contrôleur d'onduleur, un contrôleur PI est conçu, à avance de phase, pour contrôler la tension de sortie du système, même en cas de fluctuation de courant et de tension, jusqu'à 40% de la valeur de référence, dans les panneaux. Les équations du convertisseur boost, contrôleurs et du convertisseur DC/AC ont été présentées en détail, ainsi que les simulations avec la réponse du système pour différentes perturbations. Les projets des contrôleurs sont développés sur la base d'un système photovoltaïque commercial, où il est construit le lieu des racines pour sélectionner les gains des deux contrôleurs. Suite à l'analyse dynamique du système, le diagramme de Bode montre une marge de gain plus élevée pour le système contrôlé, par rapport au système sans contrôleur, et une marge de phase dans les critères de performance qui ont été établis. Les formes d'onde de sortie du système montrent que les contrôleurs sont capables de maintenir la sortie du système dans les niveaux de tension souhaités, même après l'exposition à des perturbations dues à des commutations et des fluctuations dues à l'ombrage des panneaux, ce qui permet de conclure que la stratégie de contrôle suggérée dans ce travail est satisfaisante pour la tâche proposée.

Mots-clés: Contrôle. Convertisseur Boost. Convertisseur de Fréquence. Photovoltaïque. Lieu des Racines. Diagramme De Bode.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 - MERCADO GLOBAL DE ENERGIA FOTOVOLTAICA - 2016	6
FIGURA 2 - MATRIZ DE CAPACIDADE INSTALADA DE GERAÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA – DEZ/2017.....	6
FIGURA 3 - SISTEMA FOTOVOLTAICO CONECTADO AO BARRAMENTO DA REDE ELÉTRICA.....	7
FIGURA 4 - SISTEMA FOTOVOLTAICO ISOLADO DA REDE ELÉTRICA	7
FIGURA 5 - CONSTITUIÇÃO DE UM PAINEL SOLAR.....	8
FIGURA 6 - DOPAGEM DO SILÍCIO	9
FIGURA 7 - MODELO ELÉTRICO DE UMA CÉLULA SOLAR.	9
FIGURA 8 – CURVA CARACTERÍSTICA DE UM MÓDULO SOLAR.	10
FIGURA 9 – CURVA DE POTÊNCIA DE UM MÓDULO SOLAR.	10
FIGURA 10 - CONVERSOR <i>BOOST</i>	13
FIGURA 11 - CONVERSOR <i>BOOST</i> – 1º ETAPA DE OPERAÇÃO.	14
FIGURA 12 - COMPORTAMENTO DA CHAVE S.....	15
FIGURA 13 - CONVERSOR <i>BOOST</i> – 2º ETAPA DE OPERAÇÃO.	15
FIGURA 14 – SIMULAÇÃO DO CONVERSOR <i>BOOST</i>	20
FIGURA 15 – SIMULAÇÃO DA MODULAÇÃO PWM.	20
FIGURA 16 – MODULAÇÃO PWM.....	21
FIGURA 17 – FORMAS DE ONDAS DE TENSÃO E CORRENTE DE TODOS OS COMPONENTES DO CONVERSOR <i>BOOST</i>	21
FIGURA 18 – TOPOLOGIA DO CONVERSOR H4.....	24
FIGURA 19 – PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR H4.	25
FIGURA 20 – SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR H4.	25
FIGURA 21 – MODULAÇÃO SPWM.....	26
FIGURA 22 – FILTRO PASSA-BAIXA APLICADO NA CONEXÃO DO CONVERSOR <i>BOOST</i> COM O CONVERSOR H4.	28
FIGURA 23 – SIMULAÇÃO DO CONVERSOR DE PONTE COMPLETA.	30
FIGURA 25 – SIMULAÇÃO DO CONVERSOR EM CASCATA COM O CONVERSOR DE PONTO COMPLETA.	30
FIGURA 26 – MODULAÇÃO SPWM.....	31

FIGURA 27 – TENSÃO VAB DO INVERSOR.	32
FIGURA 28 – TENSÃO E CORRENTE NA SAÍDA NA CARGA DO INVERSOR DE PONTE COMPLETA.	32
FIGURA 29 – TENSÃO E CORRENTE NA CARGA DO CONVERSOR H4 EM CASCATA COM O CONVERSOR <i>BOOST</i>	33
FIGURA 30 – DIAGRAMA DO CONVERSOR BOOST COM A REPRESENTAÇÃO DAS MALHAS PARA APLICAÇÃO DAS LEIS DE KIRCHHOFF NAS DUAS ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	35
FIGURA 31 – DIAGRAMA DE BLOCO DA MALHA DE CONTROLE DO CONVERSOR <i>BOOST</i>	39
FIGURA 32 – CONTROLADOR PI COM FILTRO.....	41
FIGURA 33 – DIAGRAMA DE BODE – SISTEMA CONTROLADO E NÃO CONTROLADO.....	44
FIGURA 34 – DIAGRAMA DO LUGAR DAS RAÍZES DE MALHA FECHADA DO CONVERSOR <i>BOOST</i> (A), DO CONTROLADOR PI COM FILTRO (B) E DO CONVERSOR <i>BOOST</i> CONTROLADO (C).....	45
FIGURA 35 – PROJETO DE CONTROLE DO CONVERSOR <i>BOOST</i>	46
FIGURA 36 – TENSÃO NA ENTRADA DO CONVERSOR QUANDO HOUVER UMA REDUÇÃO DE 40% DA TENSÃO GERADA.	46
FIGURA 37 – TENSÃO E CORRENTE NA SAÍDA DO CONVERSOR COMPENSADO APÓS A REDUÇÃO DE 40% DA TENSÃO GERADA.	47
FIGURA 38 – SIMULAÇÃO DO INVERSOR EM CASCATA COM O CONVERSOR CONTROLADO.	48
FIGURA 39 – TENSÃO E CORRENTE NA CARGA DO CONVERSOR H4 EM CASCATA COM O CONVERSOR <i>BOOST</i> CONTROLADO.	48
FIGURA 40 – FILTRO DO INVERSOR.....	50
FIGURA 41 – DIAGRAMA DE BLOCOS DA MALHA DE CONTROLE DO CONVERSOR CC/CA.....	50
FIGURA 42 – CONTROLADOR PI.....	51
FIGURA 43 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA COMPLETO	53
FIGURA 44 – SIMULAÇÃO DO SISTEMA COMPLETO.	53
FIGURA 45 – DIAGRAMA DE BODE DA MALHA DE CONTROLE DO INVERSOR H4.	54
FIGURA 46 – DIAGRAMA DO LUGAR DAS RAÍZES DE MALHA FECHADA DO INVERSOR (A), DO CONTROLADOR PI (B) E DO INVERSOR CONTROLADO (C).	55
FIGURA 47 – DIAGRAMA DO LUGAR DAS RAÍZES DE MALHA FECHADA DO FILTRO (A) E DO SISTEMA COMPLETO (B).	56
FIGURA 48 – TENSÃO E CORRENTE NA SAÍDA DO SISTEMA COMPLETO.	56

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – CARACTERÍSTICAS DE INTERFACE COM A REDE ELÉTRICA.	11
TABELA 2 – DADOS DO KIT GERADOR UTILIZADO COMO EXEMPLO.	18
TABELA 3 – DADOS DO PROJETO.	19
TABELA 4 – PARÂMETROS ENCONTRADOS NO PROJETO DO CONVERSOR <i>BOOST</i>	19
TABELA 5 – TENSÃO E CORRENTE DOS COMPONENTES ENCONTRADOS NA SIMULAÇÃO DO CONVERSOR.	22
TABELA 6 – COMPARAÇÃO DOS VALORES SIMULADOS E CALCULADOS.	22
TABELA 7 - DADOS UTILIZADOS NO CALCULO DO FILTRO DO INVERSOR.	27
TABELA 8 – PARÂMETROS CALCULADOS DO INVERSOR.	29
TABELA 9 – PERTURBAÇÕES ACRESCENTADAS AOS SINAIS.	37
TABELA 10 – COMPARAÇÃO DOS VALORES APRESENTADOS NA SIMULADOS SEM O COMPENSADOR E SEM O SOMBREAMENTO E COM O COMPENSADOR, APÓS A REDUÇÃO DE 40%.	47

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>CC</i>	Corrente contínua
<i>CA</i>	Corrente alternada
<i>Vca</i>	Tensão em corrente alternada
<i>Vcc</i>	Tensão em corrente contínua
<i>PI</i>	Proporcional integral
<i>PD</i>	Proporcional derivativo
<i>PID</i>	Proporcional integral derivativo
<i>MW</i>	Megawatt
<i>MWp</i>	Megawatt pico
<i>GW</i>	Gigawatt
<i>PSIM</i>	Software for Power Electronics Simulation
<i>MATCAD</i>	Mathematic Computer Aided Design.
<i>UPS</i>	Uninterruptible Power Supply
<i>PWM e SPWM</i>	Pulse-Width Modulation e Pulse-Width Modulation Sinusoidal
<i>MPPT</i>	Maximum Power Point Tracking
<i>FTMA_v</i>	Função de transferência em malha aberta de tensão
<i>FTLA_v</i>	Função de transferência de laço aberto de tensão
<i>FTMA_d</i>	Função de transferência de malha aberta do compensador
<i>THD</i>	Taxa de distorção Harmônica
<i>FP</i>	Fator de potência
<i>FTMA_{v,in}</i>	Função de transferência em malha aberta de tensão do inversor
<i>FTLA_{v,in}</i>	Função de transferência de laço aberto de tensão do inversor
<i>FTMA_{d,in}</i>	Ganho na frequência de cruzamento em malha aberta do inversor
$\phi FTMA_{d,in}$	Avanço de fase da função de transferência de malha aberta do compensador PI
$\phi FTMA_d$	Avanço de fase da função de transferência de malha aberta do compensador PI com filtro
<i>ABNT</i>	Associação Brasileira de Normas Técnicas
<i>NBR</i>	Norma Brasileira

LISTA DE SIMBOLOS E UNIDADES

$I_{D_{cel}}$	Corrente no diodo que representa a junção P-N da célula
$I_{G_{cel}}$	Corrente gerada pela célula
I_{cel}	Corrente da célula
I_o	Corrente na carga
I_{in}	Corrente na entrada do conversor.
I_c	Corrente no capacitor
I_L	Corrente no indutor
I_s	Corrente na chave
I_D	Corrente no diodo
$I_{S_{máx}}$	Corrente máxima na chave
$I_{D_{máx}}$	Corrente máxima do diodo
$\Delta i_{L1}, \Delta i_{L2}$	Variação de tensão no indutor
$di_{L1}/dt, di_{L2}/dt$	Derivada da corrente do indutor
ΔI_L	Ripple de corrente
V_{in}	Tensão de entrada
V_o	Tensão de saída
$V_{D_{cel}}$	Tensão no diodo que representa a junção P-N da célula
V_{cel}	Tensão da célula
$V_{S_{máx}}$	Tensão máxima na chave
$V_{D_{máx}}$	Tensão máxima reversa no diodo
V_L	Tensão no indutor
V_s	Tensão na chave
V_D	Tensão no diodo
ΔV_o	Ripple de tensão
L	Indutor do conversor
S	Chave do conversor
C	Capacitor de filtro do conversor
D	Diodo do conversor
R	Resistor do conversor
G	Ganho

d	Razão cíclica
d'	Complemento da razão cíclica
P_o	Potência de saída do conversor
T_s	Período de chaveamento
T_{on}	Período em que a chave está ligada
T_{off}	Período em que a chave está desligada
f_s	Frequência de chaveamento.
Δt	Intervalo de tempo em que a chave permanece ligada
$\Delta t'$	Intervalo de tempo em que a chave permanece desligada
$\hat{v}_i(t)$	Perturbação na tensão de entrada do conversor
$\hat{v}_o(t)$	Perturbação na tensão de saída do conversor
$\hat{i}_L(t)$	Perturbação na corrente do indutor do conversor
$\hat{i}_o(t)$	Perturbação na corrente de saída do conversor
$\hat{d}(t)$	Perturbação na razão cíclica do conversor
$G_{vd}(s)$	Função de transferência do conversor pela razão cíclica
$G_{vg}(s)$	Função de transferência do conversor pela tensão de entrada
$G_c(s)$	Função de transferência do Compensador
$H_v(s)$	Ganho de realimentação do conversor
F_m	Ganho da moduladora
V_m	Tensão da moduladora
$\hat{v}_{ref}(s)$	Tensão de referência
$C1, C2$	Capacitores do compensador
$R1, R2$	Resistores do compensador
$E_i(s)$	Tensão de entrada do compensador
$E_o(s)$	Tensão de saída do compensador
f_c	Frequência de corte de compensador
Z_1, Z_2	Zeros do compensador
f_{p1}	Frequência do pólo do compensador
f_z	Frequência do zero do compensador
Φ_{FTMA_d}	Avanço de fase da função de transferência de malha aberta
W	Watts
V	Volts

Hz	Hertz
A	Ampère
Ω	Ohm
H	Henrys
F	Faraday
Kc	Ganho do compensador
T_{rc}	Tempo de reconexão com a rede elétrica
Mi	Índice de Modulação
V_{cc}	Tensão na entrada do inversor
V_{ca}	Tensão na saída do inversor
ΔI_l	Ripple de corrente no indutor do inversor
η	Eficiência do Sistema
I_{CA}	Corrente na saída do inversor
I_{pk}	Tensão de Pico na saída do inversor
R_{CA}	Carga na saída do inversor
ΔI_{in}	máxima variação de corrente no indutor de filtro do inversor
L_f	Indutor de filtro na saída do inversor
C_f	Capacitor de filtro na saída do inversor
V_{ab}	Tensão nos pontos AB do inversor
$G_{in}(s)$	função de transferência do controlador do inversor
V_{m_in}	tensão de referência da moduladora do inversor
F_{m_in}	função de transferência da moduladora
\hat{V}_{ref_in}	tensão de referência do inversor;
$H_{in}(s)$	ganho do sensor de tensão da malha do inversor
$R3, R4$	Resistências do controlador PI
$C3$	Capacitância do controlador PI
k_{c_in}	Ganho do compensador PI
C_{pb}	Capacitância do filtro passa-baixa
f_{c_pb}	Frequência de corte aplicada ao filtro passa-baixa
R_{pb}	Resistência do filtro passa-baixa

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	1
1.1 INTRODUÇÃO GERAL	1
1.2 CONTEXTUALIZAÇÃO DO PROBLEMA.....	2
1.3 MOTIVAÇÃO.....	3
1.4 OBJETIVOS GERAL E ESPECÍFICOS.....	3
1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO	3
2 ENERGIA SOLAR E A CONVERSÃO FOTOVOLTAICA	5
2.1 A ENERGIA SOLAR NO BRASIL E NO MUNDO.....	5
2.2 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	6
2.3 O PAINEL FOTOVOLTAICO.....	8
2.4 CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DE UM PAINEL FOTOVOLTAICO.....	9
2.5 PARÂMETROS DE QUALIDADE PARA LIGAÇÃO SISTEMAS FOTOVOLTAICOS ON-GRID	11
2.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	11
3 CONVERTOR BOOST.....	13
3.1 TOPOLOGIA E MODOS DE OPERAÇÃO	13
3.1.1 TOPOLOGIA.....	13
3.1.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	13
3.1.2.1 PRIMEIRA ETAPA.....	14
3.1.2.2 SEGUNDA ETAPA	15
3.1.3 GANHO ESTÁTICO	16
3.2 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES	17
3.3 EXEMPLO DE PROJETO DO CONVERTOR <i>BOOST</i>	18
3.4 SIMULAÇÃO	19
3.5 RESULTADOS E DISCUSSÕES	19
3.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	23
4 O CONVERTOR CC/CA.....	24
4.1 CONVERTOR DE PONTE COMPLETA (H4).....	24
4.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERTOR CC/CA H4.....	25
4.2.1 PRIMEIRA ETAPA.....	25
4.2.2 SEGUNDA ETAPA.....	25
4.3 ESTRATÉGIA DE COMUTAÇÃO DAS CHAVES DO CONVERTOR CC/CA H4	26
4.4 PARÂMETROS DO FILTRO LC PARA SAÍDA DO CONVERTOR CC/CA H4.....	26
4.5 PROJETO DO FILTRO PASSA-BAIXA DE CONEXÃO DO <i>BOOST</i> COM O CONVERTOR H4	28
4.6 PROJETO DO CONVERTOR H4.....	29
4.7 SIMULAÇÕES	29

4.8	RESULTADOS E DISCUSSÕES	31
4.9	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	33
5	CONTROLE DO CONVERSOR BOOST	35
5.1	MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST	35
5.2	MALHA DE CONTROLE	39
5.3	CONTROLE DO CONVERSOR <i>BOOST</i>	40
5.4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	44
5.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	49
6.1	MODELAGEM DO CONVERSOR CC/CA.....	50
6.2	MALHA DE CONTROLE	50
6.3	PROJETO DO CONTROLADOR PI PARA O CONVERSOR H4	51
6.4	DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA COMPLETO.....	53
6.5	RESULTADOS E DISCUSSÕES	54
6.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	57
7	CONCLUSÕES	58
7.1	INTRODUÇÃO	58
7.2	RESUMO DAS CONTRIBUIÇÕES DA MONOGRAFIA.....	58
7.3	SUGESTÃO DE TRABALHOS FUTUROS	59
	REFERÊNCIAS	60

1 INTRODUÇÃO

1.1 INTRODUÇÃO GERAL

As fontes de energias ditas renováveis começaram a ganhar uma maior atenção desde a crise do petróleo, em 1973 e 1978, pois foi neste período que se intensificaram as discussões sobre o meio ambiente, devido às mudanças climáticas que vinham sendo percebidas.

A energia solar fotovoltaica mostrou-se como uma ótima alternativa a crise, pois além de ser considerada inesgotável, era obtida da conversão direta da energia proveniente do sol, através das células fotovoltaicas, e era considerada praticamente livre de poluição. Portanto, os investimentos em programas de incentivo a energia solar se tornaram cada vez mais presentes e uma das iniciativas foi a instalação da primeira central solar de grande porte (1 MWp) na Califórnia, em 1982 (VALLÊRA; BRITO, 2016).

A criação dos programas de incentivo desencadeou um crescimento exponencial do mercado de energia fotovoltaica, fazendo com que se popularizasse a sua utilização e, atualmente, essa tecnologia está sendo cada vez mais utilizada, tanto na indústria como em áreas rurais, onde nem sempre há acesso à energia elétrica.

O Brasil, devido aos altos níveis de radiação solar, principalmente na região nordeste, tem um enorme potencial para geração de energia elétrica a partir desta fonte. No entanto, o interesse do país na utilização desse recurso só se tornou considerável com a celebração do Acordo de Paris, no ano de 2015, onde o Brasil assumiu um compromisso de redução de emissões de gases de efeito estufa, em 2025 e 2030, respectivamente em 37% e 43% em relação aos níveis de 2005 (NASCIMENTO, 2017). O governo brasileiro passou, então, a dar uma maior atenção e incentivos para o aproveitamento da fonte solar.

De acordo com o Balanço Energético Nacional (2017), em 2016 a energia solar atingiu 56,9 MW de potência instalada, 43,6 MW a mais que no ano de 2015. Nota-se, portanto, que houve um avanço considerável da geração fotovoltaica no país (EPE, 2017), mas que ainda há muitos obstáculos para que essa fonte seja de fato consolidada.

Um dos empecilhos desse maior aproveitamento solar está no baixo rendimento da tecnologia empregada para a produção da energia, por isso, é necessária a utilização de equipamentos complementares, como os conversores, de alta eficiência, para aumentar a flexibilidade do sistema e torná-lo mais atrativo.

1.2 CONTEXTUALIZAÇÃO DO PROBLEMA

Os conversores CC/CC são dispositivos capazes de converter um determinado nível de tensão CC em outro, também CC, através da variação da razão cíclica do chaveamento de uma chave do sistema. Eles são muito utilizados no campo da eletrônica de potência e são adotados por diferentes tecnologias.

Em sistemas solares aplicados às residências, onde as tensões necessárias para a alimentação das cargas é de 110 Vca ou 220 Vca, os conversores *boost* são os mais utilizados, pois eles elevam o nível de tensão produzido pelas células solares, que normalmente é baixo, para valores maiores (HENN, 2008).

Além da baixa eficiência das células fotovoltaicas, há ainda a dificuldade de controlar a tensão elétrica entregue ao sistema do consumidor. Falhas neste controle pode resultar em instabilidade e, por esta razão, deve existir um controlador projetado para manter a tensão dentro de uma faixa adequada, apesar das flutuações de tensão inerentes à conversão fotovoltaica.

Em sistemas autônomos, conhecidos por off-grid, é necessário ainda dispositivos que armazenem essa energia, que usualmente são baterias, já que a sua geração se dá de forma intermitente. As baterias têm como objetivo armazenar a energia na forma eletroquímica, através da imersão dos seus eletrodos, positivos e negativos, em uma solução eletrolítica. (SOARES, 2011).

A utilização de um conversor de frequência também é essencial, já que o conversor CC/CC converte apenas níveis de tensão CC para níveis de tensão CC e as cargas normalmente requerem alimentação CA. As topologias monofásicas de conversores CC/CA, normalmente utilizadas em sistemas fotovoltaicos, são as de meia ponte, ponte completa, chamados de H4, e seus derivados, pois são as que oferecem a melhor combinação entre eficiência e custo, além de apresentarem bons resultados quando utilizados na prática (MARANGONI, 2012).

Neste sentido, sabendo do grande potencial solar que o Brasil possui, da importância e vantagens desta fonte de energia para o setor elétrico do país e da necessidade de estudos no sentido de melhorar a eficiência das tecnologias empregadas na conversão fotovoltaica, este trabalho propõe uma estratégia de controle, com dois controladores e filtros, aplicada a um sistema solar fotovoltaico, sendo uma malha de controle destinada ao conversor *boost* e outra destinada ao conversor H4, ambas cascadeadas. O objetivo da estratégia de controle é regular os níveis de energia do conversor H4, de modo que este possa ser ligado à rede elétrica

secundária ou diretamente às cargas domésticas, atendendo aos requisitos mínimos de qualidade de energia.

1.3 MOTIVAÇÃO

O elevado consumo de energia e a crescente busca pela substituição dos combustíveis fósseis por fontes renováveis são fatores que estimula a constante busca pelo desenvolvimento de novos métodos e mecanismos que permitam alcançar maior eficiência nos sistemas de geração fotovoltaicos, entregando assim mais energia ao consumidor.

1.4 OBJETIVOS GERAL E ESPECÍFICOS

Este trabalho tem como objetivo principal desenvolver uma estratégia de controle para um sistema de geração fotovoltaica on-grid, sendo composto por duas malhas de controle, uma para o conversor *boost* e a outra para conversor CC/CA de ponte completa. O sistema considerado é alimentado por 6 painéis fotovoltaico de 330Wp cada, e o esquema de controle deve garantir os parâmetros de qualidade de energia necessários para ligação deste sistema de geração à rede elétrica secundária da concessionária, ou cargas domésticas diretamente.

Para se alcançar o objetivo geral, os seguintes objetivos específicos devem ser atendidos:

- Realizar uma análise detalhada da topologia do conversor *boost* e suas etapas de operação;
- Utilizando-se de parâmetros de operação do conversor, previamente definidos, como potência, tensão de entrada e saída, frequência, *ripple* e rendimento, projetar o circuito do conversor *boost* e sua respectiva simulação no software *PSIM*;
- Projetar um conversor CC/CA monofásico de ponte completa e utilizar o *PSIM* para simular o comportamento deste conversor, interligado ao conversor *Boost* já projetado;
- Projetar duas malhas de controle utilizando análise de lugar das raízes e diagrama de Bode, através dos *softwares PSIM, MATHCAD* e Matlab, para alcançar as especificações de qualidade de energia desejadas.

1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO

Buscando alcançar os objetivos estabelecidos, este trabalho está organizado em seis capítulos, incluindo o capítulo de Introdução.

No Capítulo 2 é exposta uma revisão bibliográfica sobre a energia solar fotovoltaica e suas tecnologias, além de suas principais características.

O Capítulo 3 traz uma breve introdução do conversor *boost*, sua análise topológica, a determinação das suas equações e, através de um exemplo de projeto, as simulações das suas formas de ondas.

No Capítulo 4 é apresentado o conversor CC/CA proposto neste estudo. São exibidas suas principais características, equações e etapas de operação, além da simulação das suas formas de onda. É realizada ainda as análises do mesmo em cascata com o conversor *boost*.

O projeto do controlador *Boost* é apresentado no Capítulo 5. Todos os cálculos são realizados pelo *Mathcad* e suas simulações pelo *software* PSIM. Foi realizada uma análise do circuito compensador, em cascata com o inversor apresentado no capítulo 3.

Já o capítulo 6 apresenta o projeto do controlador aplicado ao conversor CC/CA. Os cálculos são realizados pelo *Mathcad* e suas simulações pelo *software* PSIM. É apresentado ainda o comportamento do sistema completo, ou seja, com o conversor CC/CC e o conversor CC/CA controlados.

Por fim, o Capítulo 7 relata as principais conclusões obtidas ao longo do trabalho e nos resultados apresentados nos capítulos anteriores, acompanhadas de sugestões para possíveis trabalhos futuros.

A sequência dos capítulos deste trabalho tem o objetivo de estimular no leitor uma melhor compreensão acerca do tema abordado.

2 ENERGIA SOLAR E A CONVERSÃO FOTOVOLTAICA

2.1 A ENERGIA SOLAR NO BRASIL E NO MUNDO

O crescimento populacional, e o conseqüente aumento da demanda por energia, a preocupação com o meio ambiente, a disponibilidade e diversos outros fatores estão tornando a energia solar cada vez mais atrativa. Os incentivos públicos da década de 70 fizeram com que alguns países como a Alemanha, Japão, Estados Unidos e Espanha se destacassem e liderassem o setor de energia fotovoltaica por muitos anos. (NASCIMENTO, 2017)

Na Alemanha foi criada uma legislação que obrigava as concessionárias de energia a receber em sua rede a energia gerada pelos consumidores, remunerá-la e distribuí-la, no intuito de reduzir ao máximo a utilização dos combustíveis fósseis e da energia nuclear. A energia fornecida pelo consumidor possuía uma tarifa diferente, chamada tarifa-prêmio (*feed-in tariff*), daquela cobrada pela rede pública, e era calculada de forma a garantir uma taxa interna de retorno (TIR) atrativa para o investidor (MME, 2009).

Os incentivos abriram, então, portas para maiores investimentos na energia proveniente do sol e foi possível verificar seu crescimento. O ano de 2016, por exemplo, foi um ano recorde para essa energia, pois ele foi caracterizado pelo significativo crescimento do mercado fotovoltaico e pela consolidação da liderança asiática tanto no mercado quanto na indústria fotovoltaica (IEA, 2017).

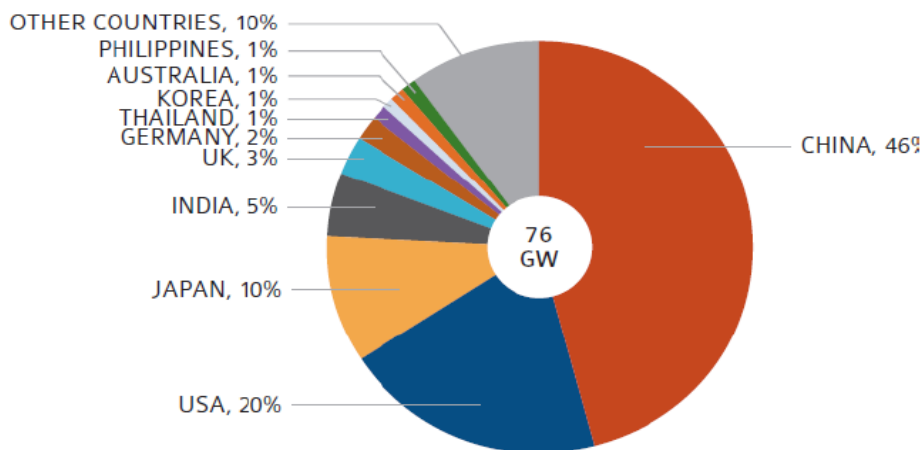
O mercado global de energia solar em 2016 teve um aumento de 76 GW de capacidade em todo mundo, representando um crescimento de quase 50% se comparado ao ano de 2013 e 2014. A maior contribuição veio da china, com 34,55 GW, seguido dos Estados Unidos, com 14,7 GW, e Japão, com 7,9 GW. Alguns outros países também tiveram uma grande contribuição nesse crescimento, como pode ser visto na Figura 1 (IEA, 2017).

O Brasil não estava entre os maiores líderes mundial em energia solar em 2016, pois possuía apenas 80 MW da capacidade instalada. Em 2017 sua capacidade instalada passou a ser 1.097 MW, com uma evolução de 1.264,4% (MME, 2017).

O avanço Brasileiro no mercado solar é notável, mas ainda é preciso maiores investimento. No entanto, se for analisado a predominância da energia renovável, não apenas solar, o Brasil possui em sua matriz cerca de 80% de energia limpa, onde 63,7% é representada pela energia hidráulica e apenas 0,7% de energia solar, como pode ser visto na Figura 2 (MME, 2017). A grande utilização da energia hidráulica, por ser uma fonte com

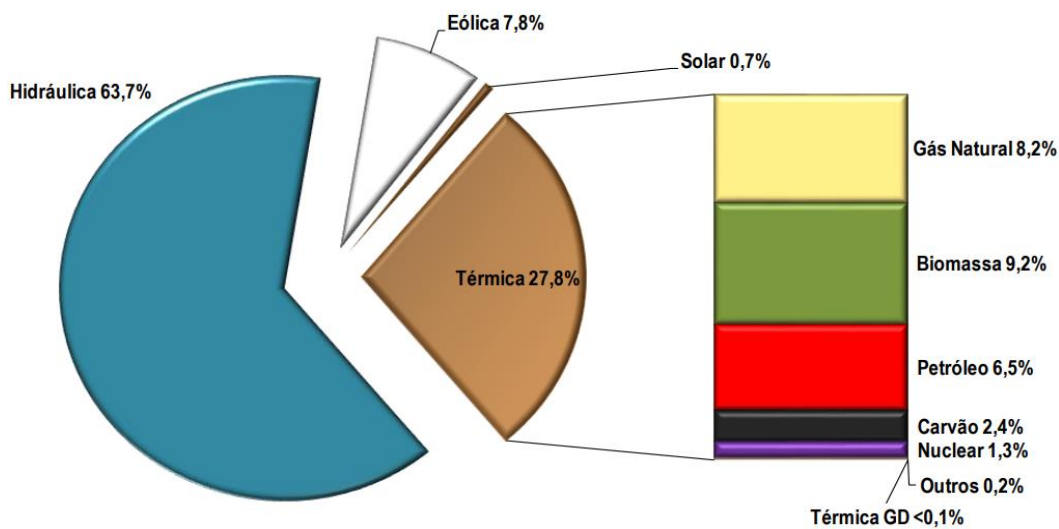
menor custo de produção de energia, possivelmente seja o principal motivo de não haver um interesse maior em investimentos na energia solar até o momento.

Figura 1 - Mercado Global de Energia Fotovoltaica - 2016



Fonte: (IEA, 2017).

Figura 2 - Matriz de Capacidade Instalada de Geração de Energia Elétrica –Dez/2017.



Fonte: (MME, 2017).

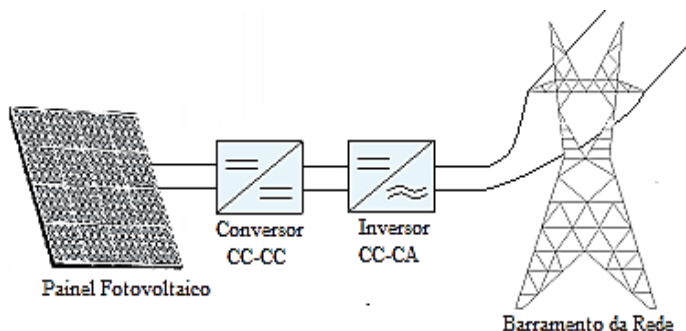
2.2 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Os sistemas fotovoltaicos, em sua maioria, entregam a energia proveniente da radiação solar, convertida em energia elétrica, às redes receptoras (baixa ou média tensão), ou é utilizada para alimentar cargas em redes isoladas. Essas duas maneiras de utilização da energia solar criou uma distinção das formas em que os sistemas fotovoltaicos podem ser

explorados, são elas: sistemas ligados à rede (*on-grid*) e sistemas isolados ou autônomos (*off-grid*) (FREITAS, 2008).

Os sistemas *on-grid* funcionam normalmente como complementação de energia elétrica da distribuidora, onde a energia pode fluir em duas direções: da distribuidora para o consumidor, caso mais usual, e do consumidor para a distribuidora, quando há excesso de produção de energia (IPEA, 2013). Quando há queda de energia nas linhas de transmissão, devido à alguma contingência, os sistemas fotovoltaicos ligados a rede de distribuição afetada são automaticamente desligados para que não haja uma sobrecarga no mesmo. A Figura 3 mostra um esquemático de um sistema fotovoltaico interligado à rede.

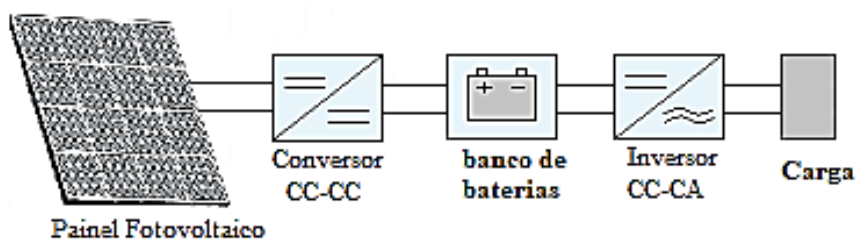
Figura 3 - Sistema fotovoltaico conectado ao barramento da rede elétrica



Fonte: Autora, 2018.

Já os sistemas *off-grid* funcionam para atender às cargas isoladas, que normalmente são instaladas em regiões remotas. Neste sistema é necessário que haja componentes armazenadores de energia para que seja possível alimentar a carga em todas as horas do dia, mesmo se houver pouca incidência da radiação solar ou sombreamento das células. A Figura 4 mostra um esquemático de um sistema fotovoltaico isolado.

Figura 4 - Sistema fotovoltaico isolado da rede elétrica



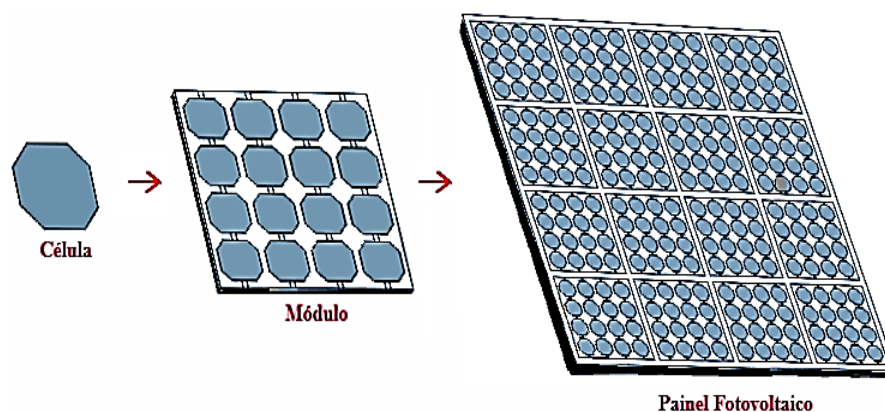
Fonte: Autora, 2018.

2.3 O PAINEL FOTOVOLTAICO

As células fotovoltaicas são os equipamentos que absorvem a energia da luz do Sol e convertem em energia elétrica, através do efeito fotovoltaico, que foi observado por Edmond Bequerel em 1839 (ENEL, 2016). No entanto apenas uma célula não produz potência o suficiente para alimentar uma carga residencial ou de maior porte, logo, é necessário interligá-las de modo que seja possível uma produção mais elevada de energia.

O agrupamento de células fotovoltaicas forma, então, um módulo fotovoltaico que, sozinho, ainda não é o suficiente para produzir energia para alimentar cargas residenciais, comerciais ou industriais, por isso são agrupadas para produzir um painel fotovoltaico, como é mostrado na Figura 5.

Figura 5 - Constituição de um Painel Solar

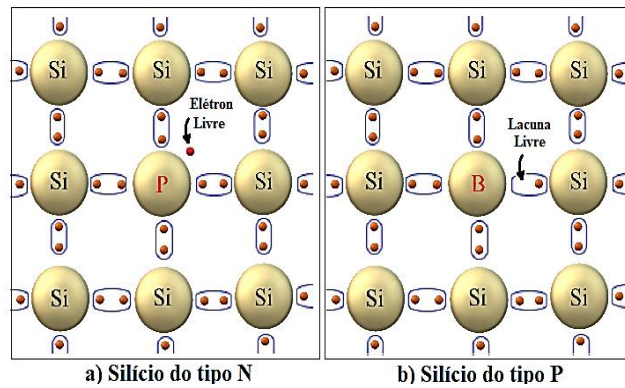


Fonte: Adaptado de (PINTO *et al*, 2015).

As células são normalmente formadas por silício, pois é o segundo elemento mais abundante no planeta e não muito sensível à temperatura. No entanto o silício puro não possui elétrons livres e, portanto, não conduz eletricidade. Por isso, é necessário mudar sua estrutura, acrescentando outros elementos, processo denominado de dopagem (SEGUEL, 2009).

No processo de dopagem o Silício pode ser transformado em um material do tipo N ou do Tipo P. O silício do tipo N é produzido acrescentando-se átomos pentavalentes a estrutura, como por exemplo, o fósforo, fazendo com que surjam elétrons livres. O material do tipo P é formado acrescentando átomos trivalentes, como por exemplo o boro, fazendo com que o material fique com lacunas disponíveis.

Figura 6 - Dopagem do silício



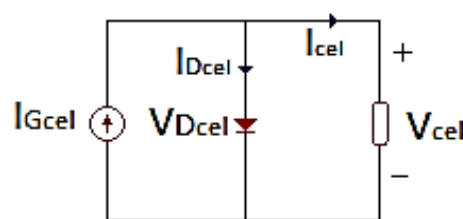
Fonte: Adaptado de (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013).

A junção dos dois materiais forma um campo elétrico e quando há incidência de luz sobre eles ocorre à movimentação de elétrons e a formação de corrente que pode passar por um circuito externo e, portanto, produzir eletricidade.

2.4 CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DE UM PAINEL FOTOVOLTAICO

De acordo com o princípio de funcionamento mostrado na Figura 7, é possível representar a célula em formato de circuito elétrico. A Figura 7 mostra a representação mais básica e ideal de uma célula fotovoltaica.

Figura 7 - Modelo elétrico de uma célula solar.

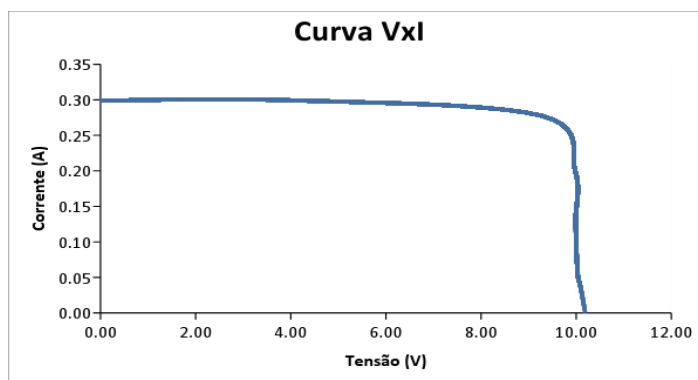


Fonte: Autora, 2018.

Como pode ser visto na Figura 7, a corrente gerada pela célula é representada por uma fonte de corrente ($I_{G_{cel}}$) e a junção P-N é modelada como um diodo, onde a tensão que recai sobre ele é representada por $V_{D_{cel}}$. Quando uma carga é ligada a célula ela terá uma tensão V_{cel} e as correntes que fluirão pelo diodo e pela carga são representados pelos parâmetros $I_{D_{cel}}$ e I_{cel} , respectivamente.

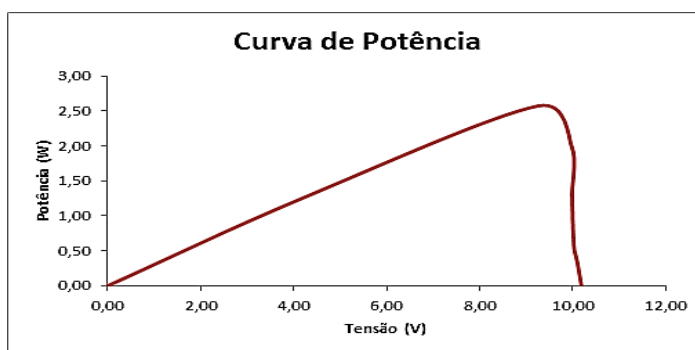
Para a obtenção da curva característica de um módulo solar (curva VxI) é importante realizar a análise de tensão de circuito aberto e corrente de curto-circuito. Para a análise de curto circuito considera-se a resistência da carga da célula igual a zero, logo, a tensão em seus terminais também é zero e a corrente é a máxima e chamada de corrente de curto-circuito. O aumento da resistência da carga acarreta um aumento de tensão em seus terminais, no entanto, a corrente permanece a mesma até que sua tensão supere a tensão limiar do diodo. Quando a resistência da carga estiver muito elevada, tendendo ao infinito, a tensão que recai sobre a mesma é a máxima e chamada de tensão de circuito aberto.

Figura 8 – Curva característica de um módulo solar.



Fonte: Autora, 2018.

Figura 9 – Curva de potência de um módulo solar.



Fonte: Autora, 2018.

A Figura 8 mostra um exemplo da curva característica de um módulo solar e a Figura 9 mostra a curva de potência, que é obtida pelo produto da tensão e corrente medidos para a obtenção da curva VxI.

2.5 PARÂMETROS DE QUALIDADE PARA LIGAÇÃO SISTEMAS FOTOVOLTAICOS ON-GRID

Para que um sistema fotovoltaico possa ser interligado à rede elétrica o mesmo deve atender a um conjunto de normas, definidas pela ABNT (2013), que indiquem a qualidade da energia fornecida. As principais características de interface com a rede definidas pela norma ABNT NBR 16149 estão listadas na Tabela 1.

Tabela 1 – Características de Interface com a Rede Elétrica.

Tensão no ponto comum de conexão	$V < 80\%$, com tempo máximo de desligamento de 0,4s $80\% \leq V \leq 110\%$ no regime normal de operação $V > 110\%$ com tempo máximo de desligamento de 0,4s
Frequência	$f < 57,5$ Hz com tempo de desligamento de 0,2s. $60,5 \leq f \leq 62$ Hz, com potência ativa reduzida $f > 62$ Hz, com tempo máximo de desligamento de 0,2s.
Harmônicos	THD máximo de 5%
Tempo de reconexão	$20s < T_{rc} < 300s$

Fonte: Adaptado de (MICHELS, OSAWA, SANTOS, 2015).

Os valores de tensão e frequência devem ser compatíveis com a rede elétrica da região. No caso das regiões em que a ENEL atende, a tensão deve ser de 220Vca. O ponto comum de conexão definido na tabela refere-se ao ponto de conexão entre o sistema fotovoltaico, unidade consumidora e a rede elétrica. O tempo máximo de desligamento refere-se ao tempo em que o sistema fotovoltaico deve parar de fornecer energia à rede elétrica. Já o THD (Distorção Harmônica Total) mencionado refere-se ao grau de desvio da onda em relação à onda fundamental, que define o padrão ideal.

2.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi realizada uma revisão geral sobre a energia solar no Brasil e no mundo. Foi apresentada características gerais dos sistemas fotovoltaico, como as suas maneiras de utilização, *on-grid* e *off-grid*, princípio de funcionamento do painel fotovoltaico e os parâmetros de qualidade para a ligação desses sistemas à rede elétrica. Apresentou-se também o funcionamento de uma célula solar, suas propriedades elétricas e suas curvas

características, além da importância do rastreamento do ponto de máxima transferência de potência.

Esta análise mostra que a energia solar tem crescido consideravelmente no Brasil e no mundo e que os incentivos nesta fonte estão cada vez maiores, além da preocupação com o meio ambiente. Apresentou-se também que o processo de criação da célula, a dopagem, que dar-se de maneira relativamente simples, assim como seu princípio de funcionamento e o modelo elétrico básico.

Portanto, percebe-se que a energia fotovoltaica possui grande importância para a humanidade e que estudos de melhoramento das tecnologias, que permitem sua utilização de forma mais eficiente, são necessários e fundamentais para sua popularização.

3 CONVERTOR BOOST

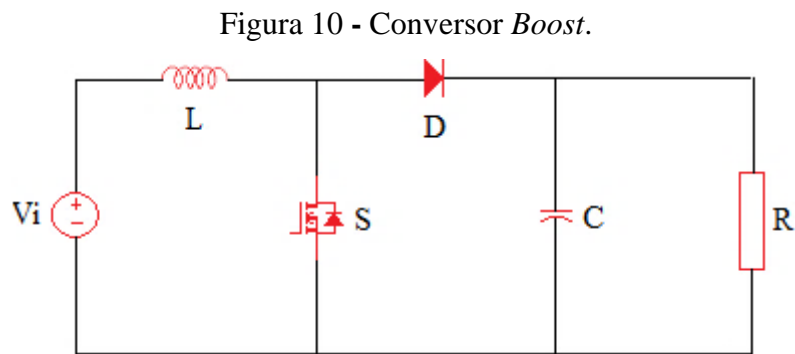
O conversor *boost* é um dispositivo que recebe na entrada uma tensão CC, em um determinado nível, e eleva esta para um nível maior em sua saída. Este pode ser utilizado conectado a sistemas que requerem níveis de tensão mais elevados que o fornecido pela alimentação, para funcionar adequadamente.

O objetivo desse equipamento é gerar um barramento de saída de tensão mais elevada que é geralmente utilizado para alimentar inversores, sistemas UPS, entre outros, a partir de um baixo nível de tensão de entrada, aumentando o ganho do sistema e mantendo a tensão nos níveis desejados (SILVA, 2009).

3.1 TOPOLOGIA E MODOS DE OPERAÇÃO

3.1.1 Topologia

O conversor *boost* é composto por diversos dispositivos que trabalham em conjunto para regular a tensão média de saída para um nível superior ao de entrada (VILELA, 2011). Sua topologia pode ser visualizada na Figura 10.



Fonte: Autora, 2018.

3.1.2 Etapas de Operação

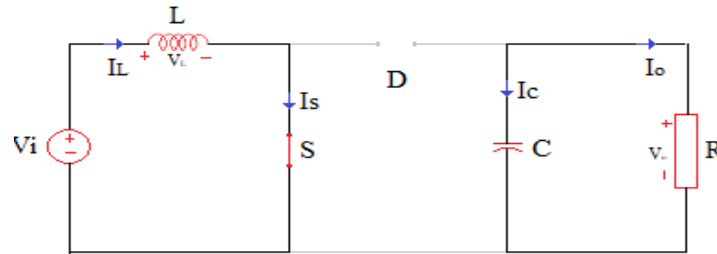
O funcionamento do conversor no modo contínuo e em condições ideais se dá em duas etapas distintas: a primeira etapa, quando a chave está fechada, e a segunda, quando a chave está aberta.

Para esta análise foi considerado ainda que o conversor opera em regime permanente, que seus componentes são ideais e que antes da primeira etapa o indutor e o capacitor estavam carregados.

3.1.2.1 Primeira Etapa

Quando a chave S está no seu modo de condução ela se comporta como um curto-circuito e, portanto, a corrente que passa por ela é a máxima. Além disso, como a chave está em série com L a corrente que passa por esses dois dispositivos é a mesma ($I_L=I_S$) e possui comportamento linear, devido ao indutor. O diodo está reversamente polarizado, pois a tensão de entrada é maior que a tensão na carga, e, portanto, se comporta como um circuito aberto, e o capacitor, que estava com energia armazenada, começa a descarregar. A Figura 11 mostra a primeira etapa de operação.

Figura 11 - Conversor *Boost* – 1º Etapa de operação.



Fonte: Autora, 2018.

Pode-se ainda fazer a análise matemática dessa etapa de operação aplicando a lei de Kirchhoff das tensões (LKT), como é mostrado a seguir.

$$V_i = V_L \quad (01)$$

$$V_i = L \frac{di_{L1}}{dt} \quad (02)$$

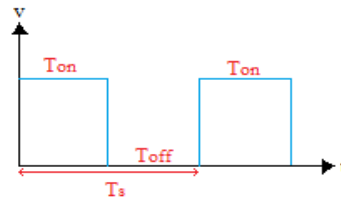
Como sabido, o indutor se comporta de maneira linear e crescente, portanto, a taxa de variação da corrente no mesmo (di_{L1}/dt) se comporta como uma constante.

$$V_i = L \frac{di_{L1}}{dt} = L \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t} \quad (03)$$

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_i}{L} \Delta t \quad (04)$$

A variação de tempo presente nesta etapa é dada em decorrência da chave está ou não ligada. Dependendo do valor da razão cíclica do circuito a chave pode ter o comportamento como o apresentado na Figura 12.

Figura 12 - Comportamento da chave S



Fonte: Autora, 2018

Onde T_s é o período de comutação e é dado por $T_s = \frac{1}{f_s}$. A razão entre T_{on} e T_s define a razão cíclica do sistema ($d = \frac{T_{on}}{T_s}$).

Logo, de acordo com a Figura 12, o tempo em que a chave permanece ligada em um período pode ser dado por T_{on} , que pode ser substituído pelo Δt da equação 04.

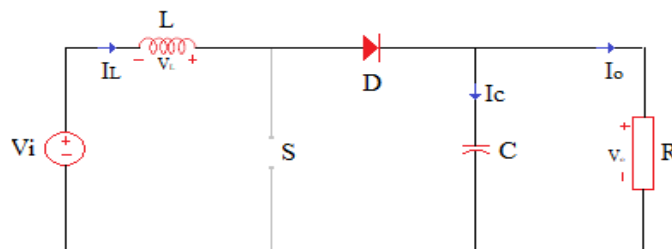
$$T_{on} = d \cdot T_s \quad (05)$$

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_i}{L} d \cdot T_s \quad (06)$$

3.1.2.2 Segunda Etapa

Quando a chave está desligada a tensão que recai sobre o indutor é igual a diferença da tensão de saída e a tensão de entrada ($V_o - V_{in}$). A corrente que passa pelo mesmo, no entanto, não pode mudar instantaneamente, pois a corrente tenderá ao infinito, e, portanto, não há passagem imediata de corrente para a carga através do diodo. Este último ainda continua reversamente polarizado, até que a corrente que passa através do indutor mude de direção e a tensão sobre o mesmo alcance a sua tensão limiar. Com o diodo conduzindo, o capacitor começa a carregar e a carga será alimentada pelo sinal proveniente da entrada, como ilustra a Figura 13.

Figura 13 - Conversor Boost – 2º Etapa de operação.



Fonte: Autora, 2018.

Para o dimensionamento desta etapa do conversor assumem-se também as LKT.

$$V_o = V_L + V_i \quad (07)$$

$$V_L = V_o - V_i = \frac{di_{L2}}{dt'} L = \frac{\Delta i_{L2}}{\Delta t'} L \quad (08)$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_o - V_i}{L} \Delta t' \quad (09)$$

Onde o $\Delta t'$ presente é o intervalo de tempo em que a chave permanece desligada, ou seja, T_{off} . Essa substituição está representada na Equação (10).

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_o - V_i}{L} T_{off} \quad (10)$$

Analisando novamente a Figura 12, T_s pode ser dado por:

$$T_s = T_{on} + T_{off} \quad (11)$$

Substituindo T_{on} de (11) pela equação (05) e realizando os cálculos adequados é possível obter T_{off} .

$$T_{off} = T_s \cdot (1 - d) \quad (12)$$

Substituindo (12) em (10) é possível encontrar a equação da variação da corrente no indutor na segunda etapa de operação do conversor.

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_o - V_i}{L} T_s \cdot (1 - d) \quad (13)$$

3.1.3 Ganho Estático

Considerando a lei da conservação de energia, a variação de corrente na primeira etapa de operação deve ser igual aquela presente na segunda etapa.

$$\Delta i_{L1} = \Delta i_{L2} \quad (14)$$

$$\frac{V_i}{L} d \cdot T_s = \frac{V_o - V_i}{L} T_s \cdot (1 - d) \quad (15)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-d} = G \quad (16)$$

Como pode ser visualizado na equação (16), o ganho estático (G) é definido como sendo a relação entre as tensões de entrada e saída do conversor *boost*. Analisando a equação é possível perceber que quanto maior for a razão cíclica, que varia 0 a 1, maior será o ganho estático.

3.2 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES

Todos os componentes presentes no conversor podem ser devidamente dimensionados. As equações que regem o indutor podem ser encontradas através das ondulações de correntes no indutor expostas anteriormente, mas para isto deve-se isolar a indutância (L), como mostra nas equações (17) e (18). O filtro capacitivo também pode ser determinado a partir da corrente que passa pelo capacitor, dada por $I_c = C \cdot \frac{dV_c}{dt}$, e isolando a capacitância (C), como mostra a Equação (19).

Para tal foi considerado $\Delta i_{L1} = \Delta i_{L2} = \Delta i_L$, $T_s = 1/f_s$ e, assim como o indutor, o capacitor também se comporta de maneira linear.

$$L = \frac{V_i}{\Delta i_L} D \cdot T_s \quad (17)$$

$$L = \frac{V_o - V_i}{\Delta i_L} T_s \cdot (1 - d) \quad (18)$$

$$C = \frac{\Delta t \cdot I_c}{\Delta V_c} \quad (19)$$

Considerando que o capacitor é carregado quando a chave S está desligada é possível substituir $\Delta t = T_{on}$, que por sua vez pode ser substituído pela equação (05).

$$C = \frac{I_c \cdot d \cdot T_s}{\Delta V_c} = \frac{I_c \cdot d}{f_s \Delta V_c} \quad (20)$$

É possível ainda determinar a máxima tensão reversa e a corrente máxima reversa na chave e no diodo, utilizando-se das equações (21), (22), (23) e (24), assim como a resistência presente na saída do conversor, através da expressão (25).

$$V_{S_{m\acute{a}x}} = -V_o \quad (21)$$

$$I_{S_{m\acute{a}x}} = I_i + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (22)$$

$$V_{D_{m\acute{a}x}} = V_i - V_o \quad (23)$$

$$I_{D_{m\acute{a}x}} = I_i + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (24)$$

$$R = \frac{V_o^2}{P} \quad (25)$$

Onde P é a potência do sistema.

3.3 EXEMPLO DE PROJETO DO CONVERSOR *BOOST*

Para que fosse possível realizar uma análise do conversor e sua respectiva simulação foram utilizados alguns parâmetros presentes na Tabela 2. Estes parâmetros foram baseados no kit Gerador de energia Canadian Colonial Aldo Solar. A escolha do kit se deu principalmente ao seu custo benefício e eficiência.

Tabela 2 – Dados do Kit Gerador utilizado como exemplo.

Nome do modelo	CSI – 1.5K - TL
Tensão operacional ideal de 1 módulo (V)	37,2
Máxima Eficiência do módulo	18,8%
Potência de 1 módulo (Wp)	330
Quantidade de módulos	6
Potência do Kit (Wp)	1980
Tensão de entrada do inversor (V)	450
Tensão de saída do inversor (V)	220
Corrente máxima de entrada no inversor (A)	10
Fator de potência	1
Frequência de saída (Hz)	60
Eficiência máxima	97%
Topologia do inversor	H4

Fonte: Autora, 2018.

A Tabela 3 mostra de fato os dados que foram utilizados no projeto do conversor. Como os parâmetros de *ripple* de tensão e corrente, assim como frequência de chaveamento não estão disponibilizados no *datasheet* do fabricante, os mesmos foram estipulados em 5 e

2%. Foi realizada a simulação para uma com a tensão de entrada igual a tensão de circuito aberto de 6 módulos de 37,2V ligados em série, resultando em 223,2V.

Tabela 3 – Dados do projeto.

Potência do conversor	$P_o(W)$	1980
Tensão dos 6 painéis em série	$V_{in,1}(V)$	223,2
Tensão de Saída do conversor	$V_o(V)$	450
Frequência de chaveamento	$f_s(Hz)$	2260 ³
Ondulação de tensão na carga	$\Delta V(\%)$	5%
Ondulação de corrente no indutor	$\Delta I(\%)$	2%
Eficiência do sistema	η	97%

Fonte: Autora, 2018

3.4 SIMULAÇÃO

Utilizando o *PSIM* foi possível realizar a simulação do conversor *boost* considerando que o mesmo está funcionando em regime permanente.

Para a realização do chaveamento na chave S foi realizada uma modulação do tipo PWM, que é uma técnica de comparação de dois sinais de tensão, um de baixa frequência, denominado de referência, e o outro de alta frequência, denominado portadora. Para isto utilizou-se como referência uma fonte de tensão com perfil dente de serra e como moduladora uma fonte de tensão contínua. Conectaram-se essas fontes a um comparador e foi possível obter a modulação desejada.

3.5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Utilizando-se das especificações adotadas na Tabela 3, das equações apresentadas anteriormente e do software *MathCAD*, foi possível encontrar todos os parâmetros para a realização da simulação, como mostra a Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros Encontrados no Projeto do Conversor *Boost*.

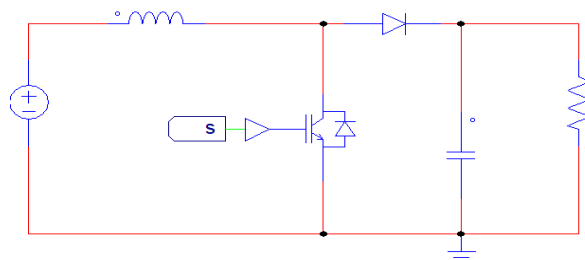
Razão cíclica	d	0,540
Corrente de saída	$I_o(A)$	4,268
Corrente de entrada	$I_{in}(A)$	8,605

Carga resistiva	$R_o(\Omega)$	105,436
Ripple de corrente no indutor	$\Delta I_L = \Delta I \cdot I_{in}$	0,172
Ripple de tensão na carga	$\Delta V_o = \Delta V \cdot V_o$	22,5
Indutância	L (mH)	26,146
Capacitância	C (μ F)	3,824
Tensão na chave	$V_s = -V_o$ (V)	-450
Corrente na chave	I_s (A)	8,691
Tensão no diodo	$V_D = V_{in} - V_o$ (V)	-226,9
Corrente no diodo	$I_D = I_s$ (A)	8,691
Potência de saída	P_o (W)	1921

Fonte: Autora, 2018.

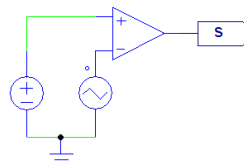
De posse dos dados necessários, considerando a tensão de em entrada de 223,2 V, foi possível realizar a simulação do conversor *boost*, Figura 14, e da modulação PWM, Figura 15, utilizando o software PSIM.

Figura 14 – Simulação do conversor *boost*.



Fonte: Autora, 2018.

Figura 15 – Simulação da modulação PWM.

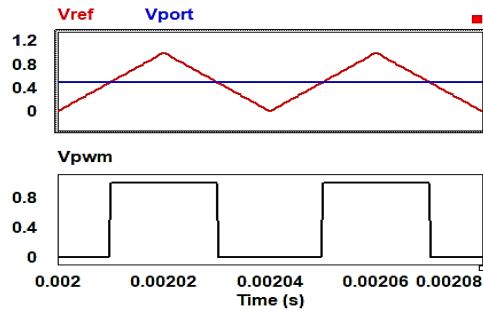


Fonte: Autora, 2018.

Com o projeto montado no *PSIM*, foi possível obter todas as formas de ondas necessárias para a análise, logo, os gráficos obtidos de tensão e corrente em todos os

componentes estão expostos na Figura 16 e 17, assim como seus dados, mostrados na Tabela 4.

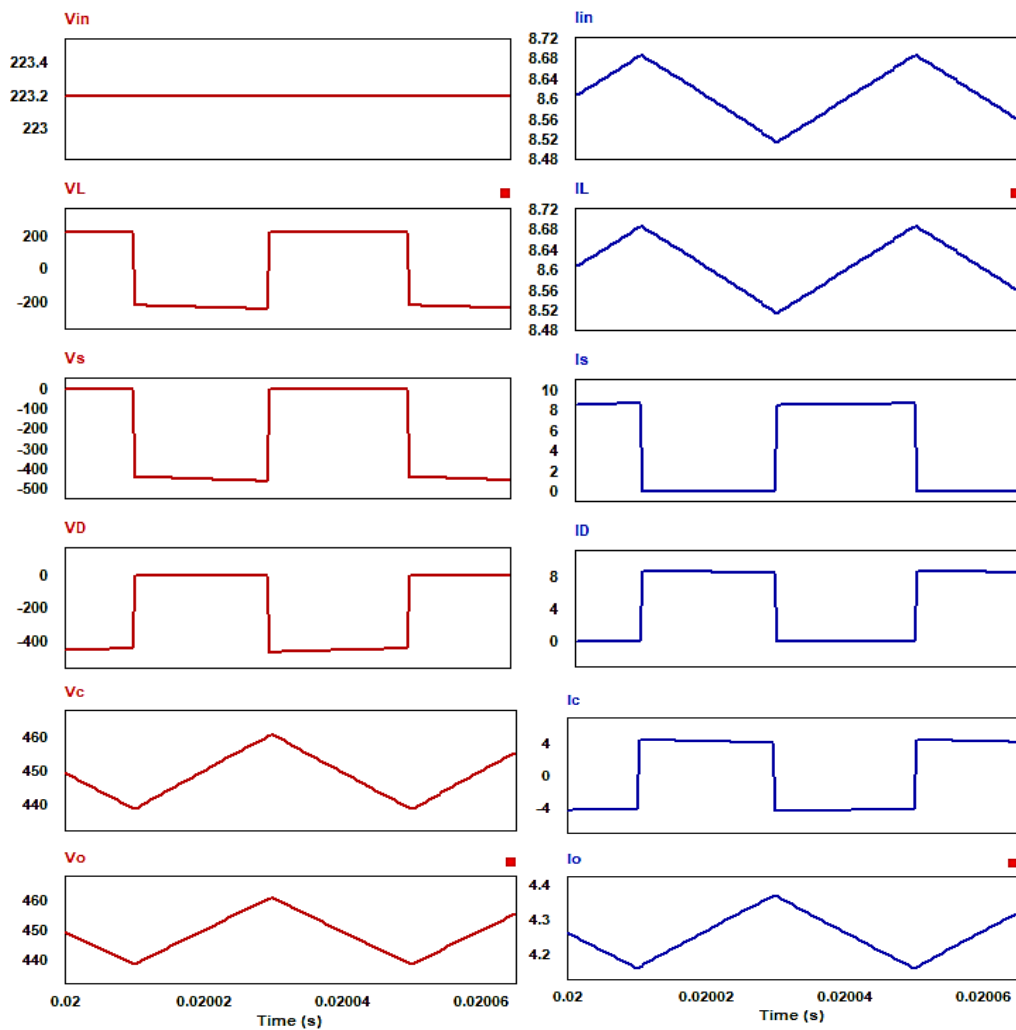
Figura 16 – Modulação PWM.



Fonte: Autora, 2018.

Figura 17 – Formas de Ondas de Tensão e Corrente de Todos os Componentes do Conversor

Boost.



Fonte: Autora, 2018.

A modulação mostrada na Figura 16 possui amplitude máxima de 1V, a portadora possui uma frequência de 25 KHz e a moduladora amplitude de 0,496V. Esses sinais foram comparados, através de um comparador, obtendo-se uma onda quadrada que está de acordo com a razão cíclica (d) mostrada na Tabela 2. O que indica que a chave permanecerá ligada durante 50,4% do tempo.

As formas de ondas presentes na Figura 16 estão todas de acordo com aquelas apresentadas em Petry (2001) e em regime permanente, conforme esperado. Analisando especificamente a tensão e corrente no indutor percebe-se o comportamento típico do componente. Quando a chave está ligada o indutor possui tensão de pico igual a da fonte, 223,2 V, e a corrente cresce de maneira linear. Já quando a chave está desligada sua tensão é igual a -228,3, ou seja, é igual à diferença da tensão de entrada e de saída, e negativa, pois está reversamente polarizada. Já a corrente começa a decrescer rapidamente, mas ainda de forma linear.

Tabela 5 – Tensão e Corrente dos Componentes Encontrados na Simulação do Conversor.

	Tensão		Corrente		Tensão de Pico	Corrente de Pico
	Média	Eficaz	Média	Eficaz		
Na entrada	223,2	223,2	8,61	8,61	223,2	8,68
No indutor	-14,9	224,5	8,61	8,61	223,19	8,68
Na chave	-238,1	326,99	3,99	5,86	-449,1	8,67
No diodo	-228,3	321,2	4,62	6,30	-458,8	8,67
No capacitor	449,4	449,4	0,31	4,30	460,9	4,47
Na carga	449,4	449,4	4,25	4,25	460,9	4,37

Fonte: Autora, 2018.

A Tabela 5 mostra a comparação dos valores encontrados na simulação com aqueles estimados e calculados.

Tabela 6 – Comparação dos Valores Simulados e Calculados.

Dados	Calculados	Simulados
Tensão de entrada	223,2V	223,2
Corrente de Entrada	8,60A	8,61
Tensão Máx. Reversa na Chave	-450V	-449,1

Corrente Máxima na Chave	8,691A	8,67
Tensão no Diodo	-226,8V	-228,3
Corrente Máxima no Diodo	8,691A	8,67
Tensão de Saída	450V	449,3
Corrente de Saída	4,268A	4,25
Potência	1921W	1920,3

Fonte: Autora, 2018.

Analisando a comparação realizada na Tabela 6 pode-se observar que os dados obtidos durante a simulação estão bem próximos aos calculados, com um erro de aproximadamente 0,66%, contendo apenas insignificantes discrepâncias que, portanto, podem ser desconsideradas. Analisando a potência do sistema, percebe-se que o conversor operou dentro das especificações estipuladas e apresentou os resultados esperados. Observando a corrente de saída do conversor simulado nota-se que este valor está dentro do valor de corrente máxima de entrada no inversor (A) estabelecida pelo fabricante do kit.

3.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foi abordado, de maneira mais aprofundada, a dinâmica de funcionamento do conversor elevador de tensão CC (*boost*). Foram apresentadas suas características gerais, equações e um exemplo de projeto, utilizando o kit Canadian Colonial Aldo Solar, onde foi possível observar suas formas de ondas.

A modulação realizada apresentou-se como desejada, assim como as formas de ondas de todos os componentes, que estão de acordo com a literatura. Através dos gráficos apresentados pode-se perceber como ocorre o comportamento de cada componente quando a chave S está ligada ou desligada. Percebeu-se que os dados obtidos na simulação estavam muito próximos dos dados calculados, com um erro de aproximadamente 1,15%, mostrando que os resultados foram, portanto, significativos.

4 O CONVERSOR CC/CA

Os conversores CC/CA, popularmente chamados de inversores, são dispositivos utilizados para fazer a conversão do sinal CC em grandezas elétricas do tipo CA. Em sistemas fotovoltaicos *on-grid*, os inversores mostram-se como um dispositivo essencial, pois eles permitem que a energia proveniente dos painéis fotovoltaicos seja injetada na rede elétrica (SIMÕES, 2015).

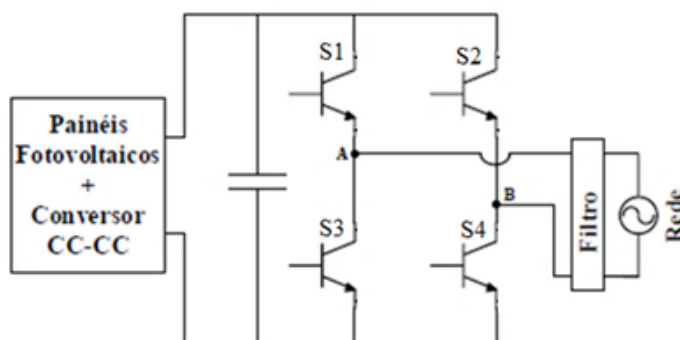
Em sistemas fotovoltaicos residenciais, onde geralmente é utilizada instalações monofásicas, as topologias de inversores sem transformador são as mais aplicadas, pois a sua utilização trás menores perdas de potência, além do custo e tamanho reduzidos (MARANGONI, 2012).

As topologias de inversores usualmente utilizadas em sistemas monofásicos são as de meia ponte, ponte completa e suas derivações (MARANGONI, 2012). Como o objetivo deste trabalho é utilizar o inversor presente no Kit escolhido, ou seja, a topologia conhecida como ponte completa, ou H4, será realizada apenas a análise da topologia adotada.

4.1 CONVERSOR DE PONTE COMPLETA (H4)

Os inversores em ponte completa, também conhecido como H4, são dispositivos utilizados em aplicações de baixa potência, devido a sua versatilidade, por apresentar bons resultados na sua aplicabilidade prática e baixos esforços em seus interruptores (SIMÕES, 2015). Sua topologia apresenta 4 interruptores controlados e um filtro LC em sua saída, como mostra a Figura 18.

Figura 18 – Topologia do Conversor H4.



Fonte: Adaptada de SIMÕES, 2015.

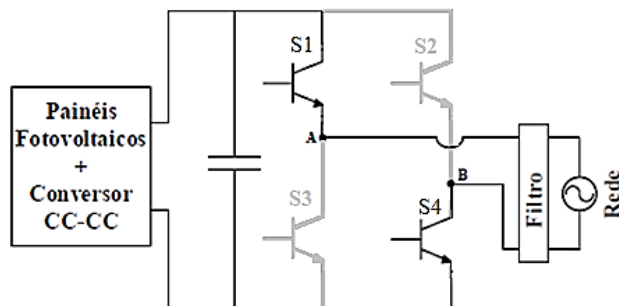
4.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR CC/CA H4

A topologia apresentada possui 2 etapas de operação, no modo contínuo de funcionamento, sendo que 1 é referente ao semi-ciclo positivo e a outra ao semi-ciclo negativo. Vale ressaltar que as chaves pertencentes a um mesmo braço do conversor não podem ser ligadas simultaneamente, pois pode ocorrer a queima dos interruptores.

4.2.1 Primeira Etapa

Nesta etapa apenas 2 chaves, S1 e S4, são ligadas simultaneamente e a com isso ocorre a passagem da energia da fonte para a carga. A Figura 19 apresenta esta etapa de operação.

Figura 19 – Primeira Etapa de Operação do Conversor H4.

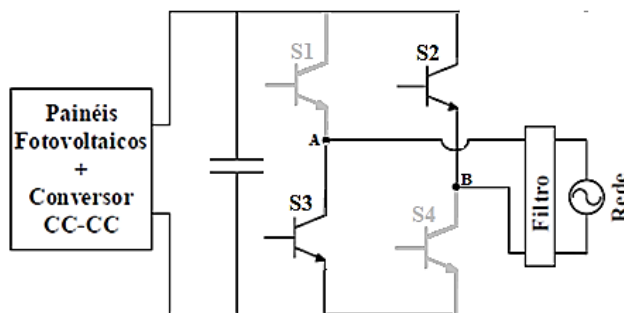


Fonte: Adaptada de SIMÕES, 2015.

4.2.2 Segunda Etapa

Na segunda etapa os interruptores S1 e S4 se encontram desligados e as chaves S2 e S3 se fecham simultaneamente, realizando a transferência de energia no sentido do ponto B para o ponto A, como pode ser visto na Figura 20.

Figura 20 – Segunda Etapa de Operação do Conversor H4.



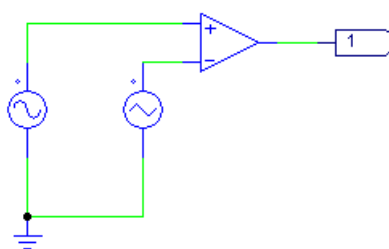
Fonte: Adaptada de SIMÕES, 2015.

4.3 ESTRATÉGIA DE COMUTAÇÃO DAS CHAVES DO CONVERSOR CC/CA H4

Para que seja possível realizar a comutação das chaves presentes no inversor proposto é necessária à utilização de uma estratégia de modulação. Existem diversas estratégias que podem ser aplicadas, como por exemplo a PWM por largura de pulsos múltiplos e iguais entre si, PWM por largura de pulso otimizada e a PWM por largura de pulso Senoidal (BARBI, 2007).

Neste trabalho foi utilizada a modulação PWM por largura de pulso senoidal (SPWM). Nesta modulação, um sinal de referência triangular de alta frequência é comparado com o sinal de uma portadora senoidal com a frequência da rede elétrica, como mostrado na Figura 21.

Figura 21 – Modulação SPWM.



Fonte: Autora, 2018.

4.4 PARÂMETROS DO FILTRO LC PARA SAÍDA DO CONVERSOR CC/CA H4

O filtro de saída do inversor tem o objetivo de reduzir os harmônicos causados pela comutação das chaves. Com a aplicação do filtro LC na carga é possível obter uma forma de onda na saída do inversor mais próxima da componente fundamental (BARBI, 2007).

Para que seja possível encontrar os valores de indutância e capacitância do filtro é necessário primeiramente encontrar o índice de modulação do inversor, que define qual deverá ser a amplitude da portadora senoidal da modulação SPWM. A fórmula que representa o índice de modulação está representada na Equação 26.

$$M_i = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{CC}}{V_{CA}} \quad (26)$$

Onde:

M_i é o índice de modulação;

V_{CC} é a tensão na entrada do inversor;

Vca é a tensão na saída no inversor.

A tabela abaixo mostra os dados utilizados para se calcular o filtro do inversor. Vale se ressaltar que esses dados estão de acordo com um kit comercial com parâmetros compatíveis com os escolhidos para o projeto.

Tabela 7 - dados utilizados no calculo do filtro do inversor.

Tensão na saída do <i>boost</i>	V _{cc} (V)	450
Tensão da saída do Inversor	V _{ca} (V)	220
Frequência de chaveamento	f _s (Hz)	25000
Ripple de corrente no indutor do inversor	ΔI _l	30%
Potência do sistema	P _o (W)	1980
Eficiência do sistema	η	97%
Taxa de distorção harmônica	THD	<3%

Fonte: Autora, 2018.

Outros dados, também importantes para o cálculo do filtro, são os valores de corrente de saída do inversor, corrente de pico, variação máxima na corrente do filtro indutivo e a carga. Todas as fórmulas para encontrar esses valores, assim como os próprios filtros, estão apresentadas a seguir.

$$I_{CA} = \frac{P_o}{V_{CA}} \quad (27)$$

$$I_{pk} = I_{CA} \cdot \sqrt{2} \quad (28)$$

$$R_{CA} = V_{CA}^2 / P_o \quad (29)$$

$$\Delta I_{in} = I_{pk} \cdot \Delta I_l \quad (30)$$

$$L_f = \frac{V_{cc}}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_{in}} \quad (31)$$

$$C_f = \frac{\left(\frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_s}\right)^2}{L_f} \quad (32)$$

Onde:

I_{CA} é a corrente na saída do inversor;

I_{pk} é a corrente de pico;

R_{CA} é a carga na saída do inversor:

ΔI_{in} é a máxima variação de corrente no indutor de filtro do inversor;

L_f é o filtro Indutivo do inversor:

C_f é o filtro Capacitivo.

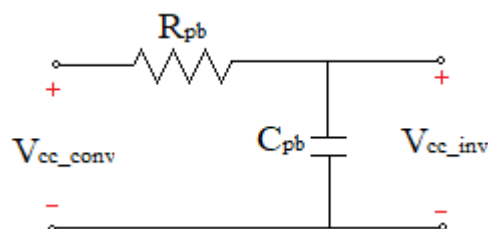
4.5 PROJETO DO FILTRO PASSA-BAIXA DE CONEXÃO DO *BOOST* COM O CONVERSOR H4

Os Filtros são circuitos que tem o objetivo de eliminar ruídos ou classificar sinais. Eles podem ser classificados em duas categorias: Filtros passivos utilizam apenas elementos passivos, como resistores, indutores e capacitores, e os filtros ativos utilizam de elementos ativos, como transistores, válvulas ou amplificadores (CENCI, 2016).

Existem 4 tipos de filtros passivos, o passa-baixa, o passa-alta, o passa faixa e o rejeita faixa. O passa-baixa funciona selecionando apenas as frequências mais baixas que a frequência de corte determinada. O passa-alta tem a função inversa do passa-baixa, selecionando apenas as frequências mais altas. Já os passa faixa e rejeita faixa funcionam selecionando ou rejeitando, respectivamente, apenas certas faixas de frequências.

Como o objetivo do trabalho é eliminar as harmônicas em altas frequências, causada pelo chaveamento do conversor *boost*, utilizou-se o filtro passa-baixa com a frequência de corte próxima daquela definida pelos parâmetros da Tabela 1. O circuito que representa o filtro utilizado está exposto na Figura 22.

Figura 22 – Filtro Passa-Baixa Aplicado na Conexão do Conversor *Boost* com o Conversor H4.



Fonte: Adaptado de (CENCI, 2016).

A equação que representa o circuito do filtro passa-baixa foi determinada em MUSSOI (2014).

$$R_{pb} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{c.pb} C_{pb}} \quad (76)$$

Onde:

R_{pb} é a resistência do filtro passa-baixa;

$f_{c.pb}$ é a frequência de corte do filtro passa-baixa.

C_{pb} é a capacitância do filtro passa-baixa.

Para o cálculo do filtro foi considerado uma frequência de corte próxima da frequência da rede elétrica, 63Hz. E admitiu-se uma capacitância de 70uF. Substituindo esses valores na Equação (76) é possível encontrar uma resistência do filtro de 37,894 Ω .

4.6 PROJETO DO CONVERSOR H4

De posse de todos os dados e fórmulas necessárias foi possível realizar os cálculos, utilizando o software *Mathcad*, dos parâmetros do conversor CC/CA, para posteriormente ser realizada a simulação no *PSIM*. A Tabela 8 mostra os resultados de todos os cálculos realizados.

Tabela 8 – Parâmetros Calculados do Inversor.

Índice de modulação	M_i	0,691
Corrente na saída	I_{CA} (A)	8,73
Corrente de pico	I_{pk} (A)	12,58
Carga	R_{CA} (Ω)	25,2
Varição de corrente no indutor	ΔI_{in}	0,37
Indutância de filtro	L_f (H)	0,024
Capacitância de filtro	C_f (F)	$1,668 \cdot 10^{-7}$
Fator de Potência	FP	1

Fonte: Autora, 2018.

4.7 SIMULAÇÕES

Após da obtenção dos cálculos foi realizada a simulação, utilizando o software *PSIM*, do inversor sozinho, Figura 23, utilizando a modulação SPWM, Figura 24, e em cascata com o conversor *boost*. Foi aplicado o distúrbio de tensão na entrada do conversor e foi analisada a

forma de onda obtida na carga do inversor. A simulação do sistema em cascata pode ser visto na Figura 25.

Figura 23 – Simulação do Conversor de Ponte Completa.

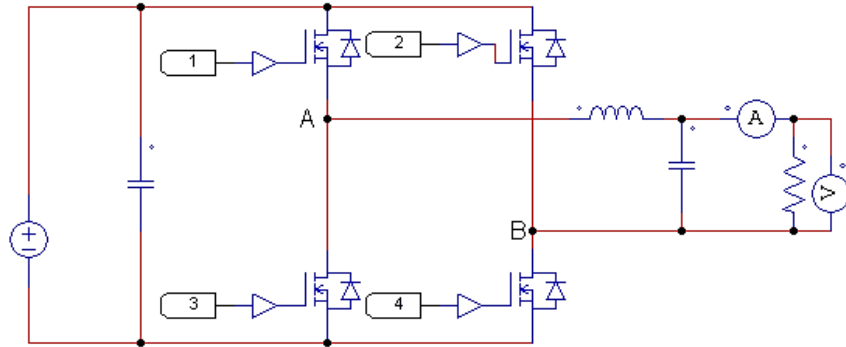
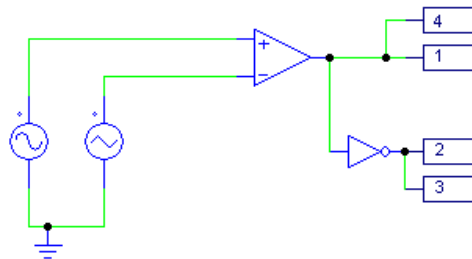
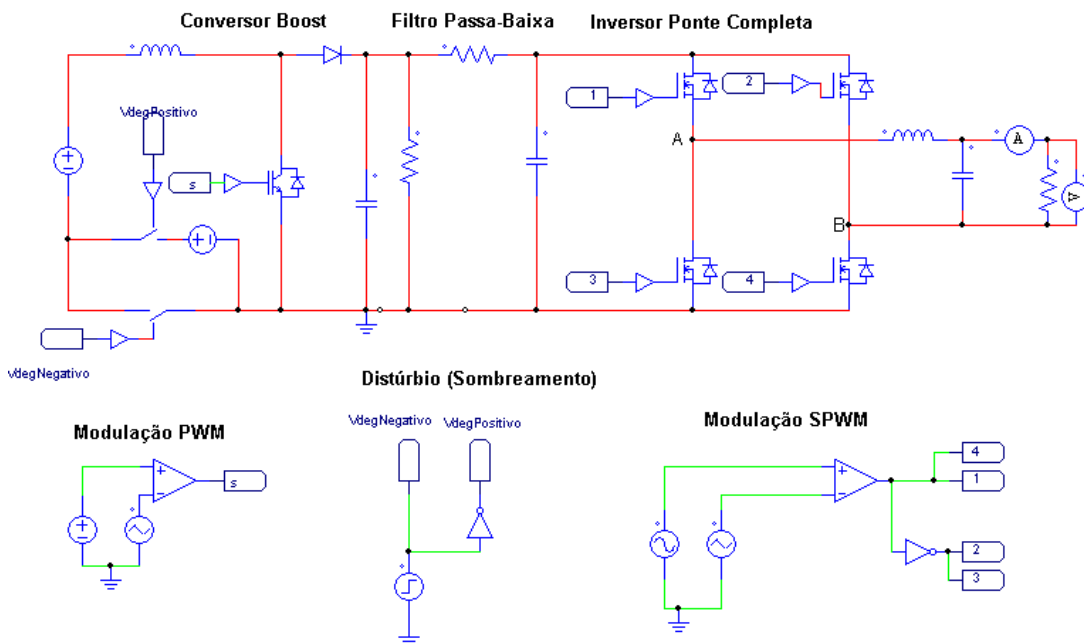


Figura 24 – Modulação SPWM.



Fonte: Autora, 2018.

Figura 25 – Simulação do Conversor em Cascata com o Conversor de Ponto Completa.

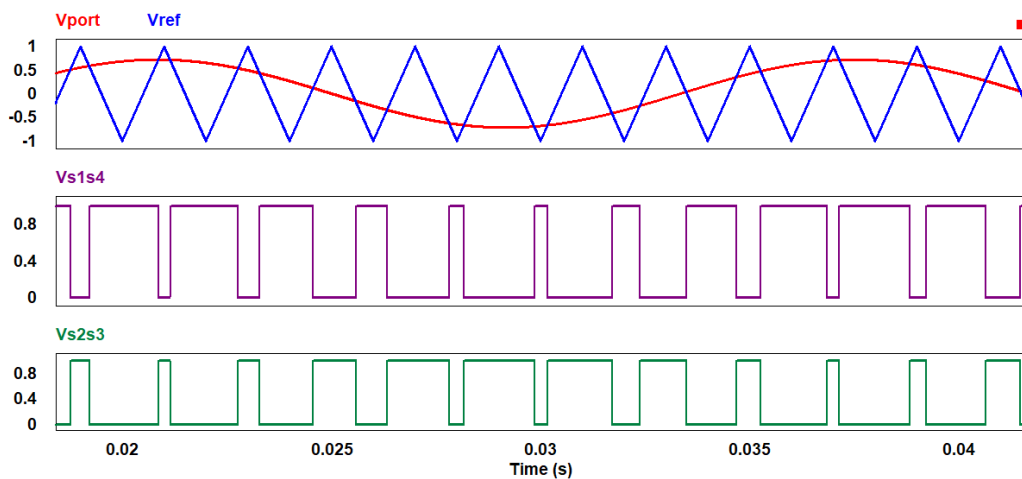


Fonte: Autora, 2018.

4.8 RESULTADOS E DISCUSSÕES

A primeira análise realizada foi referente à modulação que foi aplicada ao chaveamento dos interruptores do inversor de ponte completa. As formas de ondas do sinal de referência, da portadora e da comparação das duas são apresentadas na Figura 26.

Figura 26 – Modulação SPWM.



Fonte: Autora, 2018.

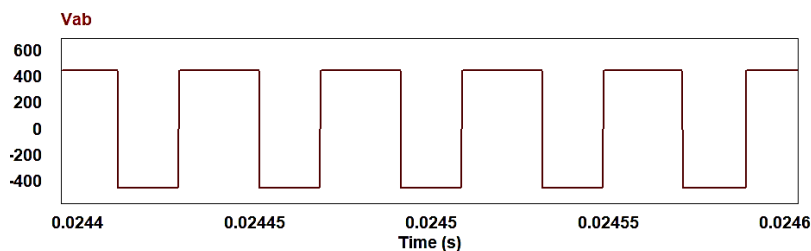
Analisando a Figura 26 percebe-se que o sinal que é enviado para os interruptores só pode assumir 2 valores, 0 ou 1. Além disso, o tempo em que as chaves estarão abertas ou fechadas mudam constantemente, como pode ser observado pelas diferentes larguras de pulso do sinal resultante da comparação. Pode-se observar ainda que o tempo em que as chaves S1 e S4 estão ligadas as chaves S2 e S3 estão desligadas, mostrando que os interruptores de um mesmo braço não conduzem ao mesmo tempo.

Foi realizada ainda a medição da tensão na saída do inversor, sem o filtro LC, ou seja, nos pontos AB mostrados na simulação apresentada na Figura 23. A forma de onda resultante da simulação está apresentada na Figura 27.

A forma de onda presente na Figura 27 mostra pulsos de tensão na entrada do filtro LC. Seu formato se deu devido à elevada frequência de chaveamento aplicada à onda triangular de referência da modulação SPWM utilizada.

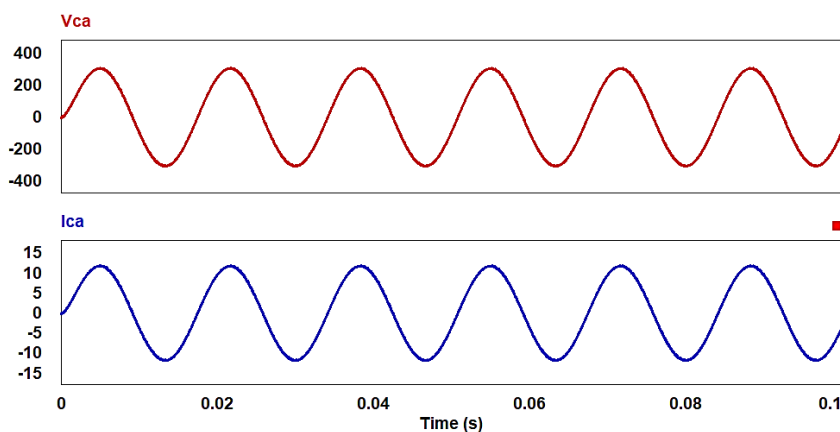
Posteriormente foi realizada a simulação do inversor e suas formas de onda, referentes à tensão e corrente na carga, ou seja, após o filtro LC.

Figura 27 – Tensão Vab do Inversor.



Fonte: Autora, 2018.

Figura 28 – Tensão e Corrente na Saída na Carga do Inversor de Ponte Completa.

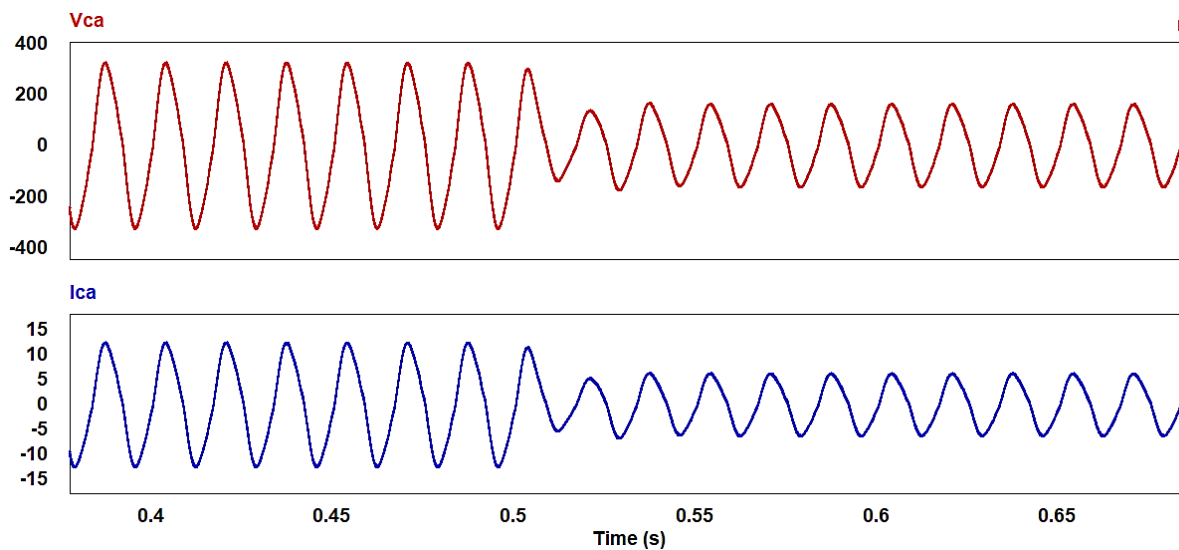


Fonte: Autora, 2018.

A Figura 28 mostra a forma de onda na saída do filtro LC. Nota-se que o filtro aproximou a tensão de saída do conversor da componente fundamental, com frequência de 60Hz. Além disso, a tensão e a corrente apresentaram valores eficazes de 217,9V e 8,44A respectivamente, valores próximos aos apresentados na Tabela 10, com um erro de aproximadamente 3%. Apresentou ainda uma taxa de distorção harmônica (THD) de 0,8% e um fator de potência unitário, mostrando que o projeto do inversor está de acordo com os parâmetros apresentados pelo Kit adotado como exemplo.

Foi realizada ainda a simulação do conversor em cascata com o inversor. Foi adicionado na entrada do conversor um distúrbio que causou a redução de 40% da tensão gerada pelas células e as formas de ondas obtidas na carga do inversor podem ser observadas na Figura 29.

Figura 29 – Tensão e Corrente na Carga do Conversor H4 em Cascata com o Conversor *Boost*



Fonte: Autora, 2018.

A Figura 29 mostra que, após a perturbação na tensão de entrada do conversor, a tensão e a corrente na saída do inversor apresentaram uma queda. A tensão de saída antes da perturbação estava em torno de 218,6V e a corrente de 8,49A. Após o efeito do possível sombreamento a tensão caiu para 109,6V e a corrente para 4,27 A. Além disso, a distorção harmônica desse sinal foi de 8,2%, acima do valor estabelecido pela norma. Esta análise mostra a necessidade de sistemas complementares para fazer o controle necessário da energia entregue ao inversor.

4.9 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentadas as características principais do inversor monofásico de ponte completa. Foi exibido a sua topologia básica, suas etapas de operação e os parâmetros necessários para o projeto do mesmo. Além disso, foi realizado o projeto e a simulação do inversor considerando algumas modificações.

A primeira análise foi referente à modulação SPWM. Percebeu-se que as chaves funcionam de forma complementar, ou seja, garantindo que os interruptores de um mesmo braço não conduzam ao mesmo tempo.

Posteriormente foi analisada a medição da tensão na saída do inversor, sem o filtro LC. A forma de onda apresentou-se em formato de pulsos, devido à elevada frequência de chaveamento da onda triangular da modulação SPWM. Com a adição do filtro, as formas de ondas na saída do inversor aproximaram-se da componente fundamental, seus valores de

tensão e corrente mostraram-se próximos dos valores calculados, com um erro de 3%, um THD de 0,8% e um fator de potência unitário, mostrando que o projeto está de acordo com os parâmetros estabelecidos.

Foi realizada ainda a simulação do conversor em cascata com o inversor e com o distúrbio de queda de tensão nos módulos fotovoltaicos. Percebeu-se que o sistema não consegue manter os critérios mínimos estabelecidos pela norma para a interligação do sistema na rede elétrica e concluiu-se, portanto, que o mesmo necessita de um sistema complementar.

5 CONTROLE DO CONVERSOR BOOST

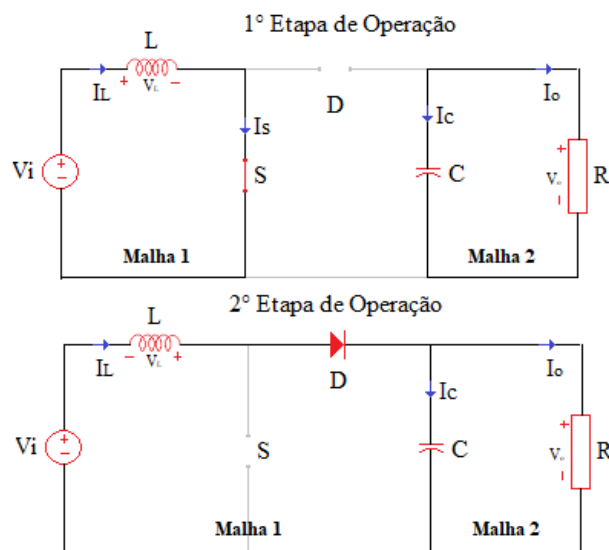
5.1 MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST

De acordo com Ribeiro (2011), o controle do conversor *boost* pode ser realizado com o objetivo de regular a tensão de saída ou rastrear o ponto de máxima transferência de potência de um sistema elétrico para outro. Em aplicações de conversão fotovoltaica, a regulação de tensão é importante quando se deseja fornecer uma determinada tensão fixa para um controlador de carga de baterias ou para um conversor de frequência, já o MPPT é utilizado quando se quer transferir a maior potência possível entre o painel e a carga a ser alimentada, em um dado instante.

Como o intuito deste trabalho é controlar a tensão no barramento CA na saída de um inversor de ponte completa de um sistema fotovoltaico, mesmo que haja variações na tensão de entrada, dentro dos limites de uma faixa de $\pm 40\%$ da tensão dos painéis, é proposto 2 malhas de controle, uma aplicada ao conversor *boost* e a outra ao inversor

Para esta tarefa, o primeiro passo é modelar o conversor *Boost*, definindo assim sua função de transferência de malha aberta. Essa função pode ser determinada analisando-se as etapas de operação do conversor, aplicando a lei de Kirchoff para tensão, levando em consideração a sua razão cíclica, como mostrado a seguir.

Figura 30 – Diagrama do Conversor Boost com a Representação das Malhas para Aplicação das Leis de Kirchoff nas duas Etapas de Operação.



Fonte: Autora, 2018.

$$\text{Para a primeira etapa} \begin{cases} \text{Malha 1: } L \frac{di_{L1}(t)}{dt} = V_i(t)d(t) & (33) \\ \text{Malha 2: } C \frac{dV_c(t)}{dt} = I_o(t)d(t) & (34) \end{cases}$$

$$\text{Para a segunda etapa} \begin{cases} \text{Malha 1: } L \frac{di_{L1}}{dt} = [V_o(t) - V_i(t)]d'(t) & (35) \\ \text{Malha 2: } C \frac{dV_c(t)}{dt} = [I_L(t) - I_o(t)]d'(t) & (36) \end{cases}$$

Onde:

$d(t)$ é a razão cíclica em função do tempo;

$d'(t) = 1 - d(t)$;

L é a indutância;

C é a capacitância;

i_{L1} é a variação de corrente no indutor;

$I_L(t)$ é a corrente no indutor em função do tempo;

$I_o(t)$ é a corrente na carga em função do tempo;

$V_i(t)$ é a tensão na entrada do conversor em função do tempo;

$V_c(t)$ Tensão do capacitor em função do tempo;

$V_o(t)$ é a tensão na carga em função do tempo.

Para obter a equação que rege o indutor e o capacitor em baixa frequência, utilizam-se seus valores médios quase instantâneos, que podem ser representados por $\langle \rangle$, como mostrado nas equações a seguir:

$$L \left\langle \frac{di_L(t)}{dt} \right\rangle_{TS} = \frac{1}{T} \int_0^T V_L(t) dt \quad (37)$$

$$C \left\langle \frac{dV_c(t)}{dt} \right\rangle_{TS} = \frac{1}{T} \int_0^T V_c(t) dt \quad (38)$$

Passando as equações 33 e 35 para seus valores médios quase instantâneos, somando essas equações, de acordo com polaridade do indutor, e realizando as possíveis simplificações aritméticas, tem-se a equação 39.

$$L \left\langle \frac{di_L(t)}{dt} \right\rangle_{TS} = \langle V_i(t) \rangle_{TS} - \langle V_o(t) \rangle_{TS} + \langle V_o(t) \rangle_{TS} \cdot d(t) \quad (39)$$

Realizando o mesmo procedimento anterior com as equações 34 e 36, tem-se a equação 40.

$$C \left\langle \frac{dV_c(t)}{dt} \right\rangle_{TS} = \langle I_L(t) \rangle_{TS} - \langle I_o(t) \rangle_{TS} - \langle I_L(t) \rangle_{TS} \cdot d(t) \quad (40)$$

Onde $V_c(t) = V_o(t)$

Adicionando-se as perturbações da Tabela 9 aos sinais das equações 39 e 40, com intuito de verificar o comportamento do sistema diante de variações como mudança de carga e queda de tensão, por exemplo, realizando-se as devidas simplificações e agrupando os termos constantes, os de primeira e segunda ordem, têm-se as equações 41 e 42.

Tabela 9 – Perturbações acrescentadas aos sinais.

$\langle V_i(t) \rangle_{TS}$	$V_i + \hat{v}_i(t)$
$\langle V_o(t) \rangle_{TS}$	$V_o + \hat{v}_o(t)$
$\langle I_L(t) \rangle_{TS}$	$I_L + \hat{i}_L(t)$
$\langle I_o(t) \rangle_{TS}$	$I_o + \hat{i}_o(t)$
$d(t)$	$d + \hat{d}(t)$

Fonte: Autora, 2018.

Para a malha 1, tem-se:

$$L \frac{dI_L}{dt} + L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = (V_i - V_o + V_o d) + [\hat{v}_i(t) - \hat{v}_o(t) + V_o \hat{d}(t) + \hat{v}_o(t) d] + [\hat{v}_o(t) \hat{d}(t)] \quad (41)$$

$$\begin{cases} \text{Constante: } L \frac{dI_L}{dt} = V_i - V_o + V_o d & \rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(1-d)} \\ 1^\circ \text{ ordem: } L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = \hat{v}_i(t) - \hat{v}_o(t)(1-d) + V_o \hat{d}(t) \\ 2^\circ \text{ ordem: } \hat{v}_o(t) \hat{d}(t) \cong 0 \end{cases}$$

Para a malha 2, tem-se:

$$C \frac{dV_c}{dt} + C \frac{d\hat{v}_c(t)}{dt} = (I_L - I_o + I_L d) + [\hat{i}_L(t) - \hat{i}_o(t) - I_L \hat{d}(t) - \hat{i}_L(t) d] + [\hat{i}_L(t) \hat{d}(t)] \quad (42)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Constante: } C \frac{dV_C}{dt} = I_L - I_o + I_L d \quad \rightarrow \quad I_L = \frac{I_o}{(1-d)} = \frac{V_o}{R(1-d)} \\ 1^\circ \text{ ordem: } C \frac{d\hat{v}_C(t)}{dt} = \hat{i}_L(t)(1-d) - \hat{i}_o(t) - \frac{V_o}{R(1-d)} \hat{d}(t); \quad \text{Onde } \hat{v}_C(t) = \hat{v}_o(t) \\ 2^\circ \text{ ordem: } \hat{i}_L(t) \hat{d}(t) \cong 0 \end{array} \right.$$

Onde o termo constante das equações mostra a relação entre a tensão e a corrente de entrada e saída do conversor. O termo de segunda ordem é desconsiderado, por ser muito pequeno, e o de primeira ordem será utilizado para encontrar a função de transferência do conversor.

Aplicando-se a transformada de La Place nos termos de primeira ordem das equações 41 e 42 obtêm-se as equações 43 e 44.

$$Ls\hat{i}_L(s) = \hat{v}_i(s) - \hat{v}_o(s)(1-d) + V_o\hat{d}(s) \quad (43)$$

$$Cs\hat{v}_o(s) = \hat{i}_L(s)(1-d) - \hat{i}_o(s) - \frac{V_o}{R(1-d)}\hat{d}(s) \quad (44)$$

Isolando-se a corrente do indutor da equação 43, aplicando na 44 e fazendo todas as simplificações algébricas necessárias é possível encontrar a equação que rege a variação de tensão na carga (45) e as funções de transferências do conversor (46 e 47). Onde, $G_{vd}(s)$ representa a função de transferência do conversor pela razão cíclica do sistema e $G_{vg}(s)$ representa a função de transferência pela tensão de entrada do conversor.

$$\hat{v}_o(s) = G_{vd}(s) \cdot \hat{d}(s) + G_{vg}(s) \cdot \hat{v}_i(s) \quad (45)$$

$$G_{vd}(s) = \frac{V_o}{(1-d)} \cdot \frac{\left[1 - \frac{Ls}{R(1-d)^2}\right]}{LC \cdot \left[\frac{s^2}{(1-d)^2} + \frac{s}{RC(1-d)^2} + \frac{1}{LC}\right]} \quad (46)$$

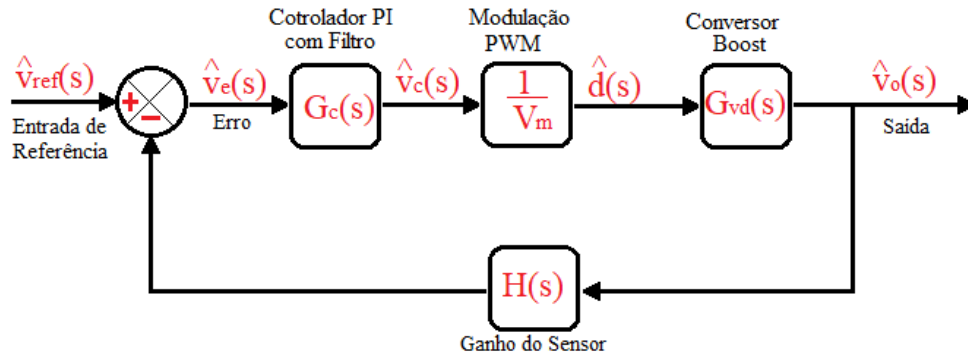
$$G_{vg}(s) = \frac{1}{(1-d)} \cdot \frac{1}{LC \cdot \left[\frac{s^2}{(1-d)^2} + \frac{s}{RC(1-d)^2} + \frac{1}{LC}\right]} \quad (47)$$

As equações 45, 46 e 47 estão de acordo com a tabela e as funções de transferência apresentadas em Erickson e Waksimovic (2004).

5.2 MALHA DE CONTROLE

De posse da função de transferência que relaciona a tensão de saída por razão cíclica, expressão 47, é possível obter o diagrama de blocos da planta do conversor *boost* operando em malha fechada, como mostrado na Figura 31.

Figura 31 – Diagrama de bloco da Malha de Controle do Conversor *Boost*.



Fonte: Autora, 2018.

Onde:

$G_c(s)$ é a função de transferência do controlador com filtro;

V_m é a tensão de referência da moduladora;

F_m é a função de transferência da moduladora;

G_{vd} é a função de transferência do conversor pela razão cíclica;

V_{ref} é a tensão de referência;

$H(s)$ é o ganho do sensor de tensão.

Representando matematicamente o diagrama de blocos mostrado, tem-se:

$$\hat{v}_o(s) = [G_c(s) \cdot F_m(s) \cdot G_{vd}(s)] \cdot [\hat{v}_{ref}(s) - H(s) \cdot \hat{v}_o(s)] \quad (48)$$

Isolando $\hat{v}_o(s)$ tem-se:

$$\hat{v}_o(s)[1 + H(s) \cdot G_c(s) \cdot F_m(s) \cdot G_{vd}(s)] = G_c(s) \cdot F_m(s) \cdot G_{vd}(s) \cdot \hat{v}_{ref}(s) \quad (49)$$

Onde a função de transferência de laço aberto é dada por:

$$FTLA_v = H(s).G_c(s).F_m(s).G_{vd}(s) \quad (50)$$

E a função de transferência de malha aberta, sem o controlador, é dada por:

$$FTMA_v = H(s).F_m(s).G_{vd}(s) \quad (51)$$

E a função de transferência de laço aberto é dada por:

$$FTLA_v = FTMA_v.G_c(s) \quad (52)$$

Substituindo a equação 50 na 49 e isolando $V_o(s)$, obtém-se:

$$\hat{v}_o(s) = \frac{FTLA_v.\hat{v}_{ref}(s)}{H(s).(1+FTLA_v)} \quad (53)$$

Analisando a equação 53 pode-se perceber que quanto maior for o ganho $H(s)$ menor serão as variações na tensão da carga, logo, conclui-se que é necessário projetar um controlador que tenha um ganho elevado.

5.3 CONTROLE DO CONVERSOR *BOOST*

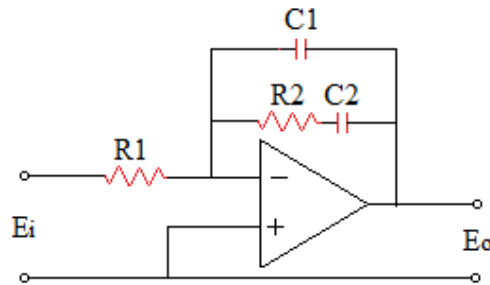
O compensador desempenha a função de comparar o valor da tensão de saída com uma referência (valor desejado), determinar o erro da comparação e produzir um sinal que garanta a estabilidade do sistema mesmo com presença de distúrbios (OGATA, 2010).

Existem vários modelos de compensadores que desempenham funções diferentes. O controlador PI (Proporcional Integral) tem como objetivo principal aumentar o ganho do sistema, além de permitir uma resposta transitória sem sobressinal, pois elimina o tempo estacionário. O controlador PD (Proporcional Derivativo) é utilizado normalmente quando se deseja uma resposta mais rápida e sem muita precisão, pois ele pode apenas diminuir o erro estacionário, não eliminá-lo. Já o PID (Proporcional Integral derivativo) pode eliminar o erro e controlar as oscilações indesejáveis da resposta transitória (FERREIRA; COSTA; MESTRE, 2007).

Sabendo que o projeto deste trabalho necessita de um controlador de ganho elevado, como mostra a equação 53. Portanto, escolheu-se o controlador PI com filtro, como é mostrado na Figura 32. O filtro representa o acréscimo de dois pólos na malha de controle,

um na origem que tem como objetivo levar o erro estático a zero, e o outro é utilizado para diminuir os ruídos de alta frequência produzidos pelo chaveamento (FILHO, 2010). Outro motivo da escolha é devido a seu efeito de compensação por avanço de fase, como é mostrado na equação 61, já que esse arranjo é recomendado para sistemas que apresentam um avanço menor que 90°.

Figura 32 – Controlador PI com filtro.



Fonte: Adaptado de (ERICKSON; WAKSIMOVIC, 2004).

Para que seja possível projetar o compensador é necessário calcular o valor de tensão referência (54) conforme o ganho de realimentação do sistema, que nada mais é que um sensor de tensão elétrica. Vale pontuar que a tensão de saída do conversor é de 450Vcc. Outro parâmetro também importante para o projeto é a modulação PWM, pois é ela que vai modular o sinal utilizando a razão cíclica já calculada. A tensão e o ganho da moduladora PWM adotado são mostrados nas equações 56 e 57.

$$V_{ref} = 2.5 V \quad (54)$$

$$H_v = \frac{V_{ref}}{V_o} = 0,00556 \quad (55)$$

$$V_m = 5 V \quad (56)$$

$$F_m = \frac{1}{v_m} = 0,2 \frac{1}{v} \quad (57)$$

Como métrica de desempenho do conversor deve-se ainda construir o diagrama de Bode. O diagrama de Bode, ou gráfico logarítmico, caracteriza a função de transferência por meio de dois gráficos, um representando o valor do módulo em dB (decibéis por década) e o outro da fase em graus, ambos são construídos de acordo com a frequência em escala logarítmica (OGATA, 2010).

Antes de criar o diagrama é importante definir a frequência de cruzamento (f_c) a ser adotada, que corresponde ao ponto em que a o ganho cruza a linha do zero. Esse valor não deve ser maior que um quarto da frequência de chaveamento, pois à medida que f_c se aproxima de f_s o sistema tende à instabilidade. Logo o valor escolhido para o projeto foi 1/5, como é o apresentado na equação 58.

$$f_c = \frac{1}{5} f_s = 5 \cdot 10^3 \text{ Hz} \quad (58)$$

De posse da frequência de cruzamento é possível encontrar ganho na frequência de cruzamento em malha aberta e, conseqüentemente, o ganho do compensador, como mostrado nas equações a seguir.

$$FTMA_d = 20 |FTMA_v \cdot 2\pi f_c| = -20.43 \quad (59)$$

$$k_c = 10^{\frac{FTMA_d}{20}} = 0,095 \quad (60)$$

Onde:

$FTMA_d$ é o ganho na frequência de cruzamento em malha aberta;

K_c é o ganho do compensador.

$FTMA_v$ é a função de transferência de malha aberta.

O avanço de fase do compensador pode ser encontrado por:

$$\phi_{FTMA_d} = 180^\circ - \arg(FTMA_v \cdot 2\pi f_c) \frac{180}{\pi} = 85,45^\circ \quad (61)$$

Desse modo, com todos os parâmetros já definidos, são calculados os outros elementos do controlador. De acordo com o esquema apresentado em 34 é possível encontrar a função de transferência do compensador. Adotando o método das impedâncias, têm-se:

$$Z_1 = R_1 \quad (62)$$

$$Z_2 = \frac{\frac{1}{sC_1} \left(R_2 + \frac{1}{sC_2} \right)}{\frac{1}{sC_1} + \left(R_2 + \frac{1}{sC_2} \right)} = \frac{sC_2 R_2 + 1}{s(C_1 + C_2 + sC_1 C_2 R_2)} \quad (63)$$

$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = - \frac{Z_2}{Z_1} = C_i \quad (64)$$

$$C_i(s) = \frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{\frac{sC_2R_2+1}{s(C_1+C_2+sC_1C_2R_2)}}{R_1} = -\frac{C_2R_2}{C_1C_2R_1R_2s} \left[\frac{s+\frac{1}{C_2R_2}}{s+\frac{C_1+C_2}{C_1C_2R_2}} \right] \quad (65)$$

Onde:

C_i = Função de transferência do controlador.

Tem um pólo em $\left(f_{p1} = \frac{C_1+C_2}{C_1C_2R_2} \frac{1}{2\pi} \right)$ e na origem (66)

Tem um zero em $\left(f_z = \frac{1}{C_2R_2} \frac{1}{2\pi} \right)$ (67)

Adotando $R_1 = 10000 \Omega$, realizando as considerações e as simplificações algébricas necessárias, é possível encontrar os seguintes parâmetros para o compensador:

$$C_1 = 233,4 \mu\text{F}$$

$$R_2 = 0,952 \text{ k}\Omega$$

$$C_2 = 0,934 \mu\text{F}$$

Outro parâmetro importante para analisar o desempenho dinâmico do sistema é a construção do diagrama do lugar das raízes. Este diagrama tem como objetivo representar a localização geométrica das raízes das funções de transferências em laço aberto apresentadas e determinar o ganho para o qual o sistema é estável (OGATA, 2010). Para a construção desse diagrama foi utilizado o software *Matlab*.

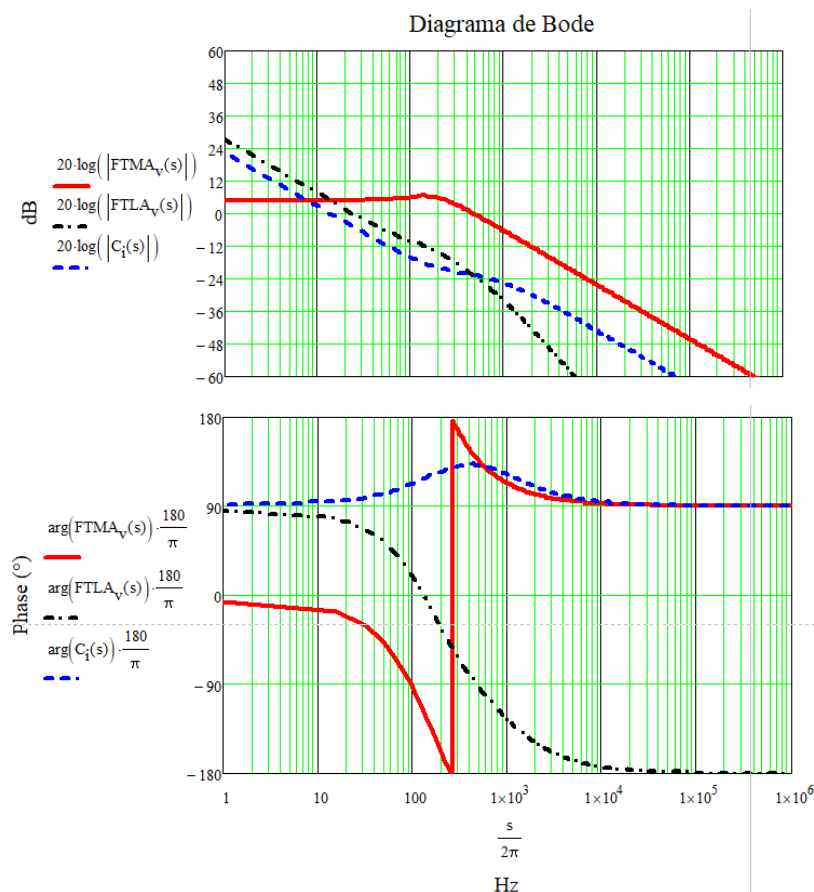
Com os todos os parâmetros já calculados foi possível realizar as simulações. Para analisar o desempenho do sistema, quando submetido às variações de tensão nos painéis, foi utilizado um degrau unitário, que simula uma queda de tensão de 40% da tensão total dos painéis propostos.

Como foi analisado no capítulo anterior, o sistema utilizando apenas o conversor controlado, em cascata com o conversor CC/CA, não consegue manter a energia entregue à rede elétrica dentro dos parâmetros adequados estabelecidos pela norma, fazendo-se necessária a utilização de outra malha de controle, agora aplicada ao conversor.

5.4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Utilizando a ferramenta *Mathcad*, foi montado o diagrama de Bode e do lugar das raízes para analisar o comportamento dinâmico do sistema, em malha aberta e fechada, obtendo-se o gráfico da Figura 33.

Figura 33 – Diagrama de Bode – Sistema Controlado e Não Controlado



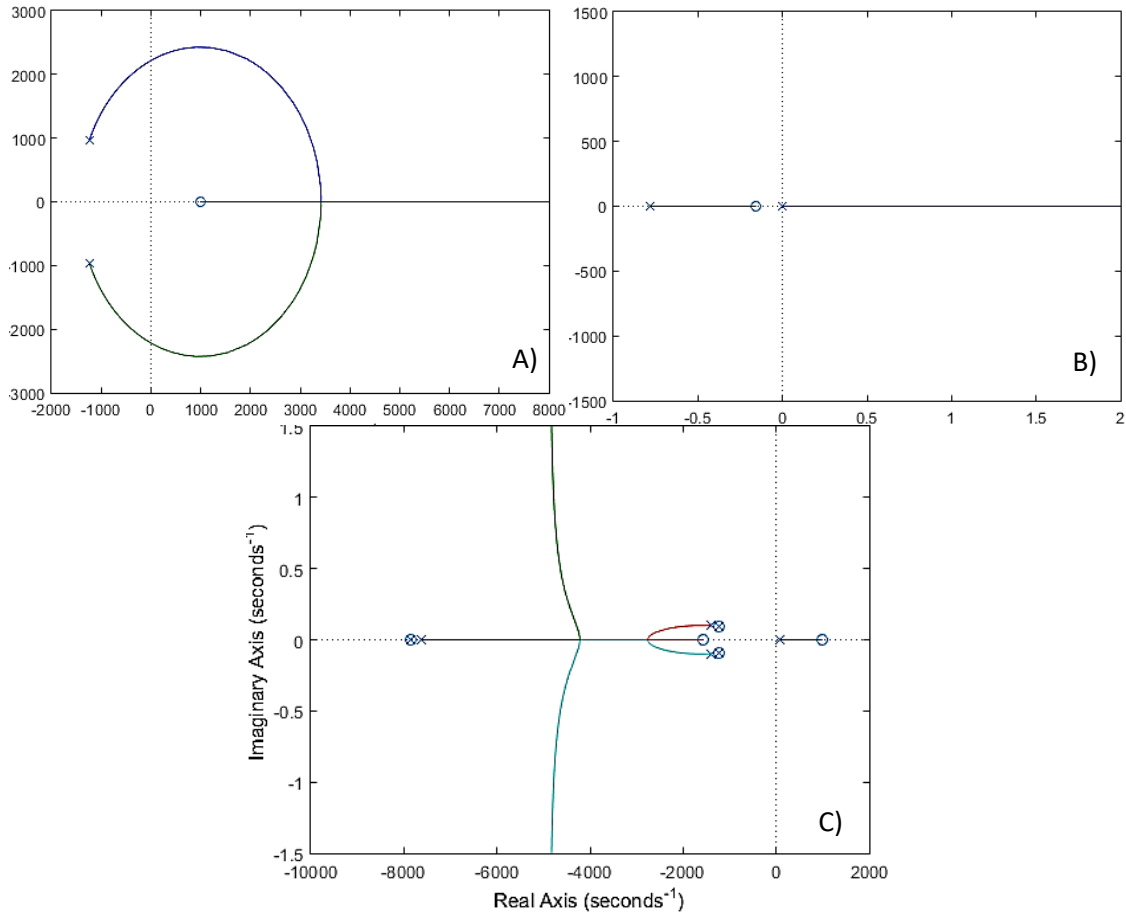
Fonte: Autora, 2018.

O diagrama que representa a função de transferência em malha aberta (linha contínua vermelha) apresenta-se com um declive de -20 dB/década, uma margem de ganho de aproximadamente 11dB/Década e uma margem de fase de aproximadamente 310°. Adicionando o compensador ao sistema (linha tracejada azul), percebe-se que em baixas frequências o sistema em malha fechada (Linha tracejada preta) apresentou um ganho mais elevado e uma margem de fase entorno de 245°, isto significa que o sistema é estável e que os resultados obtidos se mostram satisfatório.

Foi montado ainda, utilizando o *software Matlab*, o diagrama do lugar das raízes, em malha fechada, a fim de localizar os pólos e os zeros das funções de transferência já

apresentada e determinar o ganho para o qual o sistema é estável, obtendo-se os gráficos da Figura 34.

Figura 34 – Diagrama do Lugar das Raízes de Malha Fechada do Conversor *Boost* (A), do Controlador PI com Filtro (B) e do Conversor *Boost* Controlado (C).

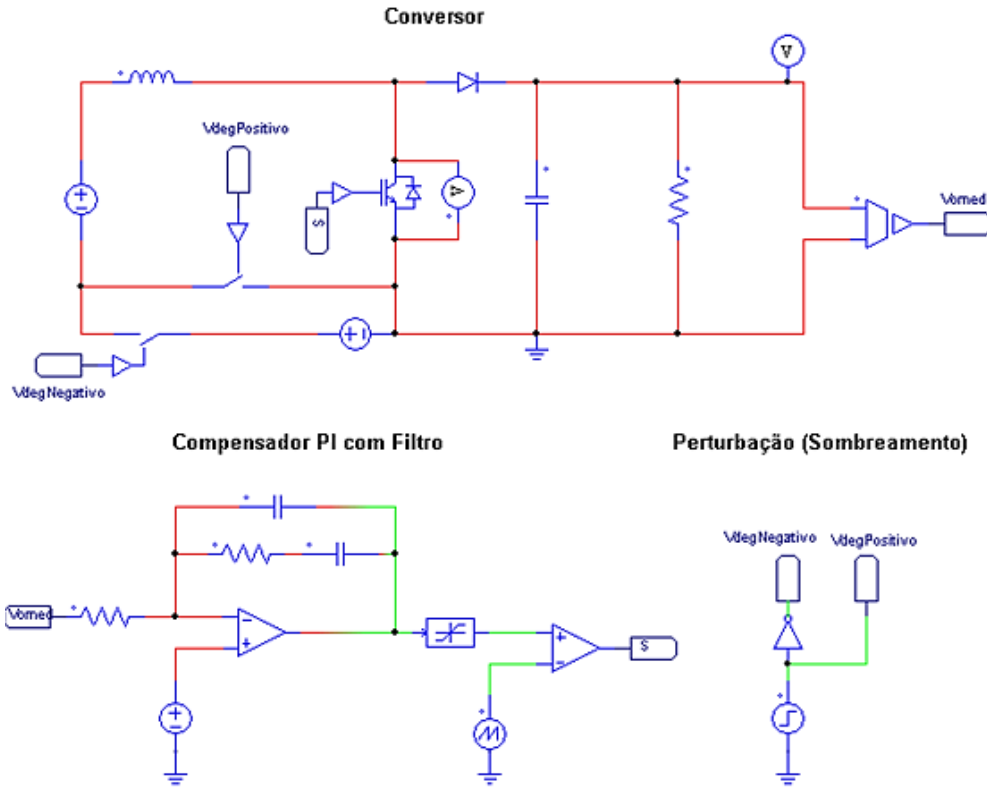


Fonte: Autora, 2018.

Analisando o diagrama do lugar das raízes apresentado na Figura 34 é possível verificar a localização geométrica dos pólos e zeros presentes no conversor *boost*, no controlador PI com filtro e no conversor controlado. Os pólos do conversor e do controlador estão localizados, respectivamente, em $-1240 \pm 960.6j$, -7843 e na origem. Já os zeros estão localizados, respectivamente, $992,1$ e -1569 . Os pólos do conversor controlado são compostos pela junção dos pólos do conversor e do controlador. Percebe-se que há regiões de instabilidade em todos os diagramas, mas naquele que representa o conversor controlado essa região se torna bem menor. Mostrando que o controlador melhorou a estabilidade do conversor *boost* e, portanto, do sistema.

Foi realizada ainda a simulação no PSIM, conforme apresentada na Figura 35. No sistema apresentado foi utilizado como perturbação um degrau unitário de 1V, uma fonte de tensão contínua e os parâmetros do conversor e controlador encontrados anteriormente.

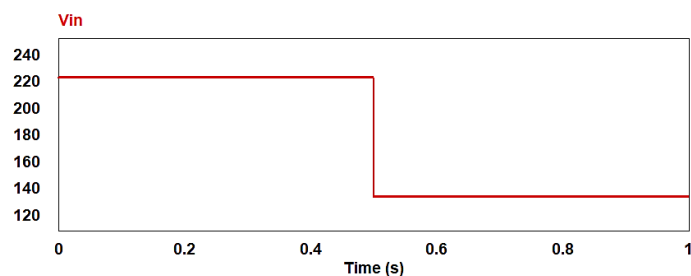
Figura 35 – Projeto de controle do conversor *Boost*.



Fonte: Autora, 2018.

As formas de ondas encontradas na simulação da Figura 35 são apresentadas nas Figuras 36 e 37. Foi realizada a simulação com o compensador considerando a queda na tensão de entrada do conversor de 223,2V para 133,92V, como mostra a Figura 36.

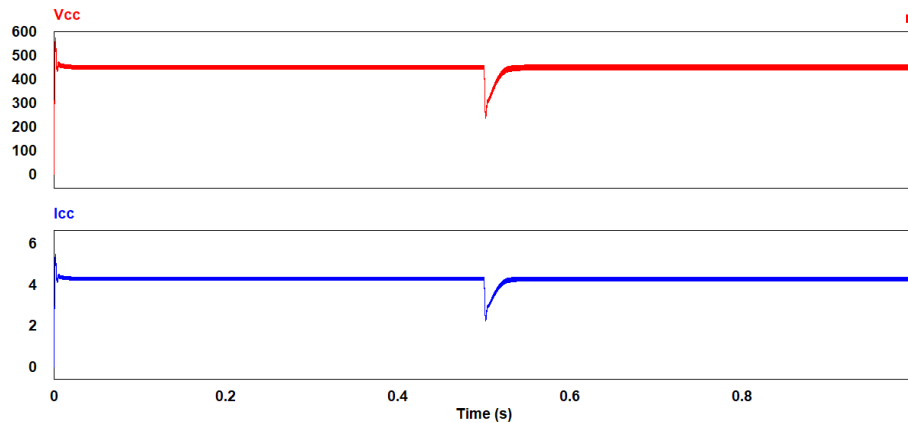
Figura 36 – Tensão na Entrada do Conversor Quando Houver uma Redução de 40% da Tensão Gerada.



Fonte: Autora, 2018.

A tensão de saída do conversor compensado depois da queda de tensão na sua entrada é mostrada na Figura 37.

Figura 37 – Tensão e Corrente na Saída do Conversor Compensado após a Redução de 40% da Tensão Gerada.



Fonte: Autora, 2018.

Analisando as Figuras apresentadas percebe-se claramente que o controlador apresentou os resultados esperados, ou seja, ele manteve a tensão e a corrente de saída no valor desejado mesmo após a adição de uma perturbação ao sistema. Além disso, o mesmo apresentou uma resposta transitória de aproximadamente 30 ms sem sobressinal, como era planejado para o projeto.

Tabela 10 – Comparação dos Valores apresentados na Simulados sem o compensador e sem o Sombreamento e com o Compensador, após a Redução de 40%.

Dados	Sem o compensador e com o sombreamento	Com o compensador e com o sombreamento
V_{in} (V)	223,2	119,9
V_{cc} (V)	449,4	449,9
I_{cc} (A)	4,25	4,26
P_o (W)	1920,3	1919,9

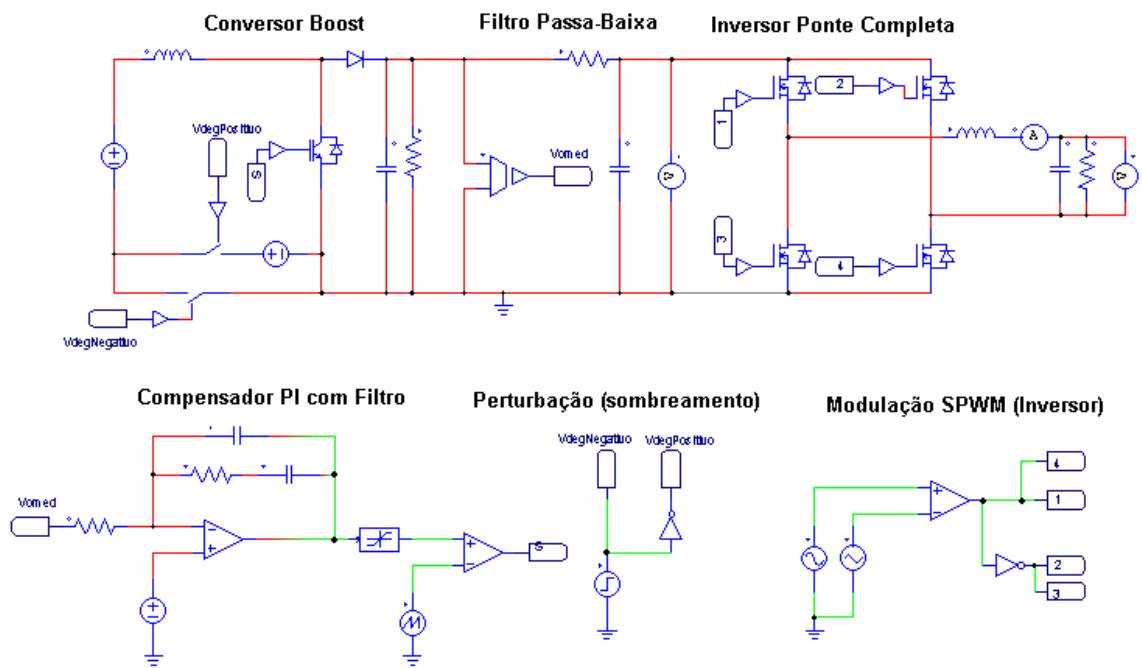
Fonte: Autora, 2018.

Analisando a Tabela 10 pode-se notar que os valores de tensão simulados através do controlador estão bem próximos dos valores simulados sem o compensador e nas condições

ideais de operação do Kit, mostrando um erro de aproximadamente 0,02%, que pode ser desconsiderado. Pode-se observar ainda que a tensão de saída está dentro dos parâmetros estipulados pelo fabricante do inversor, com a corrente inferior a máxima de 10A.

Foi realizada também a simulação do conversor controlado em cascata com o inversor apresentado no capítulo anterior, como mostra a Figura 38.

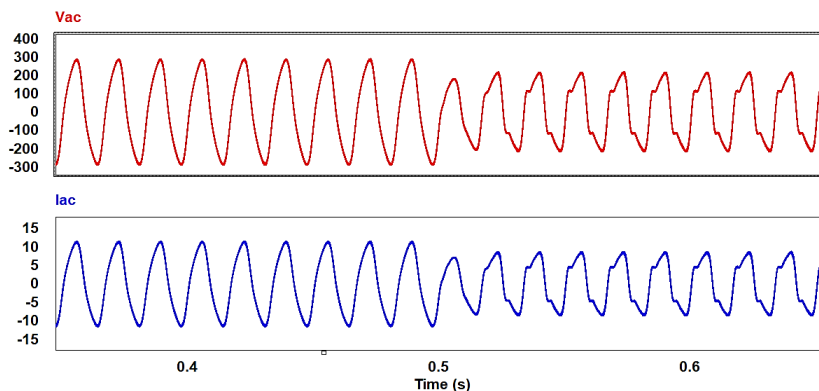
Figura 38 – Simulação do Inversor em Cascata com o Conversor Controlado.



Fonte: Autora, 2018.

As formas de ondas obtidas através da simulação estão apresentadas na Figura 38.

Figura 39 – Tensão e Corrente na Carga do Conversor H4 em Cascata com o Conversor *Boost* Controlado.



Fonte: Autora, 2018.

Analisando a Figura 39, percebe-se que apenas o controlador PI aplicado ao conversor não conseguiu manter a tensão e a corrente na saída do conversor reguladas, após a perturbação, nos valores desejados. Nota-se ainda que, após a queda de tensão, as ondas apresentaram-se ainda mais distantes da componente fundamental, contendo muitas harmônicas em baixas frequências, tornando a utilização do sistema inapropriada para conexão na rede elétrica.

5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Foram apresentados neste capítulo todos os cálculos referentes ao controle do conversor *boost* e do compensador escolhido para o sistema, PI com filtro. Foram analisadas as simulações da planta com a aplicação do controlador e em cascata com o conversor H4, além de algumas adequações para mostrar o desempenho do mesmo.

A primeira análise realizada foi referente ao diagrama de Bode do sistema. Notou-se que, após a compensação, o mesmo apresentou um ganho mais elevado, como era esperado. Em seguida foi apresentado o diagrama do lugar das raízes do conversor, do controlador e do conversor controlado. Percebe-se que o controlador melhorou a estabilidade do conversor *boost* e, conseqüentemente, do sistema.

Posteriormente foi realizada a simulação do conversor compensado, considerando uma redução de 40% da tensão de entrada, e foi obtida as formas de onda do sistema. Notou-se que o controle mostrou-se satisfatório, pois manteve a tensão de saída dentro dos níveis desejados, com um erro mínimo de aproximadamente 0,02%, mesmo após a perturbação, além de ter apresentado uma resposta transitória de 30 milisegundos, sem sobressinal.

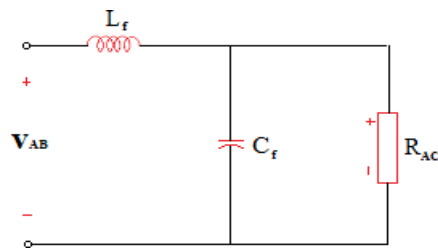
No entanto, quando o conversor *Boost* compensado foi colocado em cascata com o conversor H4, percebe-se que apenas o controlador PI não conseguiu manter a tensão e a corrente na saída do inversor, após a perturbação, nos valores desejados. Nota-se ainda que, após a queda de tensão, as ondas apresentaram-se ainda mais distantes da componente fundamental, contendo muitas harmônicas em baixas frequências, tornando a utilização do sistema inapropriada para conexão na rede elétrica.

6 CONTROLE DO CONVERSOR 4H

6.1 MODELAGEM DO CONVERSOR CC/CA

O primeiro passo para encontrar a malha de controle do conversor é definir sua função de transferência de malha aberta. Essa função pode ser determinada analisando-se, inicialmente o filtro aplicado na saída da ponte, como é apresentado na Figura 40.

Figura 40 – Filtro do Inversor.



Fonte: Autora, 2018.

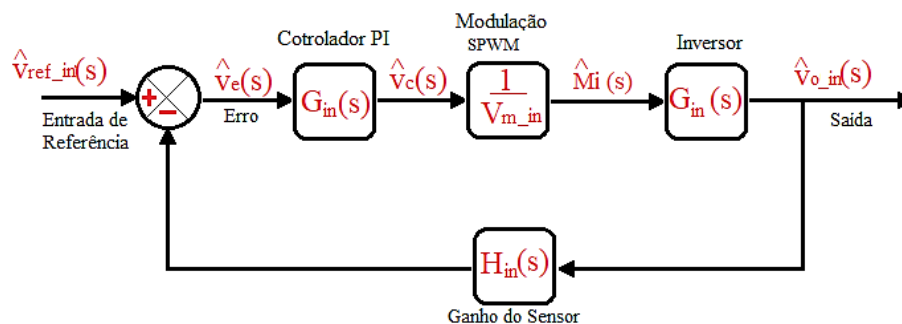
Aplicando a lei de Kirchhoff para tensão e a transformada de La Place, e rearranjando os termos, é possível encontrar a função de transferência da tensão de saída V_{ac} pela de entrada V_{ab} , como apresentado na Equação (68).

$$G_f(s) = \frac{1}{C_f \cdot L_f \cdot s^2 + 1} \quad (68)$$

6.2 MALHA DE CONTROLE

Com a função de transferência do inversor já determinada é possível obter o diagrama de blocos da malha de controle que será aplicado ao mesmo.

Figura 41 – Diagrama de blocos da Malha de Controle do Conversor CC/CA.



Fonte: Autora, 2018.

Onde:

$G_{in}(s)$ é a função de transferência do controlador do inversor;

V_{m_in} é a tensão de referência da moduladora do inversor;

$F_{m_in} = \frac{1}{V_{m_in}}$ é a função de transferência da moduladora;

\hat{V}_{ref_in} é a tensão de referência do inversor;

\hat{V}_{o_in} é a tensão de saída do inversor;

$H_{in}(s)$ é o ganho do sensor de tensão da malha do inversor.

Realizando o mesmo procedimento realizado no capítulo anterior, é possível obter a função de transferência de malha aberta e de laço aberto, como se pode ver nas Equações (69) e (70).

$$FTMA_{v_in} = H_{in}(s) \cdot F_{m_in}(s) \cdot G_{in}(s) \quad (69)$$

$$FTLA_{v_in} = FTMA_{v_in} \cdot G_{in}(s) \quad (70)$$

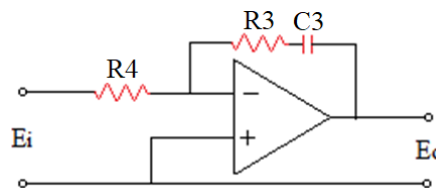
Assim como na malha de controle aplicado ao *boost* pode-se perceber, isolando $V_{cc}(s)$, que quanto maior for o ganho $H_{in}(s)$, menor serão as variações na tensão da carga, concluindo que também é necessário projetar um controlador que tenha um ganho elevado.

$$V_{cc}(s) = \frac{FTLA_{v_in} \cdot \hat{v}_{ref_in}(s)}{H_{in}(s) \cdot (1 + FTLA_{v_in})} \quad (71)$$

6.3 PROJETO DO CONTROLADOR PI PARA O CONVERSOR H4

Sabendo da necessidade de um controlador de ganho elevado, como mostra a equação 6.4, escolheu-se o controlador PI, como é mostrado na Figura 42.

Figura 42 – Controlador PI.



Fonte: Adaptado de (ERICKSON; WAKSIMOVIC, 2004).

A tensão de referência adotada foi de 2,5V, o ganho de realimentação obtido foi de 11m. A tensão da moduladora adotada foi de 5V e, conseqüentemente, seu ganho de 0,2 1/V. Já o valor escolhido de frequência de corte foi de 1/10 da frequência de chaveamento. Com os dados de tensão de referência e da moduladora é possível encontrar ganho na frequência de cruzamento em malha aberta e, conseqüentemente, o ganho do compensador, como mostrado nas equações a seguir.

$$FTMA_{d_in} = 20 |FTMA_{v_in} \cdot 2\pi f_c| = -40.274 \quad (72)$$

$$k_{c_in} = 10^{\frac{FTMA_d}{20}} = 9.689 \cdot 10^{-3} \quad (73)$$

Onde:

$FTMA_{d_in}$ é o ganho na frequência de cruzamento em malha aberta do inversor;

K_{c_in} é o ganho do compensador do inversor.

$FTMA_{v_in}$ é a função de transferência de malha aberta do conversor CC/CA.

O avanço de fase do compensador pode ser encontrado por:

$$\phi_{FTMA_{d_in}} = 180^\circ - \arg(FTMA_V \cdot 2\pi f_c) \frac{180}{\pi} = 0^\circ \quad (74)$$

De acordo com o esquema apresentado na Figura 39 é possível encontrar a função de transferência do compensador, adotando os mesmos critérios para encontrar a função de transferência do compensador com filtro apresentado no capítulo anterior.

$$C_{c_in}(s) = \frac{E_o(s)}{E_i(s)} = -\frac{sC_3R_3+1}{C_3R_4} \quad (75)$$

Onde:

C_{c_in} é a função de transferência do controlador do conversor CC/CA.

Adotando $R_3 = 10000 \Omega$, realizando as considerações e as simplificações algébricas necessárias, é possível encontrar os seguintes parâmetros para o compensador:

$$C_3 = 0,131 \mu F$$

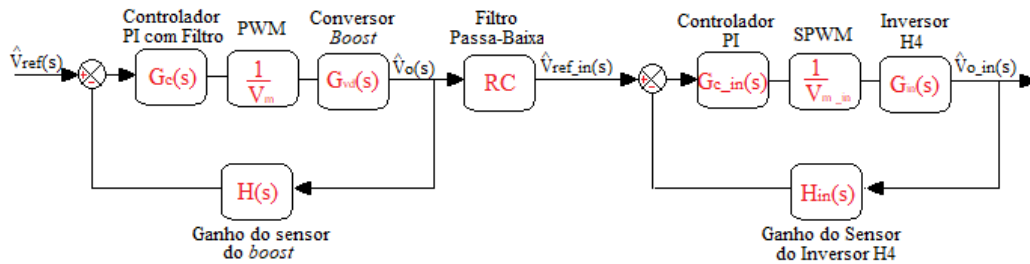
$$R_2 = 97 \Omega$$

Com todos esses valores determinados, é possível criar o diagrama de Bode e do lugar das raízes da malha de controle do inversor de ponte completa, para análise do ganho de desempenho que esquema de controle proporcionou ao sistema.

6.4 DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA COMPLETO

De posse de todos os dados obtidos foi possível encontrar o diagrama de blocos do sistema completo. Como mostrado na Figura 43.

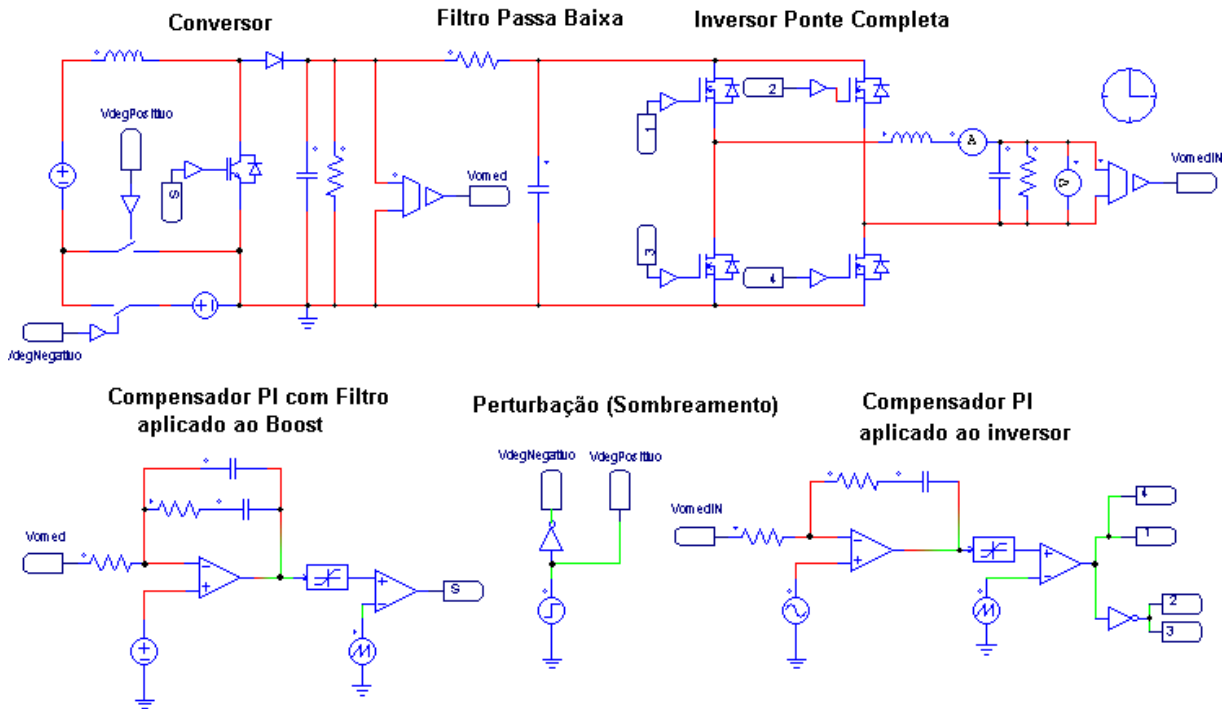
Figura 43 – Diagrama de Blocos do Sistema Completo



Fonte: Autora, 2018.

Com o diagrama de blocos do sistema completo definido, realizou-se a simulação demonstrada na Figura 44. Foi acrescentada uma queda de tensão de 40% do valor de tensão máxima das placas, como forma de simular sombreamento dos painéis.

Figura 44 – Simulação do Sistema Completo.

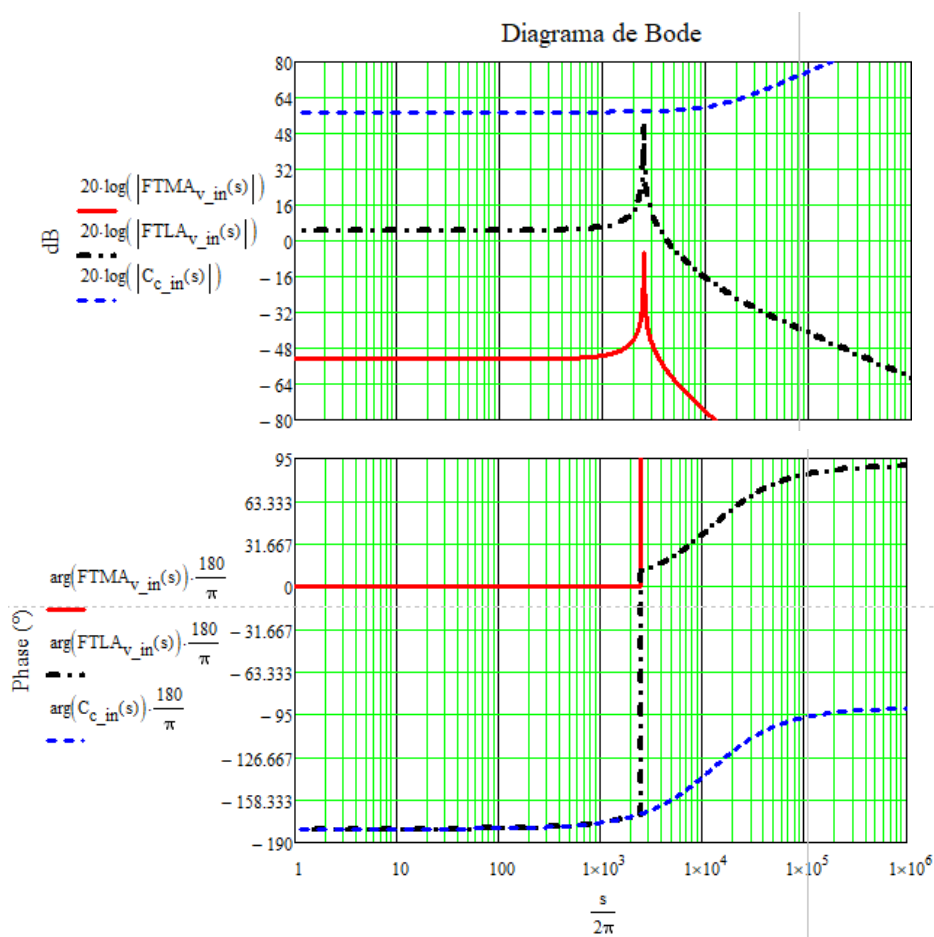


Fonte: Autora, 2018.

6.5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

O diagrama de Bode do Inversor pode ser visualizado na Figura 45.

Figura 45 – Diagrama de Bode da Malha de Controle do Inversor H4.

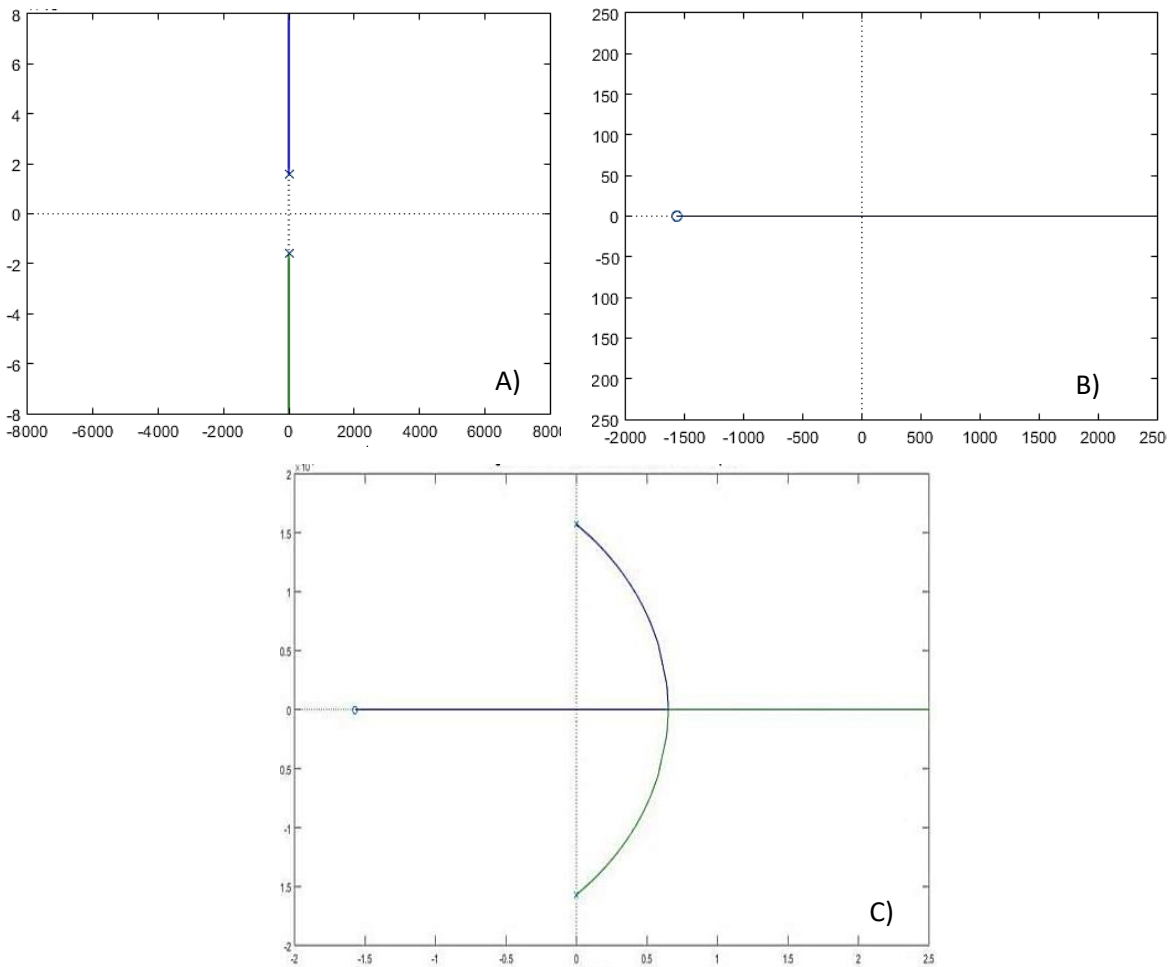


Fonte: Autora, 2018.

O diagrama da função de transferência em malha aberta (linha contínua vermelha) apresenta-se com um declive de -20 dB/década, uma margem de ganho de aproximadamente -46dB/Década e uma margem de fase de 180°. Adicionando o compensador ao sistema (linha tracejada azul), percebe-se que em baixas frequências o sistema em malha fechada (Linha tracejada preta) apresentou um ganho mais elevado e uma margem de 0°, deixando o sistema estável.

O diagrama do lugar das raízes do Inversor, em malha fechada, pode ser visualizado na Figura 46.

Figura 46 – Diagrama do Lugar das Raízes de Malha Fechada do Inversor (A), do Controlador PI (B) e do Inversor Controlado (C).

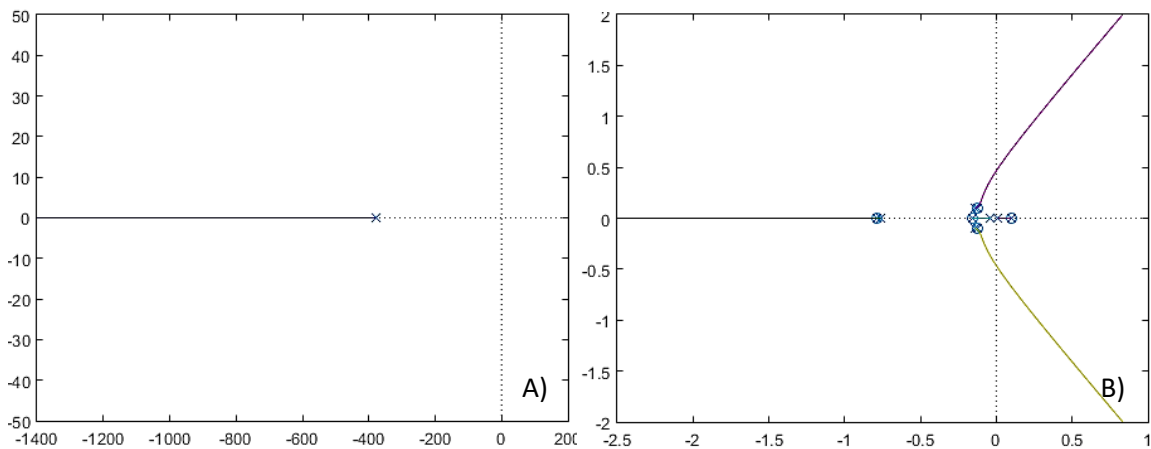


Fonte: Autora, 2018.

Os pólos do Inversor estão localizados em $\pm 1.571j$ e o zero do controlador está localizado em $-1.571j$. Percebe-se que o inversor é marginalmente estável, pois possui 2 pólos conjugados no eixo imaginário do gráfico. Já o controlador apresenta-se com regiões de instabilidade. Com o acréscimo do controlador ao inversor percebe-se que o sistema ainda apresenta regiões de instabilidade.

O diagrama do lugar das raízes do filtro aplicado e do sistema completo, em malha fechada, pode ser visualizado na Figura 47. O lugar geométrico do pólo do filtro passa-baixa é -376.5 , mostrando sua completa estabilidade. A localização dos pólos e zeros do sistema completo são a junção dos pólos e zeros do conversor *boost* controlado, mostrado no capítulo anterior, do inversor ponte completa controlado e do filtro passa baixa. Percebe-se que o sistema ainda apresenta regiões de instabilidade.

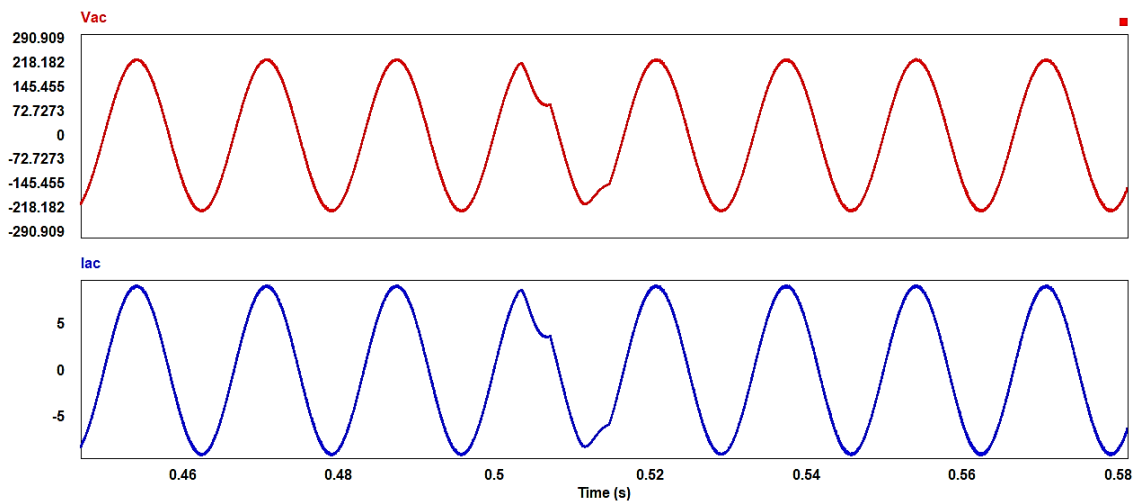
Figura 47 – Diagrama do Lugar das Raízes de Malha Fechada do Filtro (A) e do Sistema Completo (B).



Fonte: Autora, 2018.

A Figura 48 apresenta as formas de onda obtidas na saída do sistema completo, de acordo com a simulação da Figura 44.

Figura 48 – Tensão e Corrente na Saída do Sistema Completo.



Fonte: Autora, 2018.

Os valores de tensão e corrente nominal encontrados na simulação da Figura 48 foram de, respectivamente, 222,03Vca e 8,76A e a taxa de distorção harmônica (THD) foi de 0,6% para a tensão e 0,9% para a corrente. Todos esses valores estão de acordo com os parâmetros mínimos estabelecidos pela norma ABNT NBR 16149. Pode-se observar ainda que o sistema obteve uma resposta transitória de aproximadamente 10ms sem sobressinal. Concluindo que o projeto é satisfatório para a tarefa proposta.

6.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentadas as características principais do controlador PI aplicado ao inversor monofásico de ponte completa. Foi exibido a sua topologia básica e os parâmetros necessários para o projeto do mesmo. Além disso, foi realizada a simulação do inversor em cascata com o compensador PI.

A primeira análise foi referente ao diagrama de Bode. Percebeu-se que adicionando o controlador ao inversor houve melhoras apresentou um ganho mais elevado e uma margem de 0° , deixando o sistema estável. Em seguida foram realizadas as análises referentes ao diagrama do lugar das raízes. Percebeu-se que o diagrama do inversor controlado ainda apresentou uma região de instabilidade.

Já na análise realizada do sistema completo percebeu-se que os valores de tensão, corrente e taxa de distorção harmônica na saída do inversor apresentaram-se de acordo com os parâmetros mínimos estabelecidos pela norma ABNT NBR 16149. Observou-se ainda que o sistema obteve uma resposta transitória de aproximadamente 10ms sem sobressinal. Concluindo que o projeto é satisfatório para a tarefa proposta.

7 CONCLUSÕES

7.1 INTRODUÇÃO

Neste trabalho foi apresentado o conversor *boost* controlado em modo de tensão pelo compensador PI com filtro e aplicado a um inversor monofásico de ponte completa. Foi exposto o histórico da energia solar, o grande potencial solar que o Brasil possui e os equipamentos necessários para a aplicação do sistema em residências.

Foi explanada uma visão geral da energia solar no Brasil e no mundo, além das características e formas de utilização. Verificou-se nesse capítulo que a energia solar vem apresentando um crescimento exponencial no Brasil e no mundo e que os incentivos e a preocupação com o meio ambiente estão cada vez maiores. Concluindo positivamente sobre a importância da energia fotovoltaica para a humanidade.

7.2 RESUMO DAS CONTRIBUIÇÕES DA MONOGRAFIA

Através dos conceitos apresentados, foi possível verificar as características do conversor elevador *boost*. Foi apresentado um exemplo de projeto, utilizando o kit Canadian Colonial Aldo Solar, onde se pode verificar o comportamento de cada componente do conversor. Os resultados obtidos com a simulação do exemplo estavam muito próximos dos dados calculados e apresentados no datasheet do fabricante do kit, com um erro de aproximadamente 0,66%, mostrando que os resultados foram positivos.

Foram apresentadas ainda as características principais do inversor monofásico de ponte completa. Foi exibido a sua topologia básica, suas etapas de operação e os parâmetros necessários para o projeto do mesmo. Foi realizada a simulação do inversor em cascata com o conversor e percebeu-se que o sistema não consegue manter-se estável quando submetido ao distúrbio, mostrando a necessidade de um sistema complementar.

Posteriormente foi apresentado o projeto de controle dos compensadores. Com as simulações realizadas do sistema completo foi possível verificar que o controle apresentou resultados satisfatórios. Verificou-se que os valores de tensão e corrente na saída do inversor, assim como seus respectivos THD estavam de acordo com os parâmetros mínimos estabelecidos pela norma ABNT NBR 16149.

Através da análise de todos os resultados obtidos pode-se concluir que as malhas de controle aplicadas ao sistema fotovoltaico mostraram-se satisfatórias, pois, mesmo com as diversidades impostas, o mesmo manteve seu desempenho satisfatório.

7.3 SUGESTÃO DE TRABALHOS FUTUROS

Mesmo que o projeto tenha apresentado resultados positivos, algumas melhorias no sistema são necessárias, para tanto, algumas propostas de trabalhos futuros são apresentadas:

- Desenvolver um algoritmo MPPT, para maximizar a potência do sistema, dentro dos valores desejados;
- Realizar estudos para aplicação do sistema de controles em inversores multiníveis, com o objetivo de gerar uma tensão de saída com uma quantidade ainda inferior de harmônicas, reduzindo assim o filtro de conexão com a rede.

REFERÊNCIAS

BARBI, I. **Projeto de Inversores**. Universidade Federal de Santa Catarina. Departamento de Engenharia Elétrica. Centro Tecnológico. Santa Catarina, maio de 2007.

BOYLESTAD, Robert L. NASHELSKY, Louis. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos**. Tradução Sônia Midori Yamamoto. Revisão técnica: Alceu Ferreira Alves. Ed.11. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2013.
Título original: Electronic devices and circuit theory ISBN 978-85-64574-21-2.

CENCI, R. **Filtros Passivos (RLC)**. Universidade Federal de Santa Catarina. Centro de Ciências Físicas e Matemáticas. Departamento de Física. Florianópolis, outubro de 2016.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA (BRASIL). **BALANÇO ENERGÉTICO NACIONAL 2017: ANO BASE 2016**. Rio de Janeiro: EPE, 2017.

ENTE NAZIONALE PER L'ENERGIA ELÉTRICA – ENEL. **Placas Solares: e-book**. 26 f. Brasil, novembro de 2016.

ERICKSON, Robert W. MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. University of Colorado. Boulder, Colorado. 2 ed. 2004.

FERREIRA, Patricia, COSTA, Carlos, MESTRE, Ana. **Controlo de Sistemas**. Competição de rasteirinhos. Instituto superior técnico. Licenciatura em Engenharia Mecânica. 14 de julho de 2007.

FILHO, Herminio Miguel de Oliveira. **Conversor Estático de três estágios para carregamento de baterias a partir de sistemas eólicos**. Universidade Federal do Ceará. Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica. Dissertação (Mestrado). Fortaleza, Ceará. Março de 2010.

FRAGA, José Renato Castro Pompéia. **Análise Do Comportamento Da Bateria Utilizada Em Sistemas Fotovoltaicos De Pequeno Porte**. Tese (Doutorado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade De Ciências Agrônomicas Campus De Botucatu. Botucatu, São Paulo. Julho de 2009.

FREITAS, Susana Sofia Alves. **Dimensionamento de Sistemas Fotovoltaicos**. 104 f. Dissertação (Mestrado) – Instituto Politécnico de Bragança, Escola Superior de Tecnologia e Gestão, Engenharia Eletrotécnica, Novembro de 2008.

HENN, Gustavo Alves de Lima. **Conversor Boost Bidirecional de Alto Ganho Aplicado a um Sistema Fotovoltaico**. 107 f. Dissertação (Mestrado) – Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fevereiro de 2008.

INSTITUTO DE PESQUISA ECONÔMICA APLICADA – IPEA. **Energia Fotovoltaica Ligada à Rede Elétrica: Atratividade para o Consumidor Final e Possíveis Impactos no Sistema Elétrico**. 1812 Texto para Discussão, ISSN 1415-4765, Brasília, Fevereiro de 2013.

MARANGONI, F. **Inversor Monofásico para Conexão de Sistemas Fotovoltaicos à Rede Elétrica**. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Pato Branco, 2012.

MICHELS, A. S., OSAWA, R. A., SANTOS, T. A. M. **Avaliação de um Inversor Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica**. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Departamento Acadêmico de Eletrotécnica Engenharia Industrial Elétrica com Ênfase em Automação. Curitiba, 2015.

MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA - MME. **Boletim Mensal de Monitoramento do Sistema Elétrico Brasileiro**. Brasília, Brasil, dezembro de 2017.

MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA - MME. **Relatório do Grupo de Trabalho em Sistemas Fotovoltaicos**. GT-GDSF / Ministério de Minas e Energia, Brasília, Brasil, 2009. 222. P.

NASCIMENTO, Rodrigo L. **Energia Solar no Brasil: Situação e Perspectiva**. Consultor Legislativo da área XII. Recursos Minerais, Hídricos e Energéticos. Estudo Técnico, Março de 2017.

INTERNATIONAL ENERGY AGENCY – IEA. **TRENDS 2017 in Photovoltaic Applications Executive Summary**. Report IEA PVPS T1-32, 22nd Edition, 2017.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno**. Tradutora Heloísa Coimbra de Souza. Revisor Técnico Eduardo Aoun Tannuri. 5 ed. –São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010.

PETRY, C.A. **Introdução aos Conversores CC-CC**. Universidade Federal de Santa Catarina. Departamento de Engenharia Elétrica. Centro Tecnológico. Santa Catarina, Agosto de 2001.

PINTO, C. CATARINO, J. CORREIA, M. LEITE, P. COSTA, S. **Energia Solar**. Projeto FEUP 2014/2015. Faculdade de Engenharia da Universidade de Porto.

RIBEIRO, Rafael V. **Sistema Fotovoltaico Autônomo Baseado em Conversores CC-CC Boost**. Instituto Alberto Luiz Coimbra de Pós-Graduação e Pesquisa de Engenharia – UFRJ. Rio de Janeiro. Novembro de 2011.

SEGUEL, Julio Igor López. **Projeto de um Sistema Fotovoltaico Autônomo de Suprimento de Energia Usando Técnica MPPT e Controle Digital**. 222 f. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Escola de Engenharias, Universidade Federal de Minas Gerais, Agosto de 2009.

SILVA, Ranoyca N. A. L. **Célula de Comutação Suave Aplicada a um Conversor Boost de Alto Ganho**. Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Fortaleza, Fevereiro de 2009.

SIMÕES, F. C. O. **Inversor Monofásico para Painéis Fotovoltaicos com Controle de Tensão e de Corrente**. Engenharia Eletrotécnica e de Computadores. Lisboa, Novembro de 2015.

SOARES, Emanuel Augusto Paulo. **Uma Nova Perspectiva De Eletrificação Rural Em Corrente Contínua: Uma Experiência No Estado Do Piauí.** Universidade Federal do Ceará. Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica. Dissertação (Mestrado). Fortaleza, Ceará. Outubro de 2011.

VALLÊRA, António M.; BRITO, Miguel Centeno. Meio Século de História Fotovoltaica. **Gazeta de Física: Sociedade Portuguesa de Física.** Coimbra, v. 29 FASC. 1-2, 2016.

VILELA, Afrânio Ornelas Ruas. **Projeto e Construção de um Conversor *Boost* Controlado em Modo de Tensão.** 69 f. Monografia (Graduação) – Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Viçosa, 2011.