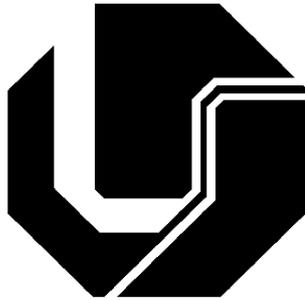


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

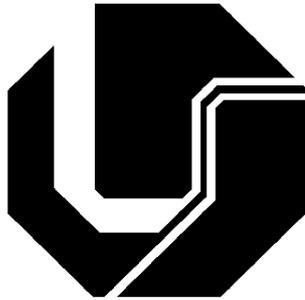


Aplicação Distribuída dos Conversores *Buck-Boost* com quatro interruptores para minimizar efeitos de sombreamento e maximizar a extração de potência em módulos fotovoltaicos.

Orientado: Luís Ricardo Cândido Côrtes
Orientador: Prof. Dr. Aniel Silva de Moraes
Coorientador: Prof. Dr. Daniel Pereira de Carvalho

Uberlândia, MG
Setembro de 2021

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



Aplicação Distribuída dos Conversores *Buck-Boost* com quatro interruptores para minimizar efeitos de sombreamento e maximizar a extração de potência em módulos fotovoltaicos.

Trabalho de Dissertação apresentado à
Universidade Federal de Uberlândia como
requisito parcial para obtenção do título de mestre
em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Aniel Silva de Morais, Dr. (Orientador) – UFU

Daniel Pereira de Carvalho, Dr. (Coorientador) – UFU

Fernando Lessa Tofoli, Dr. – UFSJ

Adjeferson Custódio Gomes, Dr. – UESC

Carlos Henrique Illa Font; Dr. – UTFPR

Uberlândia, MG

Setembro de 2021

Ficha Catalográfica Online do Sistema de Bibliotecas da UFU com dados informados pelo(a) próprio(a) autor(a).

C882 Côrtes, Luís Ricardo Cândido, 1994-
2021 Aplicação Distribuída dos Conversores *Buck-Boost* com quatro interruptores para minimizar efeitos de sombreamento e maximizar a extração de potência em módulos fotovoltaicos [recurso eletrônico] / Luís Ricardo Cândido Côrtes. - 2021.

Orientador: Aniel Silva de Moraes.
Coorientador: Daniel Pereira de Carvalho.
Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia, Pós-graduação em Engenharia Elétrica.
Modo de acesso: Internet.
Disponível em: <http://doi.org/10.14393/ufu.di.2021.477>
Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica. I. Moraes, Aniel Silva de, 1979-, (Orient.). II. Carvalho, Daniel Pereira de, 1981-, (Coorient.). III. Universidade Federal de Uberlândia. Pós-graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDU: 621.3

Bibliotecários responsáveis pela estrutura de acordo com o AACR2:

Gizele Cristine Nunes do Couto - CRB6/2091



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
 Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
 Av. João Naves de Ávila, 2121, Bloco 3N - Bairro Santa Mônica, Uberlândia-MG, CEP 38400-902
 Telefone: (34) 3239-4707 - www.posgrad.feelt.ufu.br - copel@ufu.br



ATA DE DEFESA - PÓS-GRADUAÇÃO

Programa de Pós-Graduação em:	Engenharia Elétrica				
Defesa de:	Dissertação de Mestrado Acadêmico, 763, PPGEELT				
Data:	Vinte e oito de setembro de dois mil e vinte e um	Hora de início:	14:00	Hora de encerramento:	16:00
Matrícula do Discente:	11912EEL007				
Nome do Discente:	Luís Ricardo Cândido Côrtes				
Título do Trabalho:	Aplicação distribuída de conversores buck-boost com quatro interruptores para minimizar efeitos de sombreamento e maximizar a extração de potência em módulos fotovoltaicos.				
Área de concentração:	Sistemas de energia elétrica				
Linha de pesquisa:	Controle e automação				
Projeto de Pesquisa de vinculação:	Título do projeto: Conversores Estáticos de Potência Aplicados em Amplas Taxas de Conversão. Coordenador do projeto: Aniel Silva de Moraes. Agência financiadora: Sem financiamento. Número do processo na agência financiadora: Sem financiamento. Vigência do projeto: 12/11/2019 a 11/11/202				

Reuniu-se por meio de videoconferência, a Banca Examinadora, designada pelo Colegiado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, assim composta: Professores Doutores: Daniel Pereira de Carvalho (Coorientador) - FEELT/UFU; Fernando Lessa Tofoli - UFSJ; Ad Jefferson Custódio Gomes - UESC; Carlos Henrique Illa Font - UTFPR; Aniel Silva de Moraes - FEELT/UFU, orientador(a) do(a) candidato(a).

Iniciando os trabalhos o(a) presidente da mesa, Dr(a). Aniel Silva de Moraes, apresentou a Comissão Examinadora e o candidato(a), agradeceu a presença do público, e concedeu ao Discente a palavra para a exposição do seu trabalho. A duração da apresentação do Discente e o tempo de arguição e resposta foram conforme as normas do Programa.

A seguir o senhor(a) presidente concedeu a palavra, pela ordem sucessivamente, aos(às) examinadores(as), que passaram a arguir o(a) candidato(a). Ultimada a arguição, que se desenvolveu dentro dos termos regimentais, a Banca, em sessão secreta, atribuiu o resultado final, considerando o(a) candidato(a):

Aprovado(a).

Esta defesa faz parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre.

O competente diploma será expedido após cumprimento dos demais requisitos, conforme as normas do Programa, a legislação pertinente e a regulamentação interna da UFU.

Nada mais havendo a tratar foram encerrados os trabalhos. Foi lavrada a presente ata que após lida e achada conforme foi assinada pela Banca Examinadora.



Documento assinado eletronicamente por **Fernando Lessa Tofoli, Usuário Externo**, em 28/09/2021, às 16:53, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Adjeferson Custódio Gomes, Usuário Externo**, em 28/09/2021, às 17:05, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Aniel Silva de Moraes, Professor(a) do Magistério Superior**, em 28/09/2021, às 17:06, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Daniel Pereira de Carvalho, Professor(a) do Magistério Superior**, em 28/09/2021, às 17:06, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Carlos Henrique Illa Font, Usuário Externo**, em 28/09/2021, às 17:07, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://www.sei.ufu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador 3018285 e o código CRC B13E8088.

Dedico este trabalho aos meus pais e à minha avó pelo estímulo, carinho, compreensão, dedicação e por estarem sempre ao meu lado em cada jornada.

AGRADECIMENTOS

Primeiro agradeço a Deus, por sempre me proteger, cuidar da minha vida, da minha família, me confortar nas horas difíceis e me auxiliar em minhas escolhas.

Agradeço imensamente ao meu pai Gilmar, minha mãe Maria Aparecida e a minha avó Severina, por estarem sempre ao meu lado me dando forças nos momentos mais difíceis. Por nunca deixarem me faltar nada de essencial, nunca me abandonar sempre me dando toda a estrutura e apoio necessários, hoje sem eles eu não seria nada.

Aos professores, Dr. Aniel Silva de Moraes, Dr. Daniel Pereira de Carvalho e Dr. Fernando Lessa Tofoli, por me auxiliarem nesta jornada, não somente com ensinamentos científicos, mas pessoais.

Aos meus amigos, os quais considero como irmãos, pois foram de uma enorme importância ao longo desta jornada, Adjeferson, Carlos Vitor, Kenji Fabiano Ávila Aokda, Maicon Figueiredo e Pedro Henrique Carneiro.

“A menos que modifiquemos à nossa maneira de pensar, não seremos capazes de resolver os problemas causados pela forma como nos acostumamos a ver o mundo”
(Albert Einstein)

RESUMO

Há um forte crescimento na demanda por instalação de sistemas fotovoltaicos para a geração distribuída. Este aumento exponencial na última década, se concretiza pela necessidade das relações da energia com o conceito de sustentabilidade, escassez hídrica a qual eleva o preço da produção da energia elétrica, aumento dos esforços governamentais que facilitam e melhoram as condições de financiamento para aquisição de estruturas fotovoltaicas. Este trabalho tem como finalidade apresentar a aplicação distribuída do conversor CC-CC *Buck-Boost* síncrono de quatro interruptores (*four switch Buck-Boost — FSBB*) para maximizar a extração de potência em módulos fotovoltaicos e minimizando o efeito de sombreamento. Os módulos fotovoltaicos sofreram variações de irradiância solar e temperatura, alterando seus parâmetros de corrente e tensão causando uma perda expressiva em seu potencial energético fornecido. Os conversores são conectados as saídas dos módulos fotovoltaicos e as saídas dos conversores estão conectadas em arranjos fotovoltaicos mistos que alimentam cargas distintas. Elaboram-se estratégias de controle utilizando de técnicas, como o controle seletivo, desacoplando os modos de operação do conversor *FSBB*. Implementando-as estratégias de controle junto há algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência (*MPPT*) ao conversor *FSBB* para que o mesmo atue como fonte de potência entre módulo fotovoltaico e a carga, captando toda e qualquer potência produzida.

Palavras-chave: Arranjo fotovoltaico, Controle Seletivo, *FSBB*, *MPPT*; Sistemas fotovoltaicos.

ABSTRACT

There is a strong growth in the demand for installation of photovoltaic systems for distributed generation. This exponential increase in the last decade is realized by the need for energy relations with the concept of sustainability, water scarcity that raises the price of electricity production, increased government efforts that facilitate and improve financing conditions for the acquisition of photovoltaic structures. This work aims to present the distributed application of the four-switch *Buck-Boost (FSBB)* synchronous CC-CC converter, to maximize power extraction in photovoltaic modules and minimizing the shading effect. The photovoltaic modules suffered variations in solar irradiance and temperature, changing their current and voltage parameters, causing a significant loss in their supplied energy potential. The converters are connected to the outputs of the photovoltaic modules and the outputs of the converters are connected to mixed photovoltaic array, for different loads. This work elaborates control strategies using techniques, such as selective control, uncoupling your two modes of operation. Implementing the control strategies together there is maximum power point tracking algorithm (*MPPT*) to the *FSBB* converter so that it acts as a power source between photovoltaic module and load, capturing any and all produced power.

Keywords: Control, *FSBB*, *MPPT*, Photovoltaic Array, Selective Control.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 Geração Distribuída	1
Figura 1.2 Representação de sistemas fotovoltaicos Off Grid e On Grid respectivamente.	2
Figura 1.3 Sombreamento causados por sombras em módulos fotovoltaicos.....	3
Figura 2.1 Célula fotovoltaica junção p-n	7
Figura 2.2 Modelo elétrico de célula fotovoltaica.....	8
Figura 2.3 Agrupamento: célula - módulo - arranjo fotovoltaico.....	10
Figura 2.4 Esquema de arranjo fotovoltaico com ligações série e paralelo entre módulos fotovoltaicos	11
Figura 2.5 Curva característica IxV do módulo BYD330P6K-36 a STC.	12
Figura 2.6 Curva característica PxV do módulo BYD330P6K-36 a STC.....	12
Figura 2.7 Curva característica IxV do módulo BYD330P6K-36 para diferentes níveis de irradiância solar.	13
Figura 2.8 Padrão de temperatura imposto ao módulo BYD330P6K-36.....	14
Figura 2.9 Curva característica IxV do módulo BYD330P6K-36 para diferentes níveis de irradiância solar e temperatura.	14
Figura 2.10 Curva PxV do módulo BYD330P6K-36 para variação de irradiância solar.....	15
Figura 2.11 Curva PxV do módulo BYD330P6K-36 para variação de irradiância solar e temperatura	15
Figura 2.12 - Módulos em série com diodos de bypass.....	17
Figura 2.13 Reconfiguração de módulos fotovoltaicos com a técnica Bridge-Linked.	17
Figura 2.14 Estrutura com conversores CC-CC em planta fotovoltaica.	18
Figura 2.15 Comportamento do método <i>P&O</i>	20
Figura 2.16 Fluxograma para implementação do método <i>P&O</i>	21
Figura 2.17 Curva PxV da estrutura fotovoltaica e sua derivada em função da tensão.	22
Figura 2.18 Fluxograma para implementação do método da Condutância Incremental	23
Figura 2.19 Topologias clássicas de conversores CC-CC não isolados.....	24
Figura 2.20 Sistema [módulo - conversor CC-CC - carga] para transferência de potência	26
Figura 2.21 Conversor CC-CC adjunto a algoritmo <i>MPPT</i> mensurando V_{pv} e I_{pv} e como saída a razão cíclica D	27
Figura 3.1 Conversor <i>Four Switch Buck-Boost</i>	30

Figura 3.2 A) Variação na tensão de saída do conversor <i>FSBB</i> . B) Comutação nos interruptores Q1 e Q3.	31
Figura 3.3 Esquema do circuito elétrico do conversor <i>FSBB</i> para uso em módulos fotovoltaicos.	32
Figura 3.4 Circuito para o modo <i>Buck</i> em malha aberta	37
Figura 3.5 Módulo fotovoltaico BYD330P6K-36 com irradiância à 250 W/m ²	38
Figura 3.6 Tensões: entrada e saída para o modo de operação <i>Buck</i>	39
Figura 3.7 Correntes nos interruptores: Q1 Q2 Q3 e Q4 para o modo de operação <i>Buck</i>	40
Figura 3.8 Tensões nos interruptores: Q1 Q2 Q3 e Q4 para o modo de operação <i>Buck</i>	40
Figura 3.9 Potências: entrada e saída para o modo de operação <i>Buck</i>	41
Figura 3.10 Correntes: entrada, saída e no indutor para o modo de operação <i>Buck</i>	41
Figura 3.11 Módulo fotovoltaico BYD330P6K-36 com irradiância à 770 W/m ²	42
Figura 3.12 Circuito para o modo <i>Boost</i> em malha aberta	43
Figura 3.13 Potências: entrada e saída para o modo de operação <i>Boost</i>	45
Figura 3.14 Correntes: entrada, saída e no indutor para o modo de operação <i>Boost</i>	45
Figura 3.15 Tensões: entrada e saída para o modo de operação <i>Boost</i>	45
Figura 3.16 Tensões nos interruptores: Q1 Q2 Q3 e Q4 para o modo de operação <i>Boost</i>	46
Figura 3.17 Correntes nos interruptores: Q1 Q2 Q3 e Q4 para o modo de operação <i>Boost</i>	46
Figura 3.18 Conversores em cascata operando como fonte de potência.	47
Figura 3.19 Estratégia de controle para o conversor <i>FSBB</i>	49
Figura 3.20 Diagrama de controle para o conversor <i>FSBB</i> com a técnica <i>override control</i> ...	50
Figura 3.21 Diagrama de controle para o uso do conversor <i>FSBB</i> como rastreador MPP.....	53
Figura 3.22 Diagrama de controle para o uso do conversor <i>FSBB</i> e a algoritmo <i>P&O</i>	54
Figura 3.23 Estratégia de controle implementada no <i>software PSIM</i>	56
Figura 3.24 Parâmetros e curvas do módulo fotovoltaico implementado em simulação.	57
Figura 4.1 Esquemático para os estados topológicos do conversor <i>Boost</i> em CCM.....	61
Figura 4.2 Conversor <i>FSBB</i> proposto para o modelo matemático.	63
Figura 4.3 Circuito equivalente 01 para o modo <i>Boost</i>	68
Figura 4.4 Circuito equivalente 02 para o modo <i>Boost</i>	73
Figura 4.5 Circuito equivalente 03, para o modo de operação <i>Buck</i>	81
Figura 4.6 Circuito equivalente 04, para o modo de operação <i>Buck</i>	85
Figura 4.7 Lugar das raízes para a função de transferência G_{vid} em malha aberta.....	92
Figura 4.8 Resposta ao degrau para a função de transferência G_{vid} em malha aberta.	93
Figura 4.9 Lugar das raízes, para a função de transferência em malha fechada T_{vid}	94

Figura 4.10 Diagrama de Bode em malha fechada para a função de transferência T_{vid}	95
Figura 4.11 Resposta ao degrau para o sistema em malha fechada.....	96
Figura 4.12 Esquema de controle para simulação do modo <i>Boost</i> utilizando o controlador <i>LQR</i>	99
Figura 4.13 Resposta ao degrau do controlador <i>LQR</i> projetado para o modo de operação <i>Boost</i>	99
Figura 4.14 Resposta do controlador <i>LQR</i> á perturbações em V_{ref} , reproduzindo o princípio de funcionamento do algoritmo <i>MPPT P&O</i>	100
Figura 4.15 Implementação controlador <i>LQR</i> no <i>software PSIM</i>	100
Figura 4.16 Lugar das Raízes para função de transferência $G_{ILD}(s)$	101
Figura 4.17 Resposta ao degrau em malha aberta para função de transferência $G_{ILD}(s)$	102
Figura 4.18 Lugar da Raízes para o sistema em malha fechada.....	102
Figura 4.19 Diagrama de Bode para a função de transferência em malha fechada $T_{ILD}(s)$...	103
Figura 4.20 Resposta ao degrau em malha fechada para a função unção de transferência $T_{ILD}(s)$	104
Figura 5.1 Controladores implementados no <i>software PSIM</i>	107
Figura 5.2 Padrões de irradiância e temperatura	108
Figura 5.3 Conversor <i>FSBB</i> em malha fechada extraindo potência sobre condições de sombreamento.....	109
Figura 5.4 Potências de entrada e saída no conversor <i>FSBB</i> , com módulo fotovoltaico sobre condições de sombreamento.....	110
Figura 5.5 Correntes de: saída, entrada e no indutor no conversor <i>FSBB</i>	110
Figura 5.6 Tensões de entrada e saída, interruptores Q1 e Q3, razões cíclicas e ganho estático do conversor.	111
Figura 5.7 Comutação dos interruptores Q1 Q2 Q3 e Q4, conforme o comportamento do conversor <i>FSBB</i> durante a aplicação.	112
Figura 5.8 Padrão de irradiância solar imposto aos módulos fotovoltaicos.....	113
Figura 5.9 Ligação em cascata dos conversores <i>FSBB</i>	113
Figura 5.10 Potência extraída pelos conversores S.1, S.2 e S.3.....	114
Figura 5.11 Corrente nos indutores dos conversores <i>FSBB</i> em cascata.....	115
Figura 5.12 Tensão na saída dos conversores <i>FSBB</i> em cascata.....	115
Figura 5.13 Potência total gerada pelos módulos fotovoltaicos com os conversores em cascata.	116
Figura 5.14 Unidade Inversora 2,1kVA.....	117

Figura 5.15 Arranjo fotovoltaico em ligação mista com os conversores <i>FSBB</i> em cascata...	118
Figura 5.16 Padrões de irradiância solar impostos aos módulos fotovoltaicos utilizados em arranjo fotovoltaico.....	119
Figura 5.17 Potências de entrada e saída para o primeiro barramento de conversores em cascata.....	120
Figura 5.18 Formas de onda das correntes: no indutor, na entrada e na saída dos conversores em cascata no primeiro barramento.....	121
Figura 5.19 Tensões de saída para os conversores em cascata no primeiro barramento.....	121
Figura 5.20 Potências obtidas pelos conversores S.4 S.5 e S.6 para o segundo barramento da aplicação.	122
Figura 5.21 Formas de onda no conversor <i>FSBB</i> S.6 para as tensões e correntes adjunto ao chaveamento entre os interruptores Q1 e Q2.....	123
Figura 5.22 Sinais de controle para o conversor <i>FSBB</i> S.6.....	124
Figura 5.23 Formas de onda para potência de entrada e saída dos conversores <i>FSBB</i> provenientes de condições de instabilidade.....	125
Figura 5.24 Tensões de saída conversores <i>FSBB</i> S.7, S.8 e S.9.....	126
Figura 5.25 Tensões de referência e de entrada conversores S.7 e S.8	126
Figura 5.26 Correntes para os conversores S.7, S.8 e S.9	127
Figura 5.27 Potência máxima extraída pelos conversor <i>FSBB</i>	128

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 Classificação das topologias de conversores CC-CC	25
Tabela 2.2 Conversores CC--CC não isolados quanto ao seu ganho estático	25
Tabela 3.1 Especificações do conversor <i>FSBB</i>	32
Tabela 3.2 Parâmetros para obtenção das formas de onda do conversor <i>FSBB</i> em modo <i>Buck</i>	39
Tabela 3.3 Parâmetros para obtenção das formas de onda do conversor <i>FSBB</i> em modo <i>Boost</i>	44
Tabela 3.4 Ganho, Razão Cíclica e Modo de Operação.	51
Tabela 3.5 Regras para comutação entre os controladores no conversor <i>FSBB</i> seguindo a estratégia desenvolvida.	52
Tabela 4.1 Modo de operação do conversor <i>FSBB</i> em relação à comutação dos interruptores Q1, Q2, Q3 e Q4.	67
Tabela 4.2 Parâmetros utilizados para o modelo matemático do modo <i>Boost</i>	79
Tabela 4.3 Polos e Zeros da função de transferência G_{vid} em malha aberta.	92
Tabela 4.4 Ganhos obtidos pela função <i>LQR</i>	98

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

FSBB — *Four Switch Buck-Boost*;

ANEEL — Agência Nacional de Energia Elétrica;

GD — Geração distribuída;

REN — Resolução normativa de número;

MPPT — *Maximum power point tracking*;

R_{sh} — resistor de “shunt”;

R_s — resistor série;

I_{ph} — fonte de corrente;

I_{cel} — corrente da célula fotovoltaica;

V_{cel} — tensão da célula fotovoltaica;

q — Carga do elétron;

k — constante de Boltzaman;

I_o — corrente de saturação reversa;

N — Fator de idealidade do diodo;

S — Irradiação (W/m^2);

S_{ref} — irradiação de referência;

I_{sc} — corrente de curto-circuito;

T_{ref} — temperatura de referência;

K_t — coeficiente térmico da corrente fotovoltaica;

V_g — tensão de largura de banda;

$I_s(T_{ref})$ — corrente de saturação reversa na temperatura de referência;

STC — (*Standard Test Condiditions*);

$P_{m\acute{a}x}$ — potência máxima (Wp);

V_{oc} — tensão de circuito aberto (V);

I_{sc} — corrente de curto-circuito (A);

V_{mp} — Tensão a potência máxima (V);

I_{mp} — Corrente a potência máxima (A);

I_{pv} — corrente do módulo fotovoltaico;

V_{pv} — tensão do módulo fotovoltaico;

V_{pv} — tensão do módulo fotovoltaico;

N_s — número de células do módulo fotovoltaico;

V_{oc} — tensão de circuito aberto;
 V_{ref} — tensão de referência;
 V_{in} — tensão de entrada;
 $P\&O$ — Perturba e Observa;
 V_{out} — tensões na saída;
 I_{load} — corrente de carga;
 D — Razão cíclica;
 D_1 , — razão cíclica do modo *Buck*;
 $C_1(s)$ — controlador modo *Buck*;
 $C_2(s)$ — controlador modo *Boost*;
 D_2 , — razão cíclica do modo *Boost*;
 $Q1$ — interruptores ativos modo *Buck*;
 $Q2$ — retificadores síncronos modo *Buck*;
 $Q3$ — interruptores ativos modo *Boost*;
 $Q4$ — retificadores síncronos modo *Boost*;
 PWM — pulse width modulation;
 LGR — lugar das raízes;
 LQR — Linear *Quadratic Regulator*;

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	MOTIVAÇÃO E APRESENTAÇÃO DO PROBLEMA	1
1.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS DO TRABALHO	3
1.3	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	4
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	6
2.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	6
2.2	SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	6
2.2.1	<i>Princípio de funcionamento da célula fotovoltaica</i>	6
2.2.2	<i>Módulos fotovoltaicos</i>	10
2.2.3	<i>Parâmetros que influenciam no funcionamento de um módulo fotovoltaico</i>	13
2.2.4	<i>Efeitos de sombreamento em módulos fotovoltaicos</i>	16
2.2.4.1	Diodo de <i>bypass</i>	16
2.2.4.2	Reconfiguração de módulos fotovoltaicos	17
2.2.4.3	Sistema com microconversores:	17
2.3	ALGORITMOS DE RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA	18
2.3.1	<i>Método da tensão constante</i>	18
2.3.2	<i>Método Beta (β)</i>	18
2.3.3	<i>Método da temperatura</i>	19
2.3.4	<i>Método da corrente de curto-circuito (I_{sc})</i>	19
2.3.5	<i>Método da tensão de circuito aberto (V_{oc})</i>	20
2.3.6	<i>Método Perturba e observa (P&O) – HILL CLIMBING</i>	20
2.3.7	<i>Método da Condutância Incremental</i>	22
2.4	CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS	24
2.4.1	<i>Topologia de conversores CC-CC não isolados</i>	24
2.4.2	<i>Conversores CC-CC aplicados a sistemas fotovoltaicos</i>	26
2.4.3	<i>Conversores CC-CC adjuntos a algoritmos MPPTs aplicados a sistemas fotovoltaicos</i>	27
2.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	28
3	CONVERSOR FOUR SWITCH BUCK-BOOST (FSBB)	29
3.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	29
3.2	PRINCÍPIOS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR <i>FOUR SWITCH BUCK-BOOST</i>	29
3.3	PROJETO E ANÁLISE DO CONVERSOR <i>FSBB</i>	32
3.3.1	<i>Projeto dos componentes elétricos para o conversor FSBB</i>	33
3.4	FORMAS DE ONDA DO CONVERSOR <i>FSBB</i> EM MALHA ABERTA	36
3.4.1.1	Modo de operação <i>Buck</i>	36
3.4.1.2	Modo de operação <i>Boost</i>	41

3.5	ESTRATÉGIA DE CONTROLE PROPOSTA PARA A APLICAÇÃO DISTRIBUÍDA DO CONVERSOR <i>FSBB</i>	47
3.5.1	<i>Técnicas de controle para operar o conversor FSBB</i>	48
3.5.1.1	Transição entre os modos de operação do conversor <i>FSBB</i> por controle seletivo.	50
3.5.1.2	Controle para a extração de máxima potência em módulos fotovoltaicos.....	52
3.5.1.3	Circuito do conversor <i>FSBB</i> junto da estratégia de controle para implementação em simulação.....	54
3.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	58
4	MODELO MATEMÁTICO PARA A APLICAÇÃO DISTRIBUÍDA DO CONVERSOR <i>FSBB</i>	59
4.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	59
4.2	MODELO MATEMÁTICO EM ESPAÇO DE ESTADOS MÉDIOS E PEQUENOS SINAIS	59
4.2.1	<i>Modelagem proposta ao conversor FSBB</i>	62
4.2.2	<i>Modelo matemático para o modo Boost e seus circuitos equivalentes</i>	68
4.2.2.1	Circuito elétrico equivalente 01	68
4.2.2.2	Circuito elétrico equivalente 02	73
4.2.2.3	Obtenção das funções de transferência para o modo <i>Boost</i>	78
4.2.3	<i>Modelo matemático para o modo Buck e seus circuitos equivalentes</i>	81
4.2.3.1	Circuito elétrico equivalente 03	81
4.2.3.2	Circuito elétrico equivalente 04	85
4.2.3.3	Obtenção das funções de transferência para o modo <i>Buck</i>	89
4.3	PROJETO DOS CONTROLADORES PARA A APLICAÇÃO DISTRIBUÍDA DO CONVERSOR <i>FSBB</i>	91
4.3.1	<i>Projeto do controlador PID para perturbações na tensão de entrada do conversor FSBB operando em modo Boost</i>	91
4.3.2	<i>Projeto do controlador ótimo pelo método LQR para o modo Boost</i>	96
4.3.3	<i>Projeto do controlador PID para perturbações na corrente de entrada do conversor FSBB operando em modo Buck</i>	101
4.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS	104
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	107
5.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	107
5.2	RESULTADOS E ANÁLISE PARA A APLICAÇÃO DO CONVERSOR <i>FSBB</i> NO MÓDULO FOTOVOLTAICO BYD330P6K-36 SOBRE O EFEITO DO SOMBREAMENTO.	108
5.3	RESULTADOS E ANÁLISE PARA A APLICAÇÃO DO CONVERSOR <i>FSBB</i> EM CASCATA COM OS MÓDULOS FOTOVOLTAICOS BYD330P6K-36 SOBRE O EFEITO DO SOMBREAMENTO.....	112
5.4	APLICAÇÃO DISTRIBUÍDA DO CONVERSOR <i>FSBB</i> FORNECENDO POTÊNCIA A UM SISTEMA <i>ON GRID</i>	116
5.4.1.1	Análise para os conversores <i>FSBB</i> , S.1, S.2 e S.3, primeiro barramento.	120
5.4.1.2	Análises para os conversores <i>FSBB</i> , S.4, S.5 e S.6, segundo barramento.....	122
5.4.1.3	Análises para os conversores <i>FSBB</i> , S.7, S.8 e S.9, terceiro barramento	124
5.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	128
6	CONCLUSÕES GERAIS	130

6.1	CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS	130
6.2	PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS	132
	REFERÊNCIAS	133
	APÊNDICE A – CÓDIGO PARA OS CÁLCULOS DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS DO CONVERSOR <i>FSBB</i>	139
	APÊNDICE B – CÓDIGOS PARA A OBTENÇÃO DAS MATRIZES DE ESPAÇO DE ESTADOS MÉDIOS E FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA PARA O MODO DE OPERAÇÃO <i>BOOST</i>	141
	APÊNDICE C – CÓDIGO PARA OS OBTENÇÃO DAS MATRIZES DE ESPAÇO DE ESTADOS MÉDIOS E FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA PARA O MODO DE OPERAÇÃO <i>BUCK</i>.....	145
	ANEXO A – BASE UTILIZADA PARA OS CÁLCULOS DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS DO CONVERSOR <i>FSBB</i>	149

CAPÍTULO 1

1 INTRODUÇÃO

1.1 Motivação e apresentação do problema

O cenário energético atual contempla a utilização de sistemas que empregam a utilização de energias renováveis, como exemplo tem-se a energia solar que se beneficia do efeito fotovoltaico para gerar energia através da luz solar. No fim do ano de 2020, o Brasil ultrapassou a marca de 7 GW de potência (PORTAL, 2021).

Conforme dados da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), a energia fotovoltaica está alcançando a liderança, quando se fala em expansão no cenário energético brasileiro atual. A geração distribuída ultrapassou a marca de 4 GW de potência instalada no Brasil, ultrapassando a geração centralizada com 3,2 GW (PORTAL, 2021).

Geração distribuída (GD) conforme ilustra a Figura 1.1, é o termo dado ao meio de geração de energia elétrica no local de consumo ou próximo a ele, esta nomenclatura é aplicada a diversas formas de energias renováveis como a eólica, hídrica e a solar (ANEEL, 2021).

Figura 1.1 Geração Distribuída



Fonte: adaptada de (LOPES et al., 2015).

Esta expansão se dá por alguns fatores que levaram ao aumento exponencial da utilização de sistemas fotovoltaicos. Um deles é o incentivo governamental com as linhas de

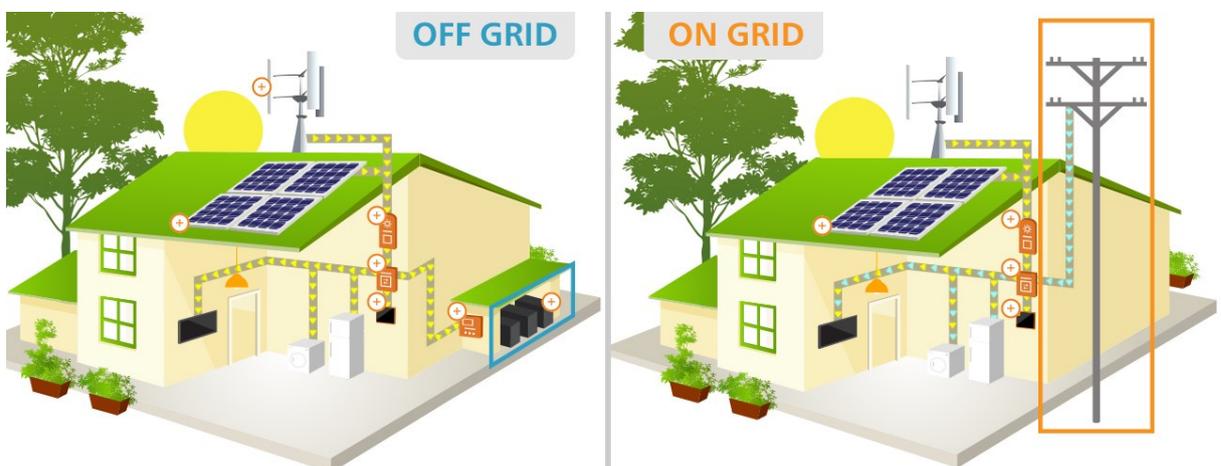
financiamento de energia solar. Apresentando prazos maiores e juros menores, este fator se tornou um atrativo aos consumidores, pois com a crise hídrica, houve o aumento do preço das tarifas encarecendo o preço da energia elétrica.

No ano de 2012 foi criada a Resolução normativa de número 482 (REN 482/2012) (ANEEL, 2012), a qual estabelece as regras regulatórias para o incremento das GDs no cenário energético brasileiro. Definindo o acesso de micro e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica, aperfeiçoada pela normativa REN 687/2015 (ANEEL, 2015) e REN 786/2017 (ANEEL, 2017):

- Microgeração distribuída, potência instalada menor ou igual a 75 kW;
- Minigeração distribuída, potência instalada maior que 75 kW e menor igual a 5 MW;
- Direito a utilizar de créditos por excedente de energia elétrica injetada na rede em até 60 meses;
- Autoconsumo remoto, existe a geração em uma unidade para o consumo ser em outra localidade do mesmo titular;
- Geração compartilhada, quando um grupo de unidades consumidores são responsáveis por uma única unidade de geração;

Como os financiamentos à energia solar se tornaram mais acessíveis e vantajosos, fez com que os consumidores gerassem uma maior demanda para a instalação de sistemas fotovoltaicos em suas residências. Podendo eles serem do tipo conectados à rede (*On-grid*) ou com armazenamento (*Off-grid*) (PORTAL, 2021). Para exemplificar a Figura 1.2 ilustra a estrutura de sistemas fotovoltaicos comuns instalados em residências.

Figura 1.2 Representação de sistemas fotovoltaicos Off Grid e On Grid respectivamente.



Fonte: adaptado de (PORTAL, 2018).

Os sistemas fotovoltaicos são completamente dependentes das condições climáticas para produção de energia elétrica. Quando os módulos fotovoltaicos, por conta de algum fator do ambiente em que estão montados tem sua área de captação comprometida, seja ela por conta de uma sombra, poeira, fezes de pássaros, entre outros ocasiona a estes módulos o efeito de sombreamento de forma parcial ou total conforme ilustrado na Figura 1.3.

Figura 1.3 Sombreamento causados por sombras em módulos fotovoltaicos



Fonte: adaptado de (PORTAL, 2018).

Os parâmetros elétricos do módulo fotovoltaico sombreado, como corrente e tensão variam conforme o nível de irradiância solar disponível e temperatura do ambiente respectivamente. As consequências destas modificações climáticas causam um impacto direto no potencial energético do módulo fotovoltaico, além de reduzir sua vida útil, pois o fenômeno de Hot-Spot pode ocasionar a destruição da célula fotovoltaica (RODRIGUES et al., 2017).

1.2 Objetivos específicos do trabalho

Neste trabalho propõe-se o estudo e desenvolvimento matemático aplicado a sistemas fotovoltaicos, com a finalidade de minimizar o impacto do sombreamento e por consequência maximizar a extração de potência em módulos fotovoltaicos individualmente.

A proposta baseia-se na utilização de topologias de conversores CC-CC não isolados como fonte de potência entre o módulo fotovoltaico e a carga a ser conectada. Montando uma estrutura distribuída entres os conversores interligados em ligações mistas. O foco estará no

controle primário do conversor, associado a algoritmo *MPPT* (*maximum power point tracking*), garantindo que a estrutura entregue sempre toda a potência disponível independentemente das condições em que for submetida e/ou da carga a ser conectada. Neste sentido almeja-se controlar o fluxo de potência nos barramentos comuns do sistema fotovoltaico.

De maneira específica, este trabalho entregará contribuições no sentido de:

- Realizar uma revisão bibliográfica detalhada dos conceitos de sistemas fotovoltaicos, algoritmo *MPPT*, conversores CC-CC não isolados, identificando os desafios existentes nestes segmentos.
- Apresentar detalhadamente a técnica de controle utilizada para elaborar e desenvolver tal estrutura, que visa extrair sempre o maior potencial em sistemas fotovoltaicos.
- Modelar a topologia do conversor CC-CC não isolado de maneira a desenvolver um modelo matemático que se aproxime da realidade garantindo a máxima eficiência de toda a estrutura.

Este trabalho de mestrado gerou a publicação “*Distributed Application Of The Four-Switch Buck-Boost Converter To Maximize Power Extraction In Photovoltaic Modules*”, DOI: 10.1109/PEDG51384.2021.9494175.

1.3 Organização do trabalho

Este trabalho está estruturado na forma de 5 capítulos adicionais, os quais são detalhados a seguir:

- O capítulo 02, acarretará uma revisão dos conceitos necessários para o entendimento da proposta apresentada neste trabalho. Abordando desde o princípio de funcionamento das células fotovoltaicas até o comportamento dos módulos fotovoltaicos em distintas condições de operação, técnicas de *MPPT* e o princípio de funcionamento dos conversores CC-CC estáticos conhecidos na literatura.
- O capítulo 03, terá como objeto de estudo a topologia de conversor CC-CC não isolado melhor apta para incorporar à estrutura distribuída. Seus princípios de funcionamento segundo às estratégias de controle. O desenvolvimento do projeto de seus componentes físicos e a sua análise em malha aberta.

- O capítulo 04, apresenta toda a modelagem matemática para cada modo de operação do conversor selecionado. Será feito o detalhamento do projeto e sintonia dos controlares a partir do modelo matemático. Apresentando todos os diagramas e simulações computacionais de cada uma das funções de transferência tanto da planta, em malha aberta e em malha fechada, como dos controladores.
- O capítulo 05, este capítulo trará os resultados da estrutura distribuída com os conversores através de simulações computacionais. Com a intenção de se verificar a eficácia dos controles propostos ao conversor, o seu desempenho ao extrair a máxima potência de módulos fotovoltaicos em condições normais e de sombreamento, em distintas ligações e com cargas variadas. Validando a estrutura distribuída projetada e desenvolvida neste trabalho.
- O capítulo 06, traz a conclusão geral do trabalho obtidas com o desenvolvimento e os resultados realizados, além de propostas para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 02

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Considerações iniciais

Este capítulo trará uma explicação de como é desenvolvida a estrutura de um sistema fotovoltaico, desde o princípio de conversão da luz solar para energia elétrica. O impacto que os parâmetros climáticos de irradiância solar e temperatura exercem sobre a corrente e a tensão do módulo fotovoltaico e do sombreamento.

Utilizando as formas de ondas dos módulos fotovoltaicos para destacar o impacto que cada uma das condições climáticas exerce sobre os módulos fotovoltaicos. Explicam-se as técnicas utilizadas para contornar os problemas causados pelo sombreamento em módulos fotovoltaicos, destacando a utilização da técnica que utiliza de conversores CC-CC em módulos fotovoltaicos. Técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (*MPPT*) são detalhadas, destacando seus princípios de funcionamento e praticidade para implementação.

Posteriormente será abordado o princípio de funcionamento dos conversores CC-CC não isolados e adjuntos a algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência (*MPPT*).

Estrutura utilizada para garantir a máxima extração de potência em sistemas fotovoltaicos. Todas as formas de ondas apresentadas e empregadas ao desenvolvimento deste capítulo foram simuladas utilizando o *software PSIM*.

2.2 Sistemas Fotovoltaicos

2.2.1 Princípio de funcionamento da célula fotovoltaica

Para iniciar o estudo sobre sistemas fotovoltaicos é imprescindível que haja o conhecimento sobre a estrutura das células fotovoltaicas. De modo a compreender como as variáveis não controladas, temperatura e irradiância solar influenciam a corrente elétrica, variável de saída em células fotovoltaicas.

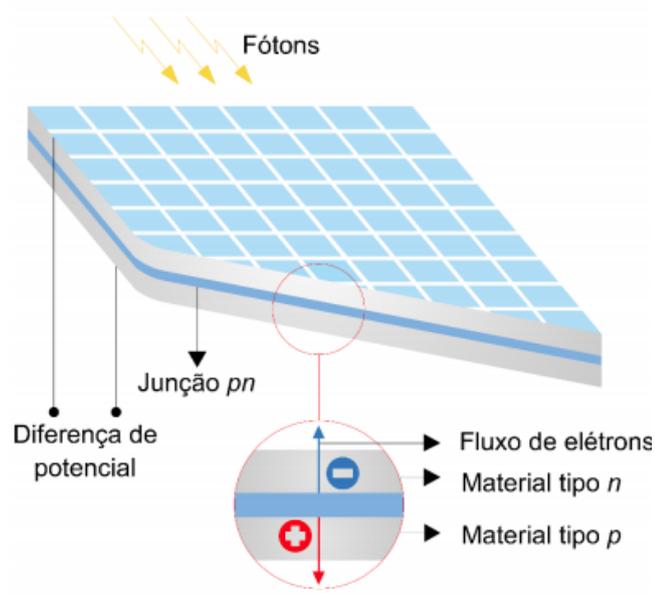
As células fotovoltaicas consistem em uma junção semicondutora **p-n**. Por consequência da incidência da luz solar esta junção acaba por produzir um diferencial de potencial com valor aproximado 0,6 V (VILLALVA et al., 2009).

O tamanho da célula fotovoltaica não impacta na sua tensão, apenas no seu valor de corrente aumentando-o, porém por norma a potência produzida não ultrapassa 4 W.

Para que ocorra a geração de energia elétrica a junção **p** do material semiconductor deve estar exposta à luz solar. A luz solar é composta por partículas elementares denominadas fótons, responsáveis pelo transporte energético conforme se ilustra a Figura 2.1.

As células fotovoltaicas são produzidas de diversos metais, predominando a utilização do silício monocristalino e o policristalino. Os fótons irradiados transferem energia para os elétrons presentes no material semiconductor. Este processo de transferência faz com que estes elétrons saltem das camadas mais afastas do átomo de silício, logo se tornando livres na presença de energia satisfatória para tal processo. Quando os fótons inscientes na célula fotovoltaica, não transferem a quantidade energética suficiente para que os elétrons saltem, calor é gerado, ocasionando o aquecimento da célula fotovoltaica (SILVA et al., 2015).

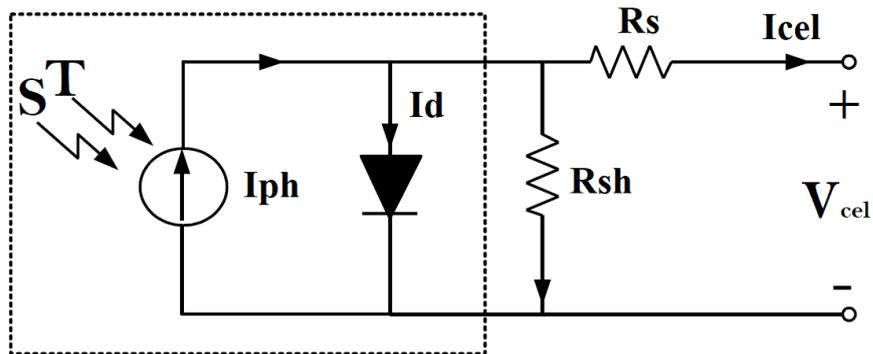
Figura 2.1 Célula fotovoltaica junção p-n



Fonte: Adaptado de (RAMOS, 2006).

A célula fotovoltaica apresenta um modelo elétrico (GONTEAN et al., 2018), como ilustrada a Figura 2.2, constituído por um diodo que representa a junção semicondutora, dois resistores denominados: resistor de “shunt” (R_{sh}), e o resistor série (R_s) (GUO et al., 2012). Os quais representam as perdas nos condutores, conexões do módulo fotovoltaico, corrente de fuga para o potencial terra. Uma fonte de corrente (I_{ph}) dependente dos valores da irradiância solar S e temperatura T e as variáveis de saída para a corrente e a tensão da célula fotovoltaica I_{cel} e V_{cel} respectivamente. Será apresentado as Equações que descrevem o comportamento deste modelo elétrico denominado de diodo único (SAKAR et al., 2016).

Figura 2.2 Modelo elétrico de célula fotovoltaica



Fonte: próprio autor.

A corrente I_d que passa pelo diodo está representada na Equação (2.1) de Shocley.

$$I_d = I_o \left(e^{\frac{q(V_d + I_o R_s)}{nkT}} - 1 \right) \quad (2.1)$$

Onde:

- q : Carga do elétron ($1,6 \times 10^{-19} \text{C}$);
- k : constante de Boltzaman ($1,3810^{-23} \text{ J/K}$ ou $8,61 \times 10^{-5} \text{ Ev/k}$);
- I_o : corrente de saturação reversa (A);
- T : temperatura (K);
- N : fator de idealidade do diodo (no caso do silício é dois, sem unidade).

Para o cálculo da corrente da célula fotovoltaica I_{cel} se utiliza da Equação (2.2), já a Equação (2.3) contém a expressão da corrente fotovoltaica I_{ph} , pode ser observado que esta expressão está em função da irradiância solar e da temperatura reforçando a dependência desta variável a estes fatores.

$$I_{cel} = I_{ph} - I_o \left[e^{\frac{q(V_d + I_d R_s)}{kT}} - 1 \right] - \frac{V_{cel} + I_{cel} R_s}{R_{sh}} \quad (2.2)$$

$$I_{ph}(S, T) = \frac{I_{sc}(T_{ref})}{S_{ref}} S + K_t (T - T_{ref}) \quad (2.3)$$

Para estas expressões:

- S: irradiação (W/m^2);
- S_{ref} : irradiação de referência (W/m^2);
- I_{sc} : corrente de curto-circuito (A);
- T: temperatura da célula (K);
- T_{ref} : temperatura de referência (K) e
- K_t : coeficiente térmico da corrente fotovoltaica.

Para a obtenção do coeficiente térmico da corrente fotovoltaica K_t se utiliza da expressão ((2.4).

$$K_t = \frac{I_{\text{sc}}(T) - I_{\text{sc}}(T_{\text{ref}})}{T - T_{\text{ref}}} \quad (2.4)$$

A Equação (2.5) mostra a dependência que há entre a corrente I_o do diodo com a variável não controlada temperatura.

$$I_o(T) = I_s(T_{\text{ref}}) \left(\frac{T}{T_{\text{ref}}} \right)^{\frac{3}{n}} e^{-\frac{qV_g \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{\text{ref}}} \right)}{nkT}} \quad (2.5)$$

Onde:

- V_g : tensão de largura de banda (V);
- $I_s(T_{\text{ref}})$: corrente de saturação reversa na temperatura de referência (A).

Ao passo que a Equação (2.6) é utilizada para calcular a corrente de saturação reversa em função da temperatura de referência, sendo $V_{\text{oc}}(T_{\text{ref}})$ a tensão de circuito aberto na temperatura de referência.

$$I_o(T_{\text{ref}}) = \frac{I_s(T_{\text{ref}}) \left(\frac{T}{T_{\text{ref}}} \right)}{e^{\frac{qV_{\text{oc}}(T_{\text{ref}})}{nkT_{\text{ref}}} - 1}} \quad (2.6)$$

Para obtenção dos valores da resistência R_s é utilizado um método iterativo entre as condições de curto-circuito e de circuito aberto. Quando se faz a derivada da curva característica do módulo fotovoltaico tensão por corrente $I \times V$ no ponto de V_{oc} com as Equações (2.7) e (2.8) é possível se aproximar desta variável, sendo outra alternativa além do método.

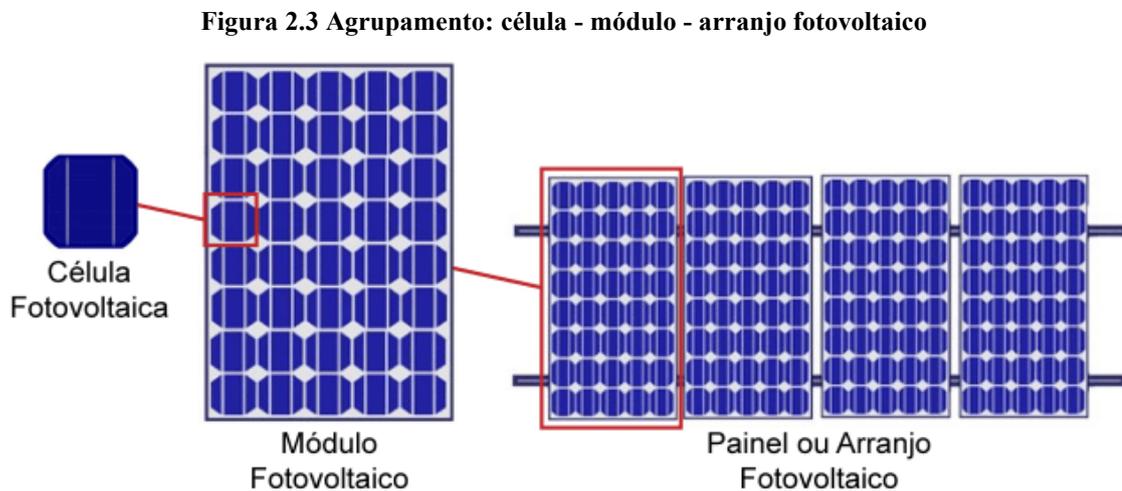
$$R_s = - \left. \frac{dV}{dI} \right|_{V=V_{oc}} - \frac{1}{X_v} \quad (2.7)$$

$$X_v = \frac{qI_s(T_{ref})}{nKT_{ref}} e^{\frac{qV_{oc}(T_{ref})}{nKT_{ref}}} \quad (2.8)$$

2.2.2 Módulos fotovoltaicos

Como as células fotovoltaicas apresentam uma potência relativamente baixa, o seu uso individual fica inviável. Para sanar este problema as células fotovoltaicas são interligadas em ligações em série para aumentar o valor da tensão de saída, em ligações paralelo para elevar o valor da corrente de saída e por fim ligações mistas. O mais comum é fazer a ligação em série das células fotovoltaicas, pois seu valor de corrente é relativamente alto (COELHO et al., 2008).

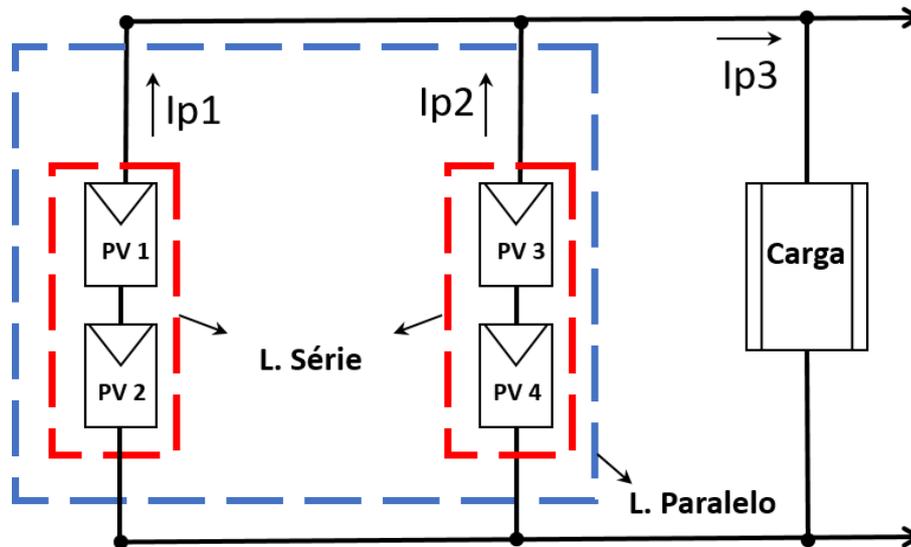
O agrupamento de várias de células fotovoltaicas é designado módulo fotovoltaico, já o agrupamento de vários módulos é denominado arranjo fotovoltaico conforme ilustrado na Figura 2.3.



Fonte: adaptado de (VILLALVA et al., 2010).

Os arranjos fotovoltaicos seguem a mesma lógica que as células fotovoltaicas, sendo o agrupamento de módulos fotovoltaicos em ligações: série, paralela ou mista como esboçado na Figura 2.4. Com a finalidade de aumentar os valores de tensão e/ou corrente elétrica na saída do arranjo, para o melhor aproveitamento do potencial energético disponível e o entregar a uma determinada carga (CARNEIRO et al., 2010).

Figura 2.4 Esquema de arranjo fotovoltaico com ligações série e paralelo entre módulos fotovoltaicos



Fonte: próprio autor

Os parâmetros elétricos, térmicos e mecânicos dos módulos fotovoltaicos são medidos nas (Standard Test Conditions), condições de teste padrão, se tratando de uma padronização adotada para irradiância solar igual a 1000 W/m^2 , temperatura igual a 25° C . Estes parâmetros são disponibilizados pelo fabricante dos módulos fotovoltaicos em forma de ficha técnica.

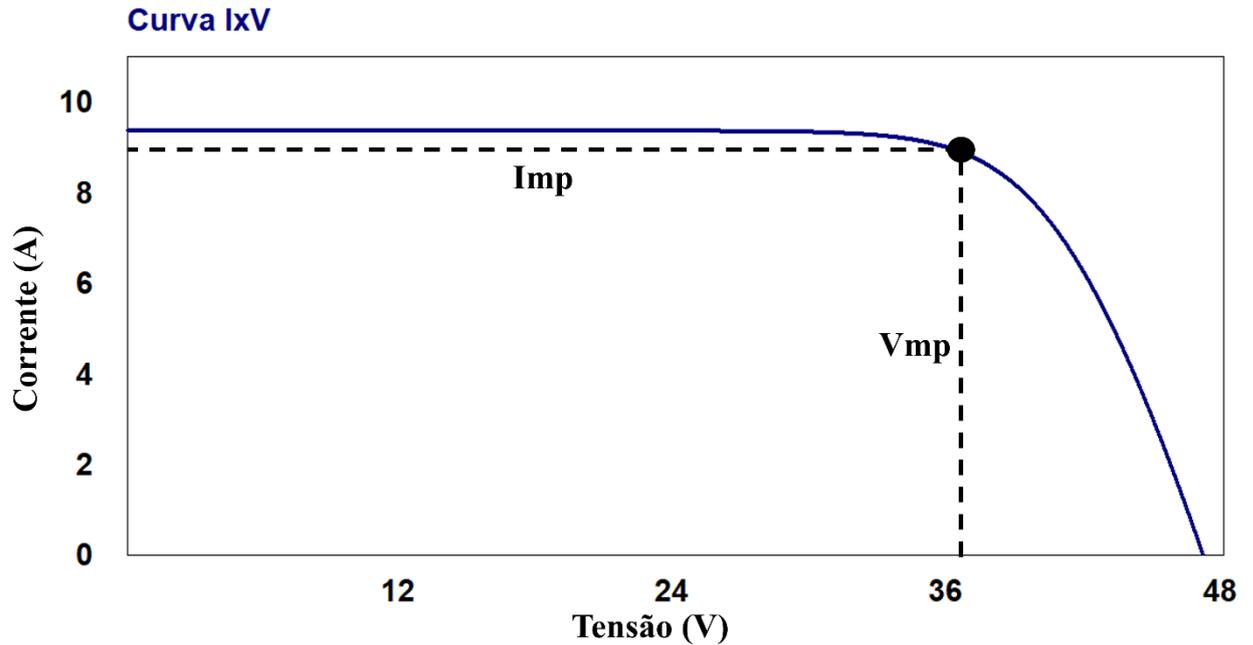
As principais características dos módulos fotovoltaicos são:

- $P_{\text{máx}}$: potência máxima (W_p);
- V_{oc} : tensão de circuito aberto (V);
- I_{sc} : corrente de curto-circuito (A);
- V_{mp} : Tensão a potência máxima (V);
- I_{mp} : Corrente a potência máxima (A);

Os módulos fotovoltaicos apresentam duas curvas características não lineares, as formas de onda nas figuras a seguir foram plotas variando as condições de carga no módulo BYD330P6K-36 (BYD, 2021), seguindo os parâmetros elétricos descritos em seu datasheet e seguindo as condições STC (ALMEIDA et al., 2021).

A primeira curva é esboçada pela corrente do módulo fotovoltaico em relação a sua tensão (I_xV) conforme exemplificado na Figura 2.5.

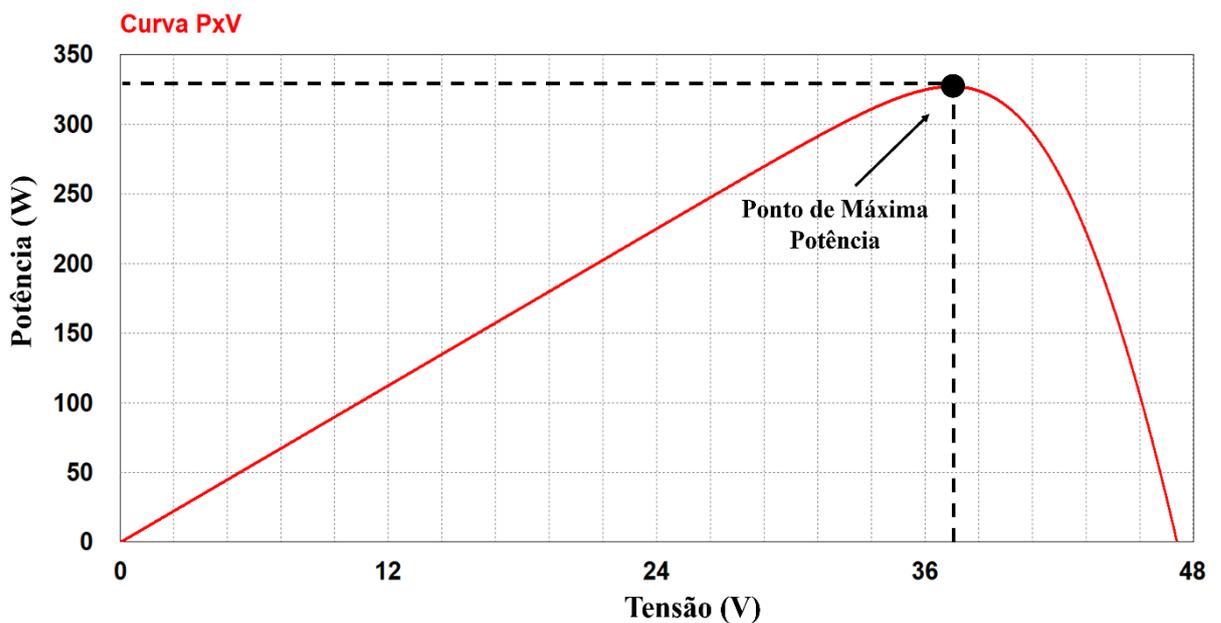
Figura 2.5 Curva característica I_xV do módulo BYD330P6K-36 a STC.



Fonte: próprio autor.

A segunda curva é determinada pela potência do módulo em função da sua tensão (P_xV) conforme Figura 2.6. A curva do módulo fotovoltaico apresenta o comportamento da potência do módulo fotovoltaico, destacando o ponto de máxima potência.

Figura 2.6 Curva característica P_xV do módulo BYD330P6K-36 a STC.



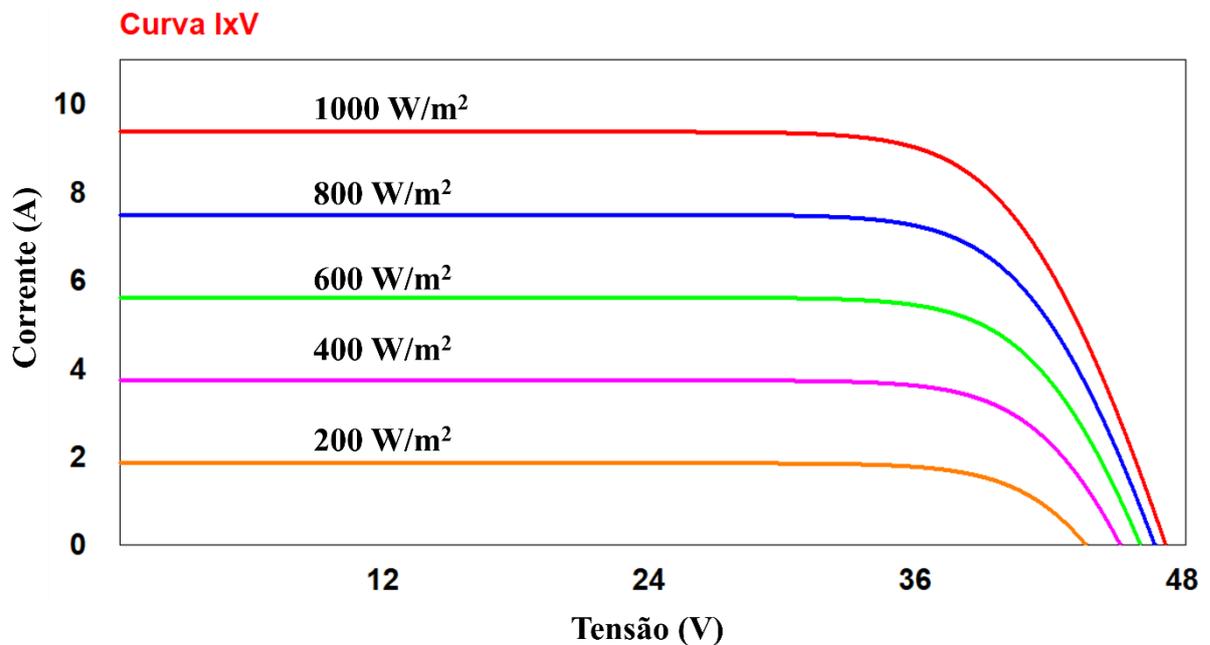
Fonte: próprio autor.

2.2.3 Parâmetros que influenciam no funcionamento de um módulo fotovoltaico

Como visto nas curvas características dos módulos fotovoltaicos, os mesmos matem as suas características elétricas conforme o especificado em projeto. Este fato ocorre por conta das condições em que os módulos fotovoltaicos foram submetidos, neste caso a STC, ou seja, condições ideais para o seu funcionamento. Porém, quando submetidos a condições de temperatura e irradiância solar distintas do STC, há uma variação no potencial produzido pelo módulo fotovoltaico, por conta que estes fatores climáticos têm relação direta com parâmetros elétricos do módulo fotovoltaico (CHEPP et al., 2018).

A Figura 2.7 ilustra as alterações na curva IxV do módulo fotovoltaico BYD330P6K-36 submetido a variações de irradiância solar e mantendo a temperatura a 25° C.

Figura 2.7 Curva característica IxV do módulo BYD330P6K-36 para diferentes níveis de irradiância solar.



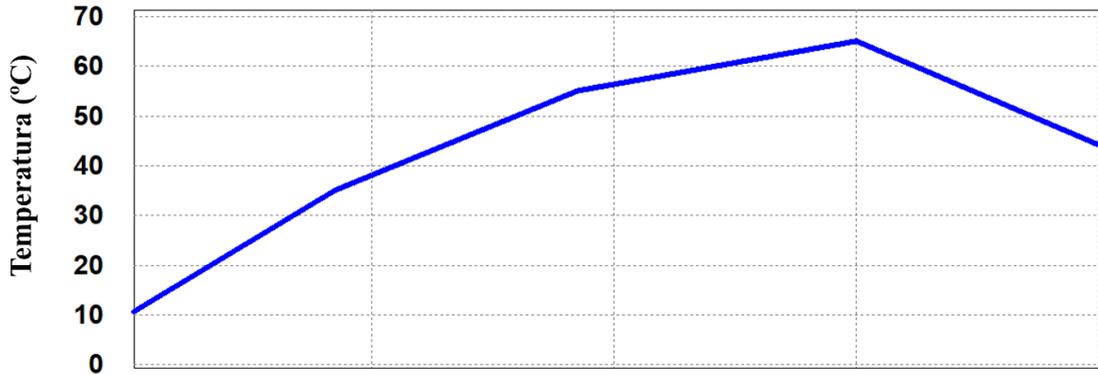
Fonte: próprio autor.

Percebe-se o impacto que a irradiância solar tem sobre a corrente do módulo fotovoltaico, fazendo com que a corrente do módulo chegue a zerar, caso a irradiância se torne nula. Outra análise a ser ressaltada é que a tensão do módulo fotovoltaico é pouco afetada quando os níveis de irradiância solar estão entre 1000 W/m² e 800 W/m², abaixo destes valores a tensão do módulo começa a decair.

A Figura 2.8 esboça um determinado padrão de temperatura o qual varia entre valores baixos 10° C a um maior valor 65° C. Este padrão será imposto ao módulo fotovoltaico de

referência com a única finalidade de analisar o impacto da temperatura nos parâmetros elétricos do módulo fotovoltaico nas análises subsequentes deste tópico.

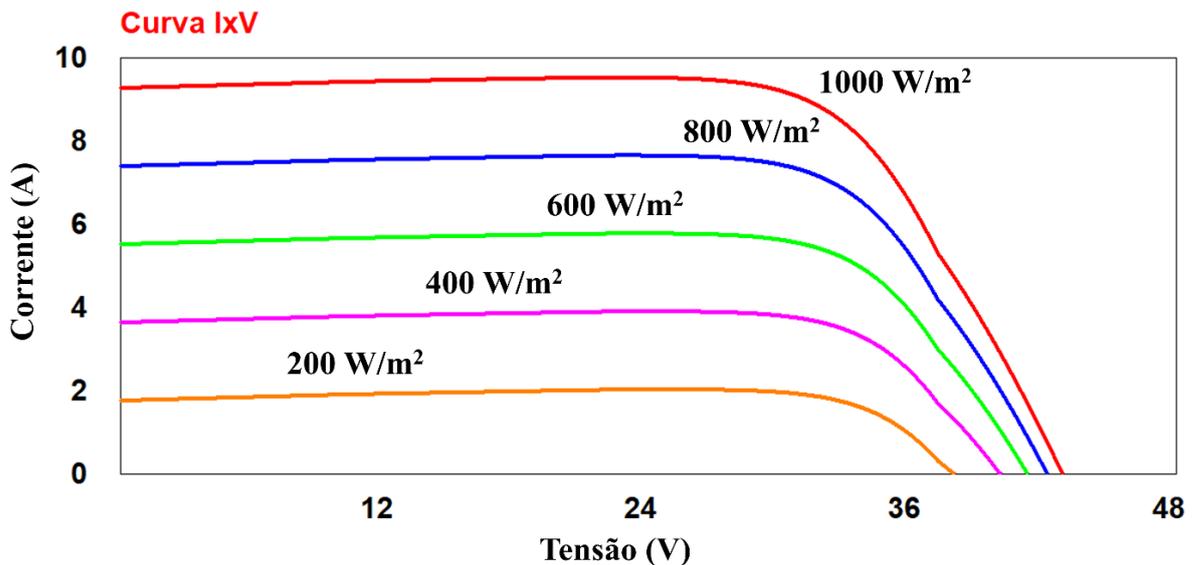
Figura 2.8 Padrão de temperatura imposto ao módulo BYD330P6K-36.



Fonte: próprio autor.

A Figura 2.9 ilustra o comportamento das características elétricas do módulo fotovoltaico, para o padrão imposto de temperatura supracitado e irradiância. A variação de temperatura, como observado anteriormente deve gerar uma maior modificação na tensão do módulo fotovoltaico e uma pequena mudança na corrente elétrica, em comparação com a primeira análise.

Figura 2.9 Curva característica IxV do módulo BYD330P6K-36 para diferentes níveis de irradiância solar e temperatura.



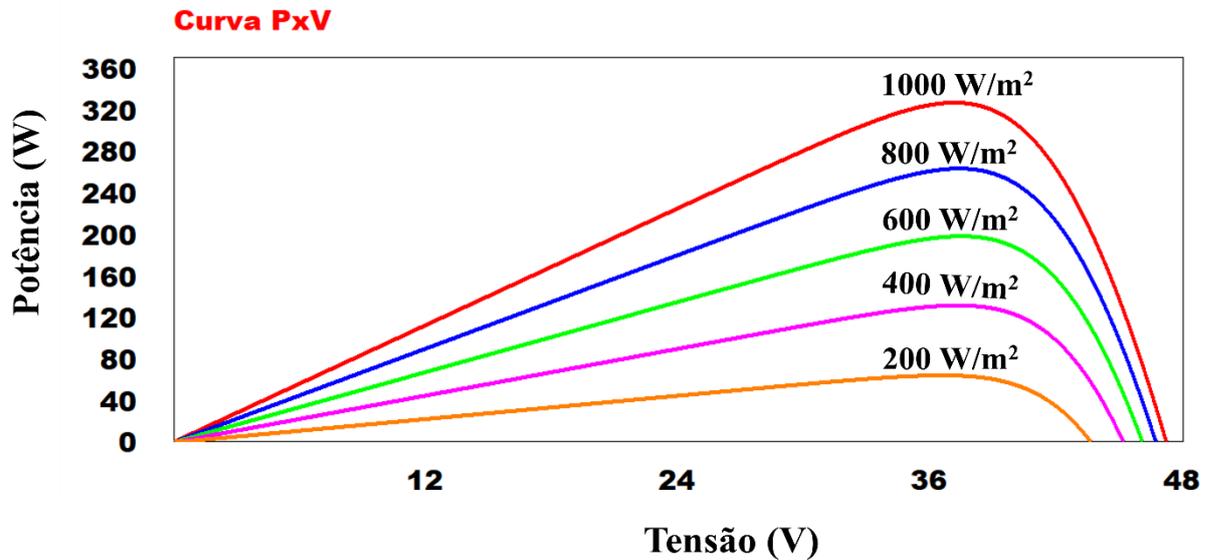
Fonte: próprio autor.

Concluindo, a irradiância solar exerce um peso mais elevado sobre a corrente elétrica do módulo fotovoltaico, variando-a linearmente. Já a temperatura impacta em menor escala a corrente no módulo fotovoltaico e de uma maneira mais significativa a tensão do módulo.

Reforçando a dependência direta da potência produzida pelo módulo fotovoltaico com a irradiância solar (VICENTE et al., 2020).

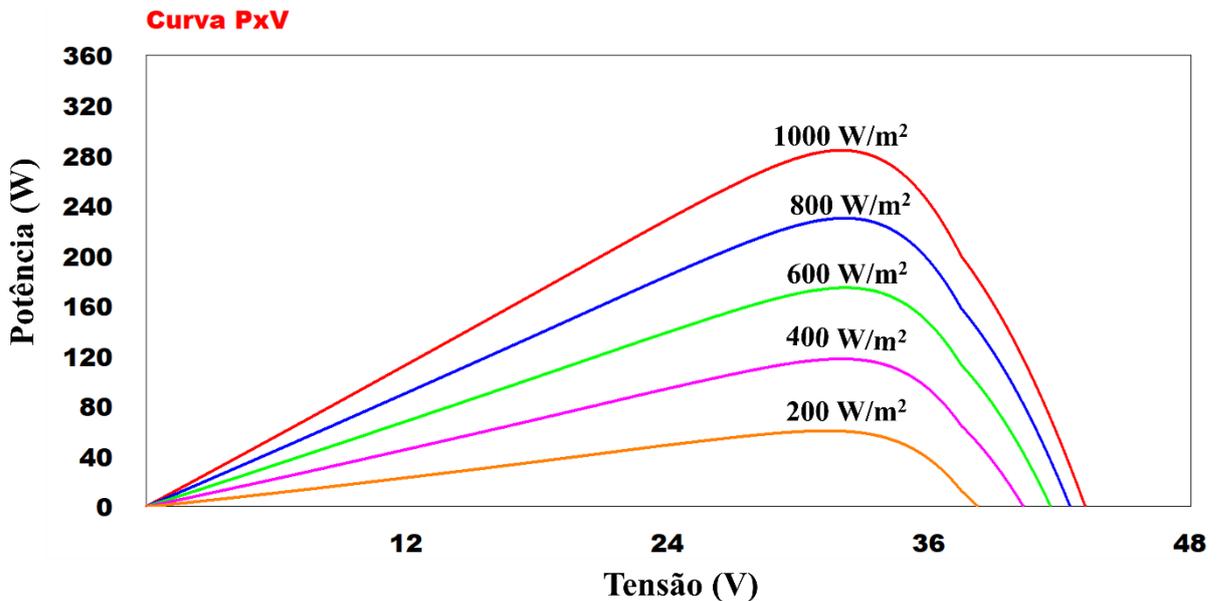
Em relação a potência, a Figura 2.10 esboça a curva PxV do módulo fotovoltaico, em temperatura a 25° C e seguindo o mesmo padrão de variação na irradiância solar contido nas análises posteriores. Em sequência a Figura 2.11, apresenta a mesma curva PxV do módulo fotovoltaico para mudanças de irradiância junto com variações de temperatura seguindo o padrão exposto pela Figura 2.8.

Figura 2.10 Curva PxV do módulo BYD330P6K-36 para variação de irradiância solar.



Fonte: próprio autor

Figura 2.11 Curva PxV do módulo BYD330P6K-36 para variação de irradiância solar e temperatura



Fonte: próprio autor

2.2.4 Efeitos de sombreamento em módulos fotovoltaicos.

O módulo fotovoltaico apresenta uma curva característica corrente versus tensão não linear (RAMOS et al., 2006), assim como exemplificado nas secções anteriores. Entretanto, esta curva se modifica de acordo, com condições atmosféricas que não podem ser controladas: a irradiância, parâmetro que altera significativamente a corrente do módulo fotovoltaico e a temperatura, que acaba por alterar a tensão do módulo fotovoltaico (CANTOR et al., 2017). Conforme demonstrado com as formas de onda da conduta dos módulos fotovoltaicos nas análises supracitadas acoplado com o equacionamento do modelo elétrico das células fotovoltaicas apresentados na secção 2.2.1 (WIRTH et al., 2016).

Quando há uma variação nos parâmetros elétricos do módulo fotovoltaico, principalmente no de corrente por conta da irradiância solar, ocorre o fenômeno denominado sombreamento (*shading*), podendo ser total ou parcialmente (LUZ, 2018).

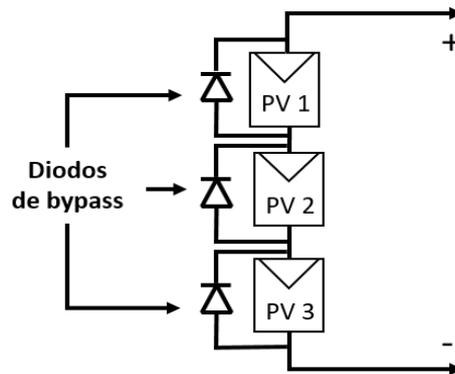
Este fenômeno faz com que o módulo sombreado seja visto como uma carga pelo sistema, sendo um problema principalmente em arranjos em série, pois os módulos sombreados começam a consumir potência no lugar de fornecer.

As células fotovoltaicas presentes nos módulos acabam por sofrer um aquecimento causando-lhes o fenômeno de pontos quentes (*hot spots*), além de que se criam picos na curva de corrente versus tensão do módulo, denominados máximos locais (SURICHAQUI et al., 2015). Sendo necessário técnicas que visem diminuir a perda do potencial energético em arranjos fotovoltaicos.

2.2.4.1 Diodo de *bypass*

A técnica citada acima o Diodo de *bypass*, é a mais utilizada por conta de sua simplicidade, baixo custo de implementação e relativo ganho energético ao sistema. Quando o módulo está sombreado o diodo que está em antiparalelo conforme ilustra a Figura 2.12, evita que o módulo seja percorrido por correntes reversas. Todavia, esta técnica apresenta um problema, quanto mais diodos são inseridos, maior serão os números de máximos locais que a curva do módulo irá apresentar (CARNEIRO, 2010).

Figura 2.12 - Módulos em série com diodos de bypass.

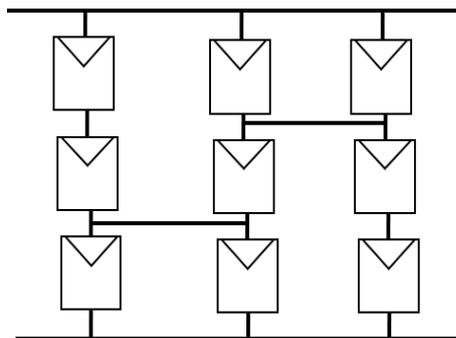


Fonte: próprio autor.

2.2.4.2 Reconfiguração de módulos fotovoltaicos

De uma maneira geral a técnica consiste em rearranjar a distribuição dos módulos fotovoltaicos, assim para com a finalidade de se extrair o melhor potencial energético, para adaptar o arranjo fotovoltaico às condições do ambiente em que foi projetado conforme Figura 2.13. Como exemplo, a reconfiguração por: “*séries-paralelo*” (módulos associados em série e os ramos resultantes conectados em paralelo), “*total cross tied*” (módulos conectados em paralelo e os conjuntos resultantes são interligados em série) e “*bridge-linked*” (módulos são integrados como uma ponte retificadora.) (VICENTE, 2015).

Figura 2.13 Reconfiguração de módulos fotovoltaicos com a técnica Bridge-Linked.

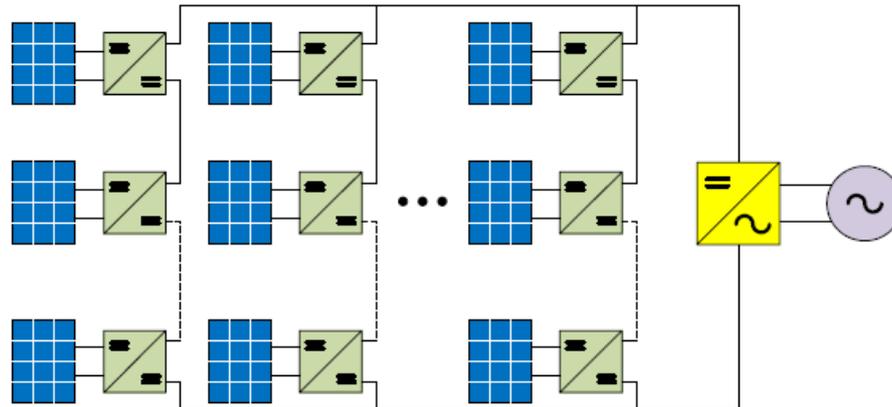


Fonte: próprio autor

2.2.4.3 Sistema com microconversores:

Em sistemas fotovoltaicos um dos maiores objetivos é sempre extrair o máximo potencial energético disponível pelo sistema implementando. Pois, além da interferência dos fatores climáticos, outro fator que influencia no potencial extraído é a arquitetura da planta projetada. Consoma-se utilizar de estruturas com conversores CC-CC e/ou estágios CC-CA com a finalidade de extrair o máximo da estrutura fotovoltaica, assim esboçado pela Figura 2.14 (DEL MORAL et al., 2015).

Figura 2.14 Estrutura com conversores CC-CC em planta fotovoltaica.



Fonte: adaptado de (DEL MORAL et al., 2015).

2.3 Algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência

Como apresentado os módulos fotovoltaicos possuem curvas características não lineares que acabam por variar dependendo das condições atmosféricas, variáveis não controláveis. Com as mudanças destas variáveis, os módulos fotovoltaicos apresentam diferentes potências energéticas. Como o objetivo ao utilizar estas estruturas fotovoltaicas é sempre aproveitar o máximo potencial disponível fica imperativo que haja a utilização de técnicas de rastreamento de máxima, os algoritmos *MPPTs* (HERINGER, 2016).

2.3.1 Método da tensão constante

Esta técnica está fundamentada na relação entre a tensão de máxima potência e a tensão de circuito aberto do módulo fotovoltaico, essa relação seria de maneira linear e independente aos fatores externos como temperatura e irradiância solar.

A técnica atua atualizando a razão cíclica do conversor CC-CC e atribuindo a tensão de referência como ponto de operação. O método depende apenas da utilização de um sensor de tensão, é de fácil implementação e a precisão de rastreamento fica dependente da temperatura superficial do módulo fotovoltaico. (COELHO et al., 2010).

2.3.2 Método Beta (β)

Este método consiste em gerar um ponto próximo de máxima potência através do equacionamento da variável Beta (β). Esta variável β é obtida a partir das características de corrente e tensão do módulo fotovoltaico, seu equacionamento está apresentado nas Equações (2.9) e (2.10).

$$\beta = \ln\left(\frac{I_{pv}}{V_{pv}}\right) - C \cdot V_{pv} = \ln(I_o \cdot C) \quad (2.9)$$

$$c = \frac{q}{n \cdot k \cdot T \cdot N_s} \quad (2.10)$$

Onde:

- I_{pv} : corrente do módulo fotovoltaico (A);
- V_{pv} : tensão do módulo fotovoltaico(V);
- q : Carga do elétron ($1,6 \times 10^{-19}$ C);
- k : constante de Boltzaman ($1,3810^{-23}$ J/K ou $8,61 \times 10^{-5}$ Ev/k);
- I_o : corrente de saturação reversa (A);
- T : temperatura (K);
- n : fator de idealidade do diodo (no caso do silício é dois, sem unidade);
- N_s : número de células do módulo fotovoltaico;

2.3.3 Método da temperatura

Neste método se utiliza de parâmetros do método supracitado de tensão constante. O qual faz uma correção na variável de tensão do ponto de máxima potência, utilizando de sensores de temperatura na superfície do módulo fotovoltaico. Este método acaba sendo bastante funcional, pois como já apresentada, há uma relação entre a tensão do módulo fotovoltaico e as variações na temperatura.

2.3.4 Método da corrente de curto-circuito (I_{sc})

Este método é baseado em encontrar o ponto de potência máxima do módulo fotovoltaico, verificando que a corrente a máxima potência I_{mp} do módulo em questão é diretamente proporcional a corrente de curto-circuito I_{sc} por um fator k . Esta relação é demonstrada na Equação (2.11).

$$I_{mp} = k \cdot I_{sc} \quad (2.11)$$

A constante de proporcionalidade k é mantida constante com um valor aproximado de 0,92, sob uma taxa de variação de temperatura sob a superfície do módulo fotovoltaico de $0^{\circ}\text{C} < T < 60^{\circ}\text{C}$. Como desvantagem este método necessita que a corrente I_{sc} seja mensurada periodicamente, contudo não há transferência energética para a carga neste intervalo de tempo (SILVA et al., 2017).

2.3.5 Método da tensão de circuito aberto (V_{oc})

Seguindo os mesmos conceitos do método da corrente de curto-circuito, este método tem como relação linear a tensão de máxima potência V_{mp} e a tensão de circuito aberto V_{oc} independente dos valores de irradiância solar e temperatura. Esta relação linear se dá por um constante k de proporcionalidade, o qual é dependente apenas das características do módulo fotovoltaico empregado, variando de 0,7 a 0,8., a Equação (2.12) esboça o cálculo para este método.

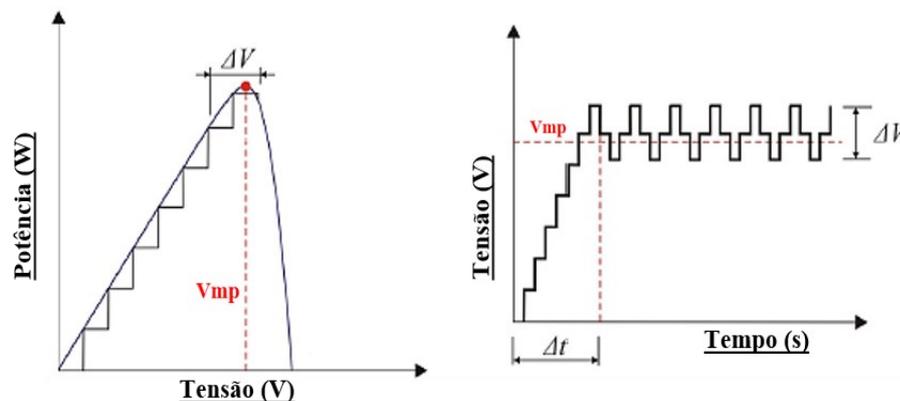
$$V_{mp} = k \cdot V_{oc} \quad (2.12)$$

Este método apresenta como desvantagem o fato de necessitar que o sistema fotovoltaico seja periodicamente desconectado, desperdiçando potencial energético.

2.3.6 Método Perturba e observa (P&O) – HILL CLIMBING

O método perturba e observa (P&O) é a técnica mais utilizada em sistemas fotovoltaicos comerciais pela sua simplicidade e facilidade de implementação. O algoritmo consiste em provocar perturbações na tensão do módulo fotovoltaico (V_{pv}) em uma determinada direção, possui aspecto de subida da colina (*Hill Climbing*), conforme Figura 2.15 (GOMES, 2014).

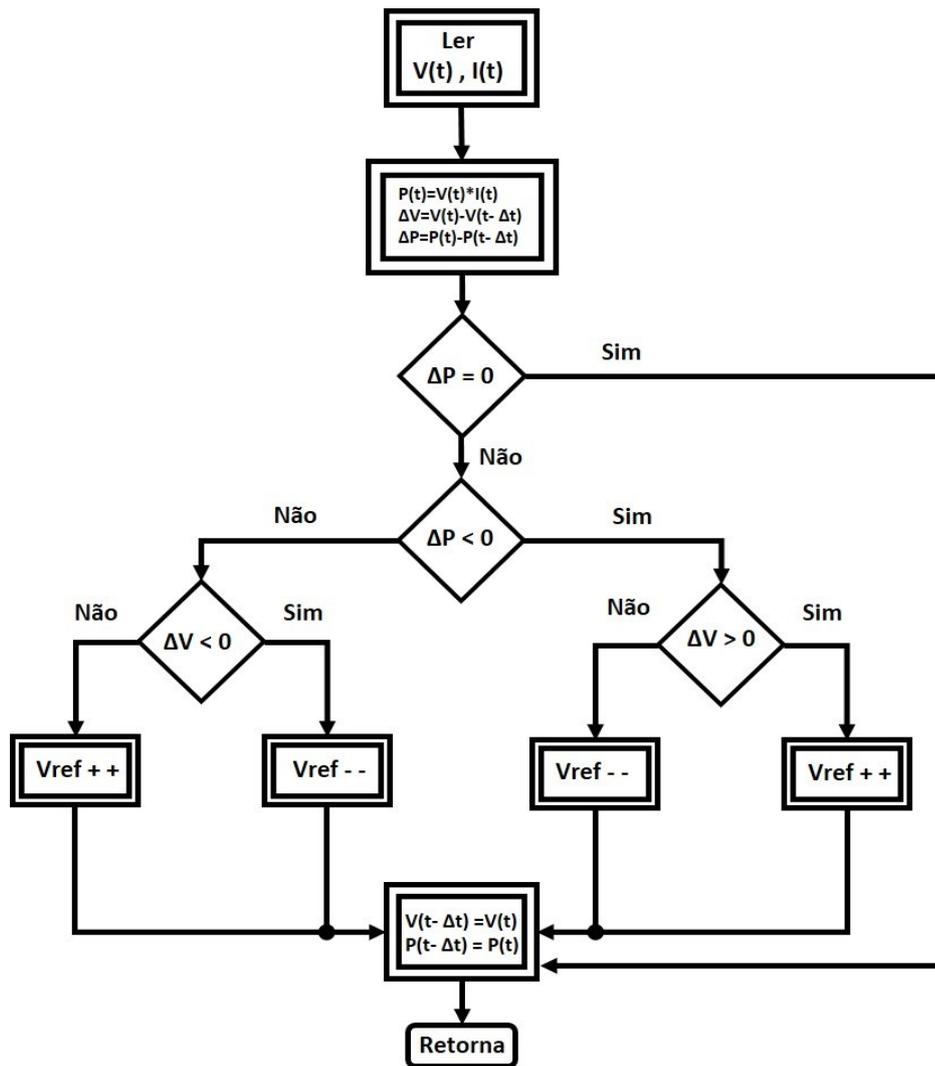
Figura 2.15 Comportamento do método P&O



Fonte: adaptado de (COELHO et al., 2010).

Uma tensão de referência (V_{ref}) é criada, observando-se o comportamento da potência de saída (P_{pv}), definida pelo produto da corrente (I_{pv}) e da tensão (V_{pv}) em resposta a essas perturbações. Se a variação da potência for positiva, o método permanece perturbando na mesma direção. Caso a variação na potência seja negativa, o sinal da tensão de referência se inverte, causando perturbação em direção oposta, a Figura 2.16 esboça o fluxograma referente ao algoritmo *P&O*.

Figura 2.16 Fluxograma para implementação do método *P&O*.



Fonte: próprio autor.

Esse processo é repetido periodicamente até a obtenção da máxima potência (P_{mp}). O sistema sempre sofrerá perturbações, causando perdas na potência disponibilizada pelo módulo. Para a mitigação desse problema, recomendasse a diminuição do tamanho das perturbações, mas, em contrapartida, isso pode causar lentidão no algoritmo para rastrear P_{mp} .

Este método por consequência acaba gerando oscilações em torno do ponto de máxima potência, em regime permanente. A sua velocidade de resposta por ser de natureza lenta, pode

fazer com que o algoritmo rastreie o ponto de máxima potência de maneira incorreta em condições climáticas que se alteram com uma velocidade elevada. Para o seu funcionamento este método necessita do uso de dois sensores, um para corrente e outro para a tensão, em comparação com os demais métodos citados, apresenta uma complexidade de implementação maior.

2.3.7 Método da Condutância Incremental

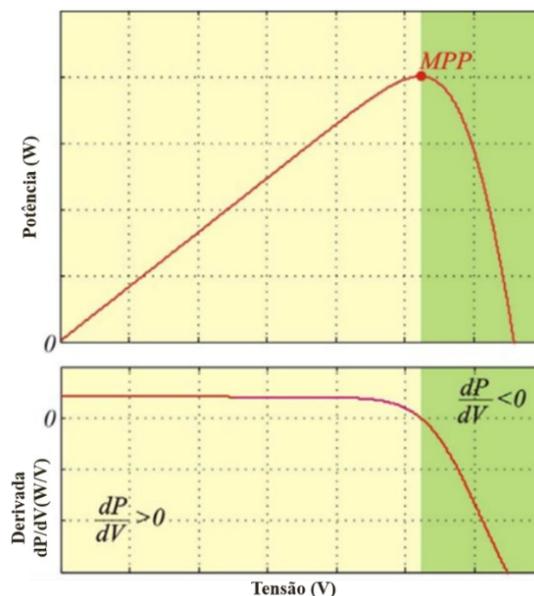
O método da condutância incremental, diferente dos outros métodos apresentados acaba por combinar velocidade de rastreamento com precisão. O seu princípio de funcionamento consiste em mensurar os valores de corrente e tensão da estrutura fotovoltaica, assim gerando o cálculo da potência de saída fotovoltaica e a sua derivada em função da tensão, conforme demonstra a Equação (2.13) e ilustrado na Figura 2.17.

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = I + V \cdot \frac{dI}{dV} \quad (2.13)$$

Para obter a Equação (2.14) divide-se todos os termos presentes na Equação 2.13 pela tensão.

$$\frac{1}{V} \cdot \frac{d(P)}{dV} = \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} \quad (2.14)$$

Figura 2.17 Curva P x V da estrutura fotovoltaica e sua derivada em função da tensão.

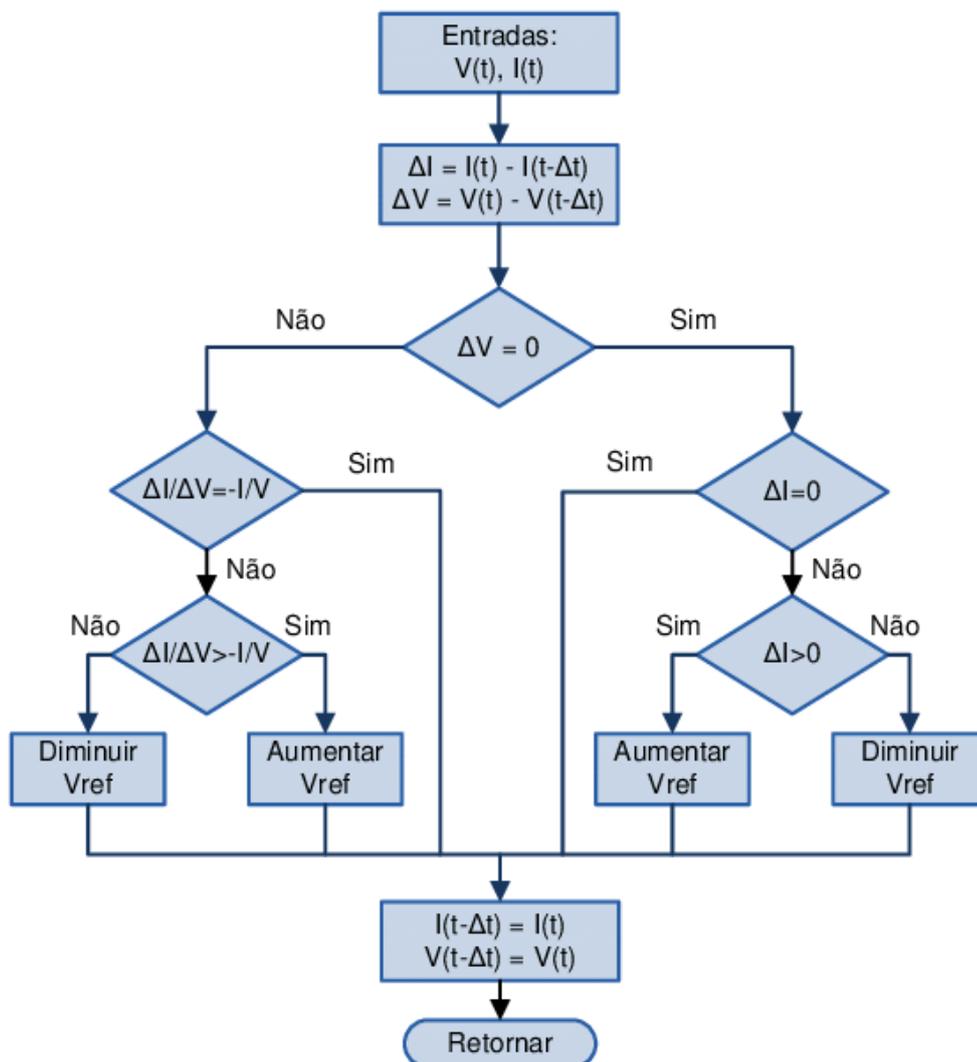


Fonte: adaptado de (COELHO et al., 2010).

- Se $dP/dV > 0$ incrementa-se a razão cíclica para elevar a tensão de saída;
- Se $dP/dV < 0$ decrementa-se a razão cíclica para diminuir a tensão de saída;
- Se $dP/dV = 0$ mantém a razão cíclica fixa, pois está no ponto de máxima potência;

Concluindo, a maior vantagem deste método é que através das derivadas demonstradas e desenvolvidas, consegue-se obter o rastreamento do ponto de máxima potência exato, já o *P&O* acaba por oscilar em torno do ponto de máxima potência. As condições climáticas acabam não sendo um problema para este método, atingindo uma precisão superior ao *P&O*. Para obter as medições de tensão e corrente são necessários dois sensores, um para cada uma das variáveis. Este método apresenta como desvantagem principal sua complexidade de implementação visto que trabalha com derivadas, seu fluxograma está ilustrado na Figura 2.18.

Figura 2.18 Fluxograma para implementação do método da Condutância Incremental



Fonte: adaptado de (GOMES, 2014).

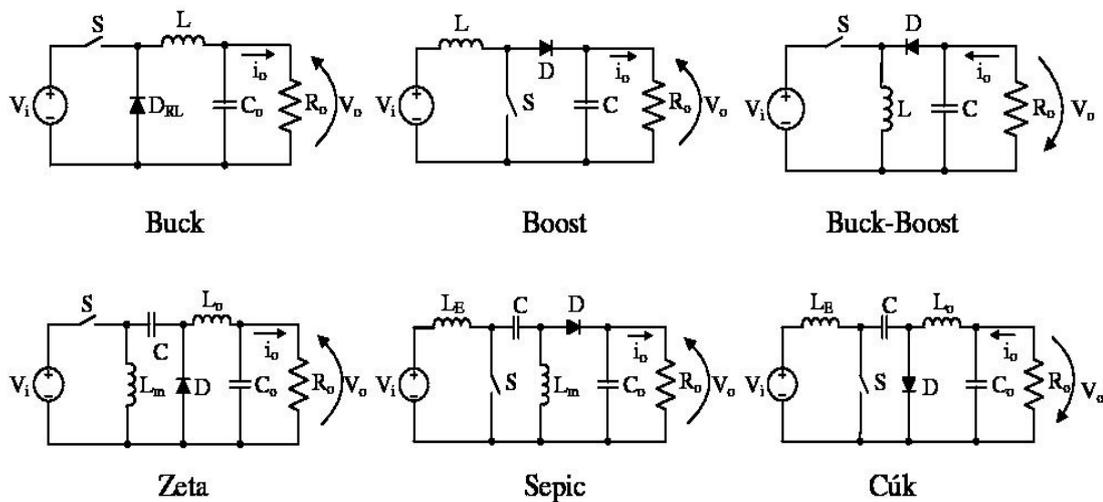
2.4 Conversores CC-CC não isolados

2.4.1 Topologia de conversores CC-CC não isolados

Os conversores CC-CC não isolados são estruturas eletrônicas e uma de suas características é a de entregar para a carga a mesma potência extraída da fonte. Já que estas estruturas conseguem converter tensão contínua. Para que tal processo possa ser feito, interruptores controlam a passagem de corrente para indutores, carregando-os ou descarregando-os, conforme a necessidade de controlar a amplitude da tensão na saída dos conversores (BARBI, 2015).

Na literatura está presente variadas categorias de conversores CC-CC não isolados para diversas aplicações, todavia a maioria se baseia em seis categorias de conversores CC-CC não isolados (MARTINS et al., 2006). A Figura 2.19 ilustra quais são essas topologias de conversores, apresentando os seus circuitos elétricos, elementos armazenadores de energia e interruptores.

Figura 2.19 Topologias clássicas de conversores CC-CC não isolados.



Fonte: adaptado de (MARTINS et al., 2006).

Os conversores ilustrados na Figura 2.19 supracitada possuem classificações e características distintas quanto ao seu modo de operação. Em relação às tensões na saída do conversor (V_{out}) e na entrada do conversor (V_{in}), os conversores podem ser classificados como abaixadores ($V_{out} < V_{in}$), elevadores ($V_{out} > V_{in}$) ou abaixadores — elevadores, podem apresentar características de fonte de tensão ou fonte de corrente, tanto na saída quando na entrada do conversor. A Tabela 2.1 detalha as classificações dos conversores e as características que cada um apresenta na sua entrada e saída.

Tabela 2.1 Classificação das topologias de conversores CC-CC

Topologia	Classificação	Entrada	Saída
<i>Buck</i>	Abaixador	Fonte de tensão	Fonte de corrente
<i>Boost</i>	Elevador	Fonte de corrente	Fonte de tensão
<i>Buck-Boost</i>	Abaixador - Elevador	Fonte de tensão	Fonte de tensão
Zeta	Abaixador - Elevador	Fonte de tensão	Fonte de corrente
Sepic	Abaixador - Elevador	Fonte de corrente	Fonte de tensão
Cúk	Abaixador - Elevador	Fonte de corrente	Fonte de corrente

Fonte: próprio autor

Outra relação entre as tensões dos conversores CC-CC não isolados é o seu ganho estático, dado pela razão entre a tensão de saída do conversor e a tensão de entrada (V_{out}/V_{in}). Cada topologia de conversor tem a sua relação de ganho estático, somente o conversor *Buck* que apresenta uma relação linear desta grandeza (TOFOLI, 2018). A Tabela 2.2 listará as topologias de conversores CC-CC não isolados quanto ao seu ganho estático, sendo a variável D (adimensional) a razão cíclica de operação do conversor.

Tabela 2.2 Conversores CC-CC não isolados quanto ao seu ganho estático

Topologia	Ganho Estático
<i>Buck</i>	D
<i>Boost</i>	$\frac{1}{(1-D)}$
<i>Buck-Boost</i>	$\frac{D}{(1-D)}$
Zeta	$\frac{D}{(1-D)}$
Sepic	$\frac{D}{(1-D)}$
Cúk	$\frac{D}{(1-D)}$

Fonte: próprio autor.

A razão cíclica D , é uma grandeza que varia de 0 até a unidade ($0 \sim 1$), ela descreve a razão entre o intervalo de comutação (T_s), e o intervalo de condução do interruptor no

conversor, em outras palavras é o tempo em que o conversor está trabalhando (PETRY, 2001).

Como exemplo, se o interruptor do conversor *Buck* opera 50% do tempo conduzindo e 50% do tempo fechado, sua razão cíclica será de 0,5. Utilizando a Tabela 2.2, o ganho estático para o conversor *Buck* é D , ou seja, 0,5, se sua tensão de entrada for igual a 40 V, a tensão na saída do conversor para a razão cíclica exemplificada será de 20 V.

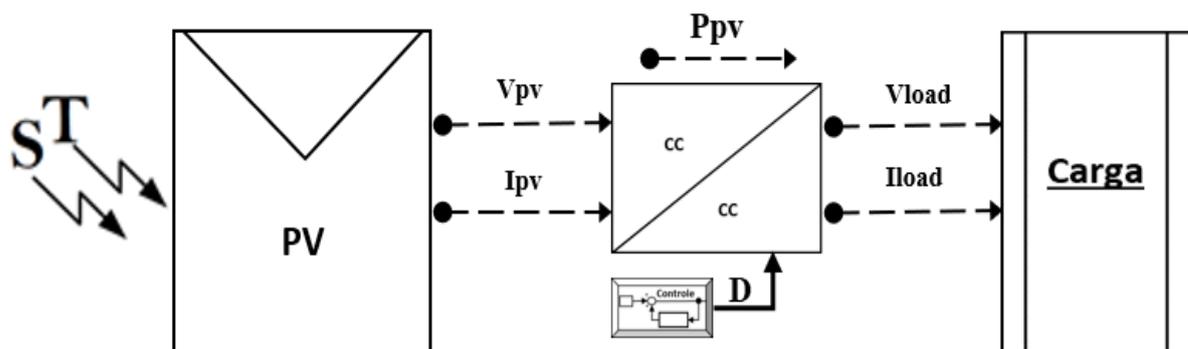
Já para os conversores abaixadores-elevadores, o seu modo de operação depende do valor da razão cíclica, para uma razão cíclica maior que 0,5 o conversor opera como um elevador de tensão e o oposto acontecerá para uma razão cíclica menor que 0,5.

2.4.2 Conversores CC-CC aplicados a sistemas fotovoltaicos

Como foi exposto na seção 2.2, os módulos fotovoltaicos apresentam as curvas características I_xV e P_xV , que esboçam o comportamento dos parâmetros elétricos, I_{pv} e V_{pv} e por consequência P_{pv} segundo as condições onde o módulo está submetido.

Os sistemas fotovoltaicos são conectados a cargas que em sua maioria são fixas, como os módulos fotovoltaicos estão sofrendo mudanças frequentes em seus pontos de operação, prejudica-se o potencial energético entregue as cargas. Para elevar a eficácia de captação do potencial energético gerado pelos módulos fotovoltaicos e entregá-los, utiliza-se de conversores CC-CC, a Figura 2.20 apresenta esta estrutura módulo-conversor (COELHO et al., 2009).

Figura 2.20 Sistema [módulo - conversor CC-CC - carga] para transferência de potência



Fonte: próprio autor.

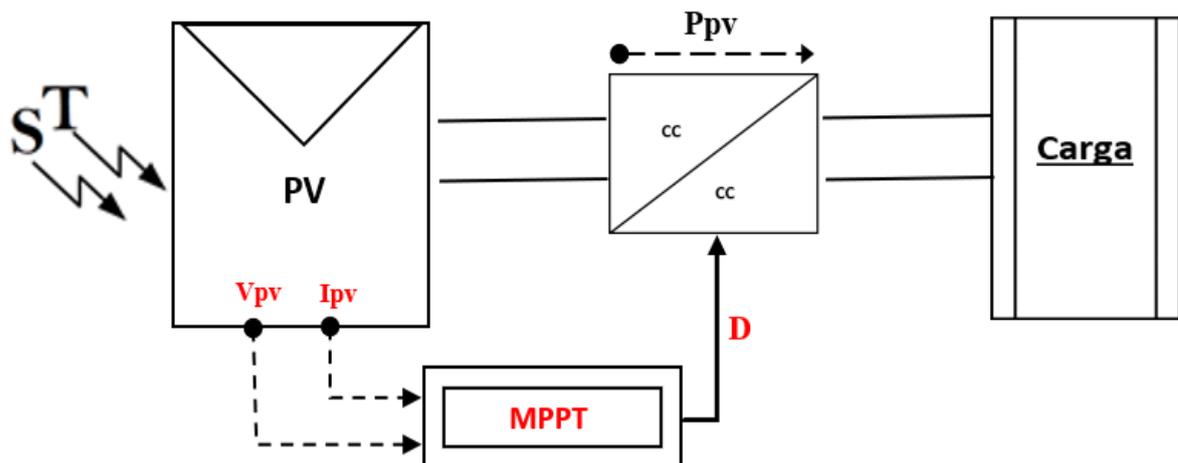
O conversor CC-CC transfere a potência na entrada, P_{pv} , para a carga seguindo o seu princípio de funcionamento já descrito. Esta transferência é possível, pois, quando há variações na I_{pv} e V_{pv} se mantiver constante, a carga estando fixa, a corrente I_{load} drenada por ela não se altera. O controle no conversor altera a sua razão cíclica D , para que sua tensão de saída que é a mesma na carga se ajuste. O ajuste que o conversor faz na sua tensão de saída

equilibra a potência fornecida pelo módulo fotovoltaico, com a potência entregue a carga. Neste exemplo as perdas foram desconsideradas logo a potência de entrada é igual à potência de saída.

2.4.3 Conversores CC-CC adjuntos a algoritmos *MPPTs* aplicados a sistemas fotovoltaicos

Com a finalidade de se obter o máximo que as estruturas fotovoltaicas podem oferecer, é ordinário o uso de algoritmos *MPPTs* adjacente a conversores CC-CC. O algoritmo *MPPT* busca sempre o ponto de máxima potência disponível, gerando uma variável como referência ao controle do conversor, ou gerando a razão cíclica, como representado na Figura 2.21 (LIMA et al., 2013).

Figura 2.21 Conversor CC-CC adjunto a algoritmo *MPPT* mensurando V_{pv} e I_{pv} e como saída a razão cíclica D .



Fonte: próprio autor.

Como exemplo, tem-se a utilização das topologias Sepic (DARLA, 2007), Zeta (MODAK, 2017), *Buck-Boost*, Cúk, *Buck* e *Boost* (DBYO et al., 2015) cada uma com suas vantagens e desvantagens dependendo da aplicação. Os pontos que distinguem o uso das topologias estão em suas características construtivas.

Os conversores *Buck-Boost* e Cúk possuem a sua tensão de saída com polaridade invertida. O conversor Sepic apresenta um modelo matemático complexo, pois o mesmo é dotado de 4 elementos armazenadores de energia, fazendo sua função de transferência ser no mínimo de 4ª ordem. O conversor *Buck* é apenas abaixador de tensão e o conversor *Boost* é apenas elevador de tensão.

O conversor *Boost* é o mais comum a ser utilizado em sistemas fotovoltaicos, entre as demais topologias, pois se utiliza da sua característica como elevador de tensão geralmente

para regular a tensão de saída de arranjos fotovoltaicos em cascata, com a entrada do inversor de frequência (HOSSEINI et al., 2015).

2.5 Considerações finais

Este capítulo apresentou uma rápida revisão dos princípios de funcionamento desde as células fotovoltaicas até os efeitos que prejudicam a produção do maior potencial energético em sistemas fotovoltaicos. O maior destaque desta seção ficou para as formas de ondas das curvas características dos módulos fotovoltaicos e as mudanças sofridas nos pontos de operação, sob influência da variação de parâmetros de irradiância solar e temperatura. Pois, para a aplicação distribuída proposta neste trabalho é imperativo o conhecimento e domínio sobre os fatores que possam alterar a potência produzida pelos módulos fotovoltaicos.

Durante o desenvolvimento deste capítulo, técnicas para o rastreamento do ponto de máxima potência foram descritas. Essas técnicas são de extrema importância, pois buscam sempre encontrar o maior potencial energético produzido pelo módulo fotovoltaico, dado que os seus parâmetros elétricos mudam conforme as condições climáticas. Estas mudanças nos parâmetros elétricos, fazem com que os módulos fotovoltaicos sejam extremamente dependentes destes fatores que acabam por serem variáveis não controladas.

Sistemas fotovoltaicos estão conectados a cargas que em sua maioria são de natureza fixa, porém os módulos fotovoltaicos estão constantemente sofrendo com variações em seus parâmetros elétricos, logo diminuído a sua eficácia em alimentar de maneira satisfatória e constante as cargas. Apresentaram-se recorrentes soluções estes problemas, como as perdas de eficiência energética e descontinuidade no suprimento das cargas. A alternativa com conversores CC-CC adjunto a técnicas *MPPT* é a que melhor contorna estas adversidades.

Apresentou-se uma revisão detalhada sobre as topologias de conversores CC-CC mais adequadas para a aplicação em sistemas fotovoltaicos, destacando as vantagens e desvantagens de cada uma das topologias. Além de destacar os princípios de funcionamento destas topologias para resolver os problemas com a descontinuidade no fornecimento da máxima potência disponível.

CAPÍTULO 03

3 CONVERSOR FOUR SWITCH *BUCK-BOOST* (*FSBB*)

3.1 Considerações iniciais

Os sistemas fotovoltaicos estão completamente dependentes das condições em que são submetidos, para assim entregar a maior potência disponível. Apresentaram-se técnicas de *MPPT*, que buscam rastrear e encontrar o ponto de maior potencial. Quando associadas a conversores CC-CC, demonstrou ser possível a máxima transferência de potência entre o módulo fotovoltaico e a(s) carga(s).

Este capítulo tem como foco desenvolver a estrutura que será interligada aos módulos fotovoltaicos, apresentando as vantagens e desvantagens para a escolha da topologia de conversor CC-CC e do algoritmo de *MPPT* que melhor se adaptam para esta aplicação. Em relação ao conversor este capítulo desenvolverá o projeto físico de seus componentes, a estratégia de controle que será responsável por garantir a estabilidade e o funcionamento dos modos de operação do conversor em malha aberta.

O modelo matemático do conversor CC-CC será detalhando posteriormente no capítulo subsequente, com a análise em malha fechada do conversor.

Todas as formas de onda e simulações apresentadas neste capítulo foram elaboradas no *software PSIM*, com a intenção de validar a técnicas descritas e desenvolvidas.

3.2 Princípios de operação do conversor *Four Switch Buck-Boost*

Para encaixar nas condições da proposta, o conversor CC-CC deve satisfazer algumas condições para que o mesmo possa operar em módulos fotovoltaicos. Pois, como demonstrado anteriormente, os parâmetros elétricos dos módulos fotovoltaicos variam constantemente, e as cargas são mantidas fixas.

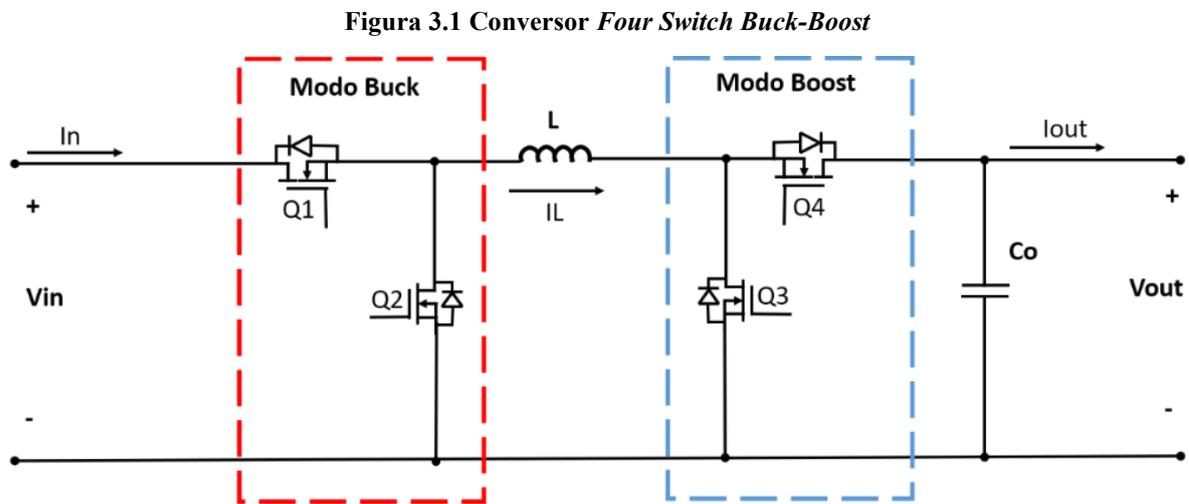
O conversor CC-CC para manter o fluxo de potência entre módulo-carga deve operar tanto quanto um abaixador de tensão como um elevador de tensão, a saída do conversor deve ter a polaridade não invertida. Para evitar perdas e diminuir a complexidade do modelo matemático o conversor CC-CC deve apresentar menos componentes e armazenadores de energia.

Conforme a Figura 3.1 apresenta-se a topologia *FSBB*, uma união entre as topologias *Buck* e *Boost*: com quatro interruptores, um capacitor de saída e um indutor, o seu ganho estático está representado pela Equação (3.1) (HESTER et al., 2011).

$$G = \frac{D_1}{(1-D_2)} \quad (3.1)$$

Onde:

- D_1 , razão cíclica do modo *Buck*;
- D_2 , razão cíclica do modo *Boost*;



Fonte: próprio autor

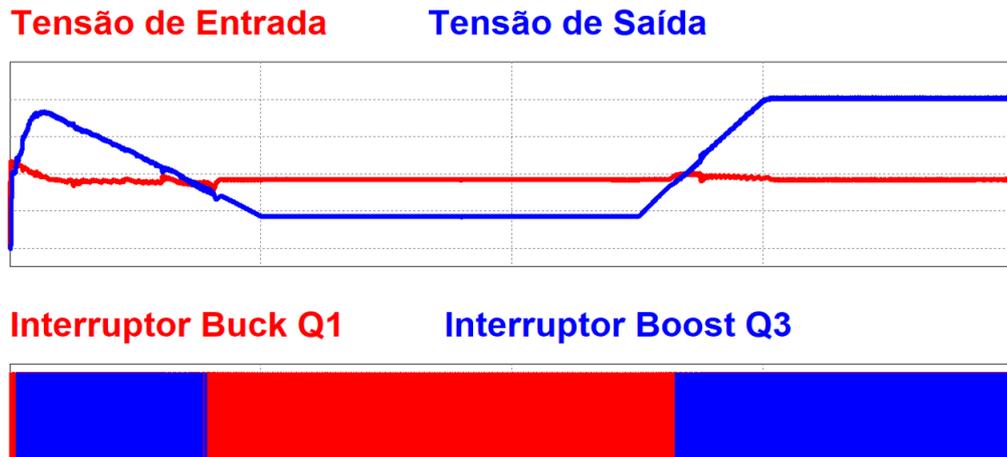
Em aplicações de baixa tensão, retificação síncrona é bastante utilizada para uma melhor eficiência da estrutura. Diferente das topologias clássicas o *FSBB* não apresenta diodos, mas sim quatro *MOSFETs*. Os interruptores Q1 e Q3 são interruptores ativos e os interruptores Q2 e Q4 são retificadores síncronos, os quais são operados complementarmente à Q1 e Q3 respectivamente. (REN et al., 2008).

O conversor *FSBB* opera conforme o acionamento por modulação de largura de pulso (*pulse width modulation - PWM*) em seus quatro interruptores Q1, Q2, Q3 e Q4. Como destacado na Figura supracita, o modo *Buck* é acionado pelos interruptores Q1 e Q2, já o modo *Boost* é acionado pelos interruptores Q3 e Q4 (REN et al., 2008).

Como ilustrado pela Figura 3.2, a qual demonstra como será o comportamento das tensões de entrada e saída no conversor *FSBB* devido à comutação entre seus interruptores. A estratégia de controle deverá conduzir uma transição suave entre os modos de operação do conversor *FSBB*, para que o mesmo transite entre o modo *Buck* e o modo *Boost*, e vice-versa. Pois, assim o conversor apresenta uma ampla magnitude em sua tensão de saída, indo de zero

ao máximo projetado. Esta característica garantirá que haja um equilíbrio entre as potências na entrada e na saída do conversor *FSBB*, para manter a corrente de saída fixa, a tensão de saída no conversor deve excursionar assegurando o produto tensão corrente.

Figura 3.2 A) Variação na tensão de saída do conversor *FSBB*. B) Comutação nos interruptores Q1 e Q3.



Fonte: próprio autor.

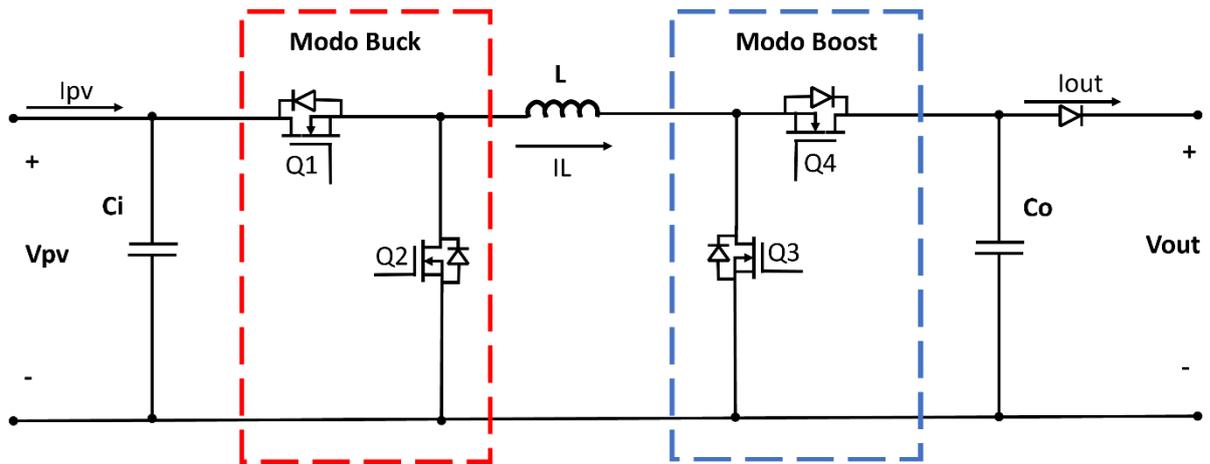
O *FSBB* destaca-se entre as topologias de conversores CC-CC sendo o mais apto para a proposta, pois em comparação com as topologias *Buck-Boost* e *Cúk* não apresenta polaridade invertida em sua tensão de saída, diminuindo a necessidade de circuitos auxiliares e por consequência não elevando a complexidade do controle.

Quando comparado às topologias Zeta e Sepic, conclui-se que há menos elementos no *FSBB*. Diminuindo a sua complexidade tanto para o modelo matemático quanto para o controle, aumentando a sua eficiência, pois apresenta menores perdas.

Opera como um elevador e abaixador de tensão, não apresenta estresse de tensão em seus interruptores (Q1 e Q3), pois a tensão neles é igual à tensão na saída do conversor, conforme o modo de operação ao qual correspondem. Utiliza-se de retificadores síncronos (Q2 e Q4), diminuindo as perdas por comutação, elevando sua eficiência.

Os módulos fotovoltaicos possuem característica de fonte de corrente, para que o conversor *FSBB* possa ser ligado ao módulo, deve ser inserido um capacitor em sua entrada. O capacitor inserido fará com que o módulo fotovoltaico tenha característica de fonte de tensão conforme ilustra Figura 3.3, sendo I_{pv} a corrente do módulo fotovoltaico e V_{pv} a tensão do módulo fotovoltaico. A inserção do diodo é necessária para evitar que quando os conversores em aplicação distribuída iniciem drenem corrente. Pois os elementos armazenadores de energia estão carregando e cada conversor responde de uma maneira distinta conforme as condições as quais estiver submetido, evitando assim um transitório e *overshoot* na potência.

Figura 3.3 Esquema do circuito elétrico do conversor *FSBB* para uso em módulos fotovoltaicos.



Fonte: próprio autor

3.3 Projeto e análise do conversor *FSBB*

Para o projeto dos componentes elétricos do conversor *FSBB*, não se utilizará os parâmetros do módulo fotovoltaico BYD330P6K-36 como referência. Pois, o conversor para respeitar critérios da proposta, deve operar independentemente das condições em sua entrada, ou seja, independe do módulo fotovoltaico ao qual for interligado.

O foco é extrair potência, não importando o valor, respeitando a potência máxima projetada para a entrada do conversor. Possibilitando assim que o arranjo fotovoltaico seja construído estruturalmente por módulos fotovoltaicos diferentes.

A Tabela 3.1, apresenta as especificações para dimensionar o conversor *FSBB* de maneira adequada à proposta, os parâmetros apresentados foram escolhidos com a finalidade de fazer o conversor operar em amplas faixas de: tensão, corrente e frequência.

O dimensionamento do conversor *FSBB* segue o roteiro de projeto como apresentado nas referências (HAGEDORN et al., 2018). Como o conversor *FSBB* apresenta dois modos de operação, o modo *Buck* e o modo *Boost*, os parâmetros calculados, foram comparados e optou-se sempre pelo maior valor.

Tabela 3.1 Especificações do conversor *FSBB*.

Grandeza	Representação	Valor
Tensão de saída	V_{out}	220 V
Tensão máxima de entrada	V_{inmax}	50 V
Tensão mínima de entrada	V_{inmin}	25V

Tensão máxima <i>Buck</i>	V_{outb}	45 V
Rendimento	n	0,9
Máxima potência de entrada	P	440 W
Ondulação de corrente no indutor	k_{ind}	12%
Ondulação de tensão de saída	$V_{outripple}$	10%
Frequência de comutação	F_{sw}	50 kHz
Tempo de comutação	T	20 μ s
Corrente máxima de saída	I_{out}	4,5A
Limite de corrente do interruptor	I_{lim}	25 A
Resistência série equivalente	esr	1,5 m Ω

Fonte: próprio autor

3.3.1 Projeto dos componentes elétricos para o conversor *FSBB*.

- Razão cíclica D_1 e D_2 .

Para o modo *Buck*:

$$D_1 = \frac{V_{outb}}{V_{inmax}} = 0,9 \quad (3.2)$$

Para o modo *Boost*:

$$D_2 = 1 - \frac{V_{inmax} \cdot n}{V_{out}} = 0,795 \quad (3.3)$$

- Dimensionamento da indutância

Para o modo *Buck*:

$$L_{buck} = \frac{V_{outb} \cdot (V_{inmax} - V_{outb})}{k_{ind} \cdot F_{sw} \cdot V_{inmax} \cdot I_{out}} = 166,7 \mu H \quad (3.4)$$

Para o modo *Boost*:

$$L_{boost} = \frac{V_{in\max}^2 \cdot (V_{out} - V_{in\max})}{k_{ind} \cdot F_{sw} \cdot V_{out}^2 \cdot I_{out}} = 325\mu H \quad (3.5)$$

$$L = L_{boost} = 325\mu H \quad (3.6)$$

- Ondulação máxima de corrente através do indutor

Para o modo *Buck*:

$$V_{i\max_buck} = \frac{(V_{in\max} - V_{outb}) \cdot D_1}{f_{sw} \cdot L} = 0,26A \quad (3.7)$$

Para o modo *Boost*:

$$V_{i\max_boost} = \frac{V_{in\min} \cdot D_2}{f_{sw} \cdot L} = 1,23A \quad (3.8)$$

$$V_{i\max} = V_{i\max_boost} = 1,23A \quad (3.9)$$

- Máxima corrente nos interruptores

Para o modo *Buck*:

$$I_{s\max_buck} = \left(\frac{V_{i\max}}{2} \right) + I_{out} = 5,12A \quad (3.10)$$

Para o modo *Boost*:

$$I_{s\max_boost} = \frac{\left(\frac{V_{i\max}}{2} \right) + I_{out}}{1 - D_2} = 22,6A \quad (3.11)$$

- Máxima corrente entregue através do indutor pelo conversor

Para o modo *Buck*:

$$I_{s \max_out_buck} = I_{\lim} - \left(\frac{V_{i \max}}{2} \right) = 24,54A \quad (3.12)$$

Para o modo *Boost*:

$$I_{s \max_out_boost} = \left(I_{\lim} - \left(\frac{V_{i \max}}{2} \right) \right) \cdot (1 - D_2) = 5A \quad (3.13)$$

- Dimensionamento do capacitor de saída

Para o modo *Buck*, capacitância mínima:

$$C_{out \min_buck_01} = \frac{(k_{ind} \cdot I_{out})}{8 \cdot f_{sw} \cdot V_{out \ ripple}} = 13,5\mu F \quad (3.14)$$

Para o modo *Buck*, capacitância mínima necessária para ultrapassagem desejada:

$$C_{out \ min_buck_02} = \frac{\left[\frac{(k_{ind} \cdot I_{out})^2}{L} \right]}{2 \cdot V_{out \ b} \cdot V_{out \ ripple}} = 10,54\mu F \quad (3.15)$$

Para o modo *Boost*, capacitância mínima:

$$C_{out \ min_boost} = \frac{(I_{out} \cdot D_2 \cdot T)}{(C_{out} \cdot V_{out \ ripple})} = 3,25\mu F \quad (3.16)$$

$$C_{out} = C_{out \ min_buck_02} = 13,5\mu F \quad (3.17)$$

- Dimensionamento do capacitor de entrada

$$C_{in} = \frac{V_{in \ max}}{f_{sw} \cdot V_{in \ max} \cdot (0.1 \cdot V_{in \ max})} = 4\mu F \quad (3.18)$$

- Ondulação de tensão adicional devido a resistência em série equivalente:

Para o modo *Buck*;

$$V_{voutsr_buck} = (esr \cdot k_{ind} \cdot I_{out}) = 0,81mA \quad (3.19)$$

Para o modo *Boost*:

$$V_{voutsr_boost} = esr \cdot \left(\frac{I_{out}}{1-D_2} \right) + \frac{(k_{ind} \cdot I_{out} \cdot V_{out})}{(2+V_{inmax})} = 2,32A \quad (3.20)$$

3.4 Formas de onda do conversor *FSBB* em malha aberta

Simula-se o circuito do conversor *FSBB* no *software PSIM*, como projetado na secção anterior, em malha aberta. O conversor estará interligado ao módulo fotovoltaico BYD330P6K-36 e a uma carga, para análise e obtenção das formas de onda para o modo *Buck* e para o modo *Boost*. Auxiliando no desenvolvimento do modelo matemático do mesmo e projeto dos controladores para cada um dos modos de operação do conversor *FSBB*.

O módulo fotovoltaico BYD330P6K-36 de referência será implementado utilizando o recurso Solar Module, o qual permite colocar os parâmetros conforme ficha técnica do fabricante. Este recurso possibilita obter o comportamento das variáveis do módulo fotovoltaico, segundo os valores de irradiância solar e temperatura e por fim as suas curvas características.

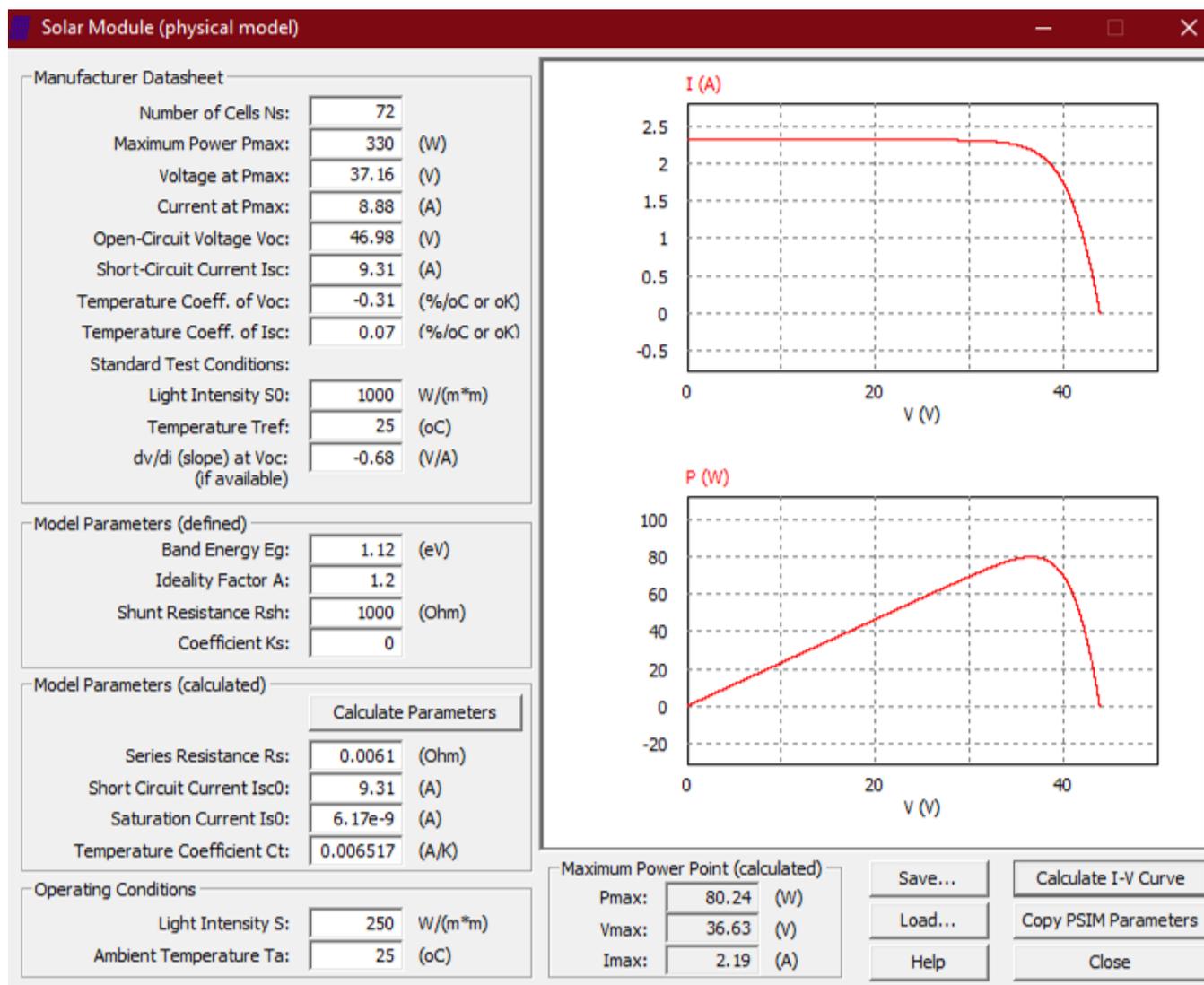
3.4.1.1 Modo de operação *Buck*

Em modo *Buck* o conversor *FSBB* deve estar operar segundo uma destas duas condições:

- A tensão em sua saída V_{out} , ser menor que a tensão de entra V_{pv} ;
- A corrente de entrada I_{pv} , ser menor que a sua corrente de saída.

A carga conectada ao circuito ilustrado pela Figura 3.4, drenará toda a potência que módulo fotovoltaico produzir. Para emular a segunda condição o módulo fotovoltaico BYD330P6K-36 estará sobre irradiância de 250 W/m^2 e temperatura à 25° C , e seus parâmetros estão representados na Figura 3.5

Figura 3.5 Módulo fotovoltaico BYD330P6K-36 com irradiância à 250 W/m²



Fonte: próprio autor.

A Tabela 3.2, contém os parâmetros utilizados para obtenção das formas de onda no conversor *FSBB* em modo abaixador de tensão, deve-se considerar que a razão cíclica para o modo *Buck* é $D_1 = \frac{I_{pv}}{I_{out}}$. e o circuito do

modo *Buck* é $D_1 = \frac{I_{pv}}{I_{out}}$. e o circuito do

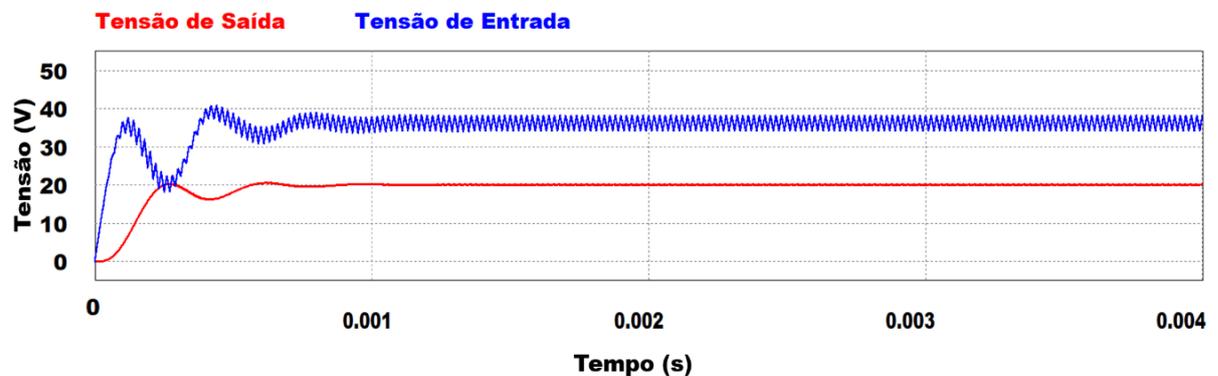
Tabela 3.2 Parâmetros para obtenção das formas de onda do conversor *FSBB* em modo *Buck*

Grandeza	Valor
Potência de entrada - P_{pv}	80 W
Potência de saída - P_{out}	78 W
Tensão de entrada - V_{pv}	36 V
Corrente de entrada - I_{pv}	2,20 A
Corrente de saída - I_{out}	3,9 A
Carga - R	5,15 Ω
Razão cíclica - D_1	0,57
Razão cíclica - D_2	0

Fonte: próprio autor.

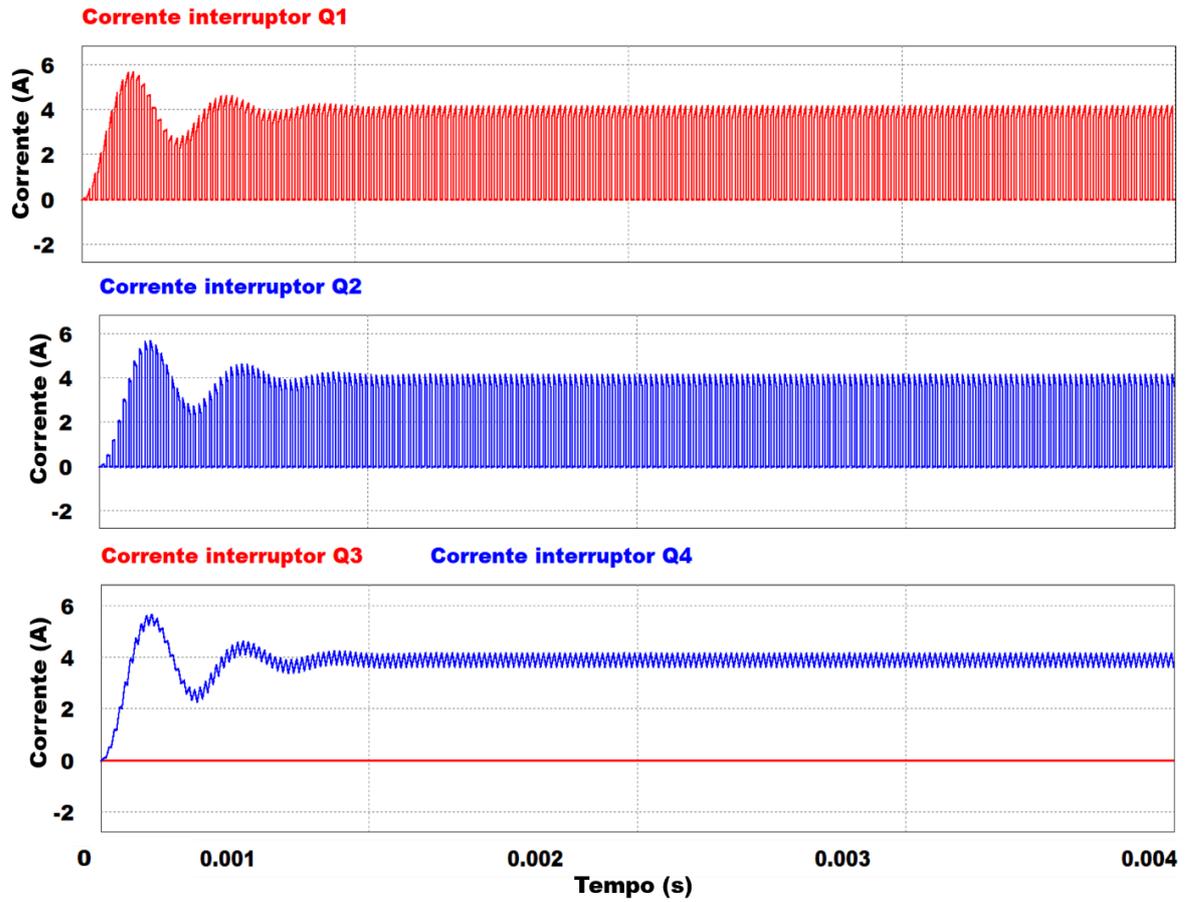
As figuras em sequências ilustram o comportamento nas variáveis de entrada e saída do conversor *FSBB*, operando em modo abaixador de tensão como: tensões, potência, corrente, etc.

Figura 3.6 Tensões: entrada e saída para o modo de operação *Buck*



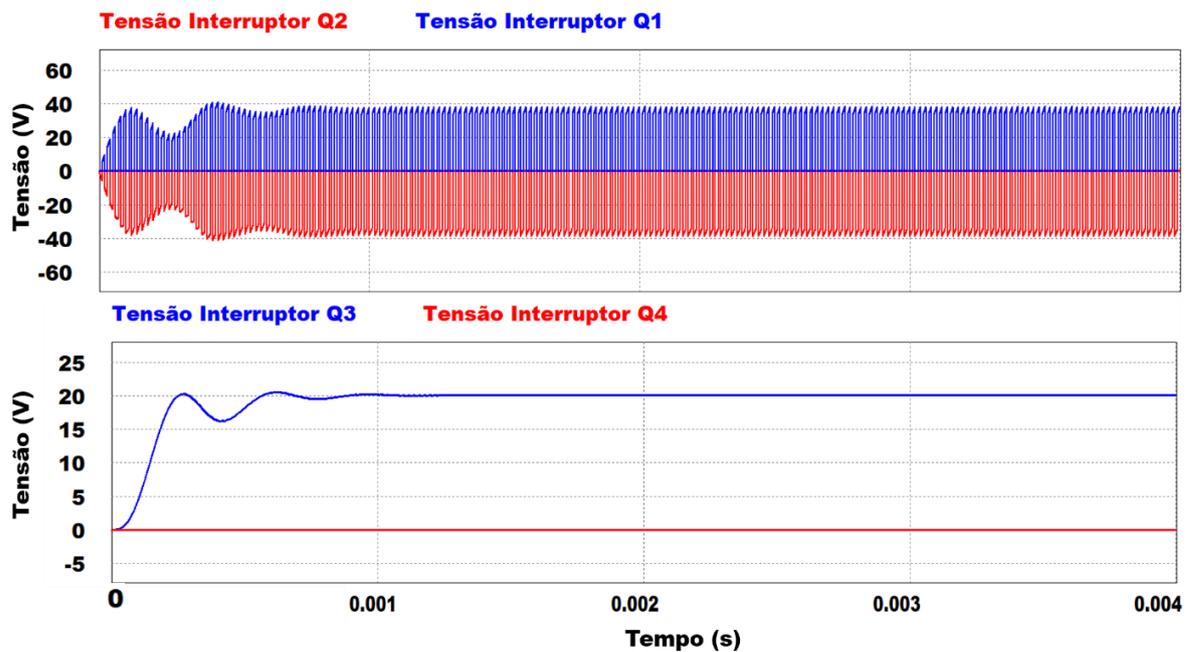
Fonte: próprio autor.

Figura 3.7 Correntes nos interruptores: Q1 Q2 Q3 e Q4 para o modo de operação *Buck*



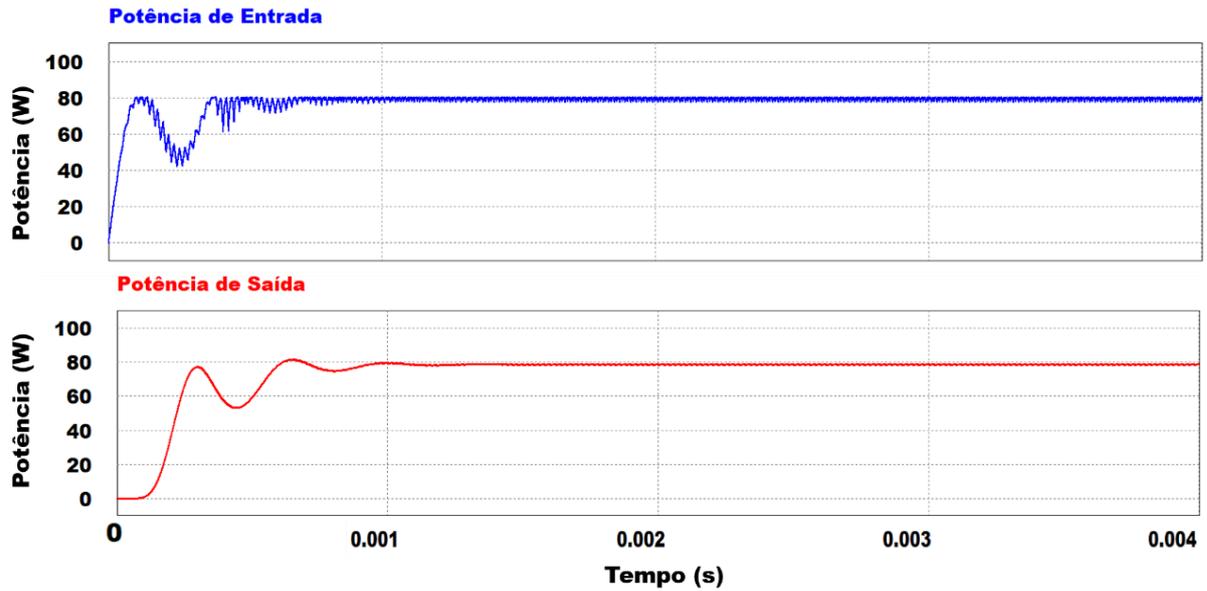
Fonte: próprio autor.

Figura 3.8 Tensões nos interruptores: Q1 Q2 Q3 e Q4 para o modo de operação *Buck*



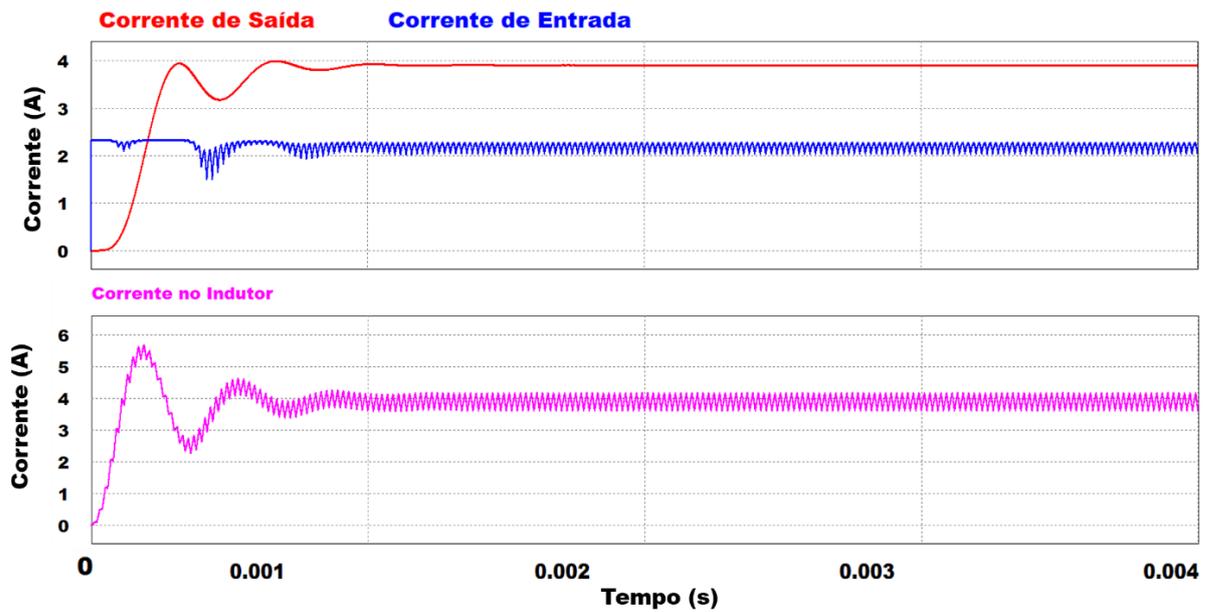
Fonte: próprio autor.

Figura 3.9 Potências: entrada e saída para o modo de operação *Buck*



Fonte: próprio autor.

Figura 3.10 Correntes: entrada, saída e no indutor para o modo de operação *Buck*

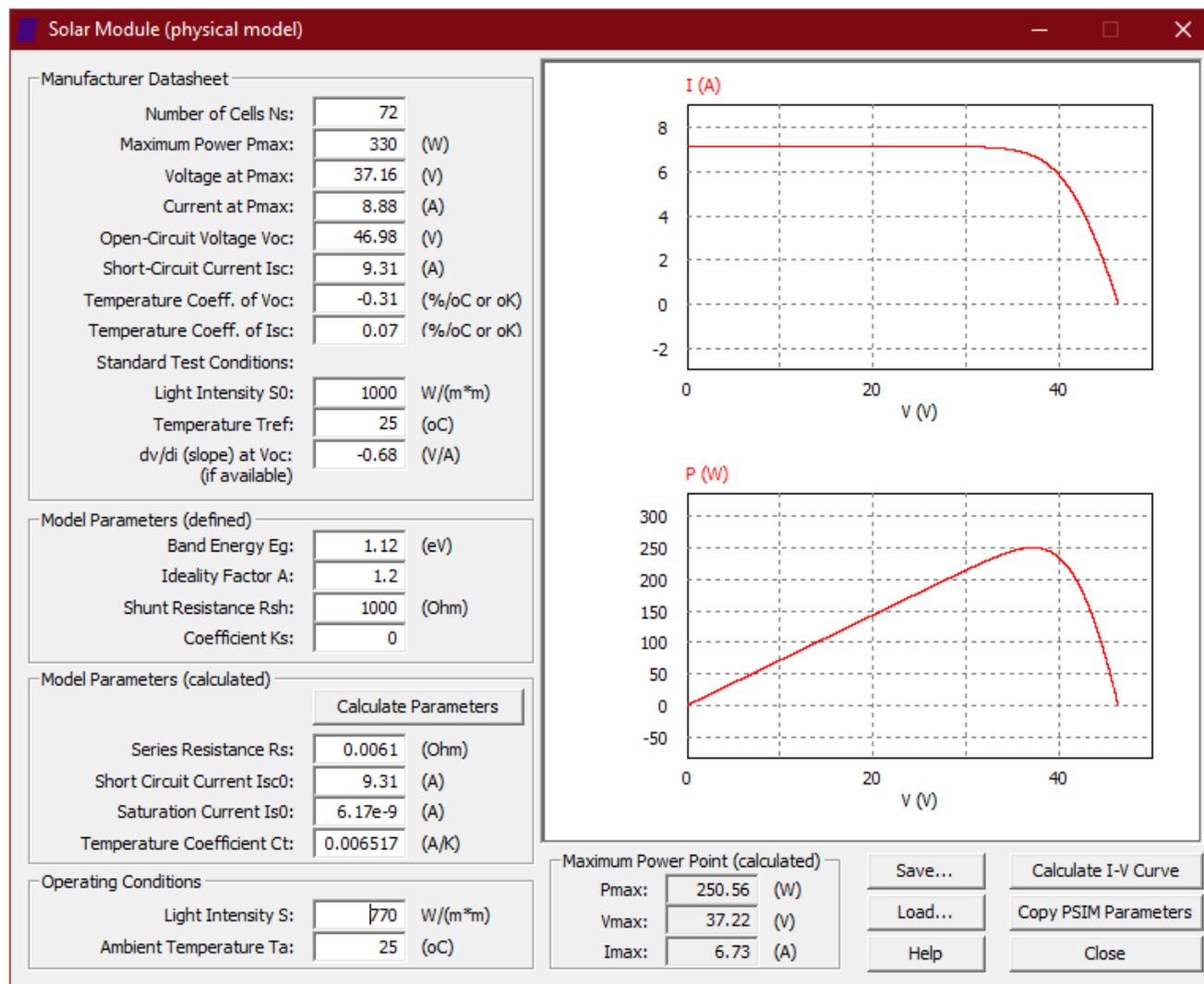


Fonte: próprio autor.

3.4.1.2 Modo de operação *Boost*

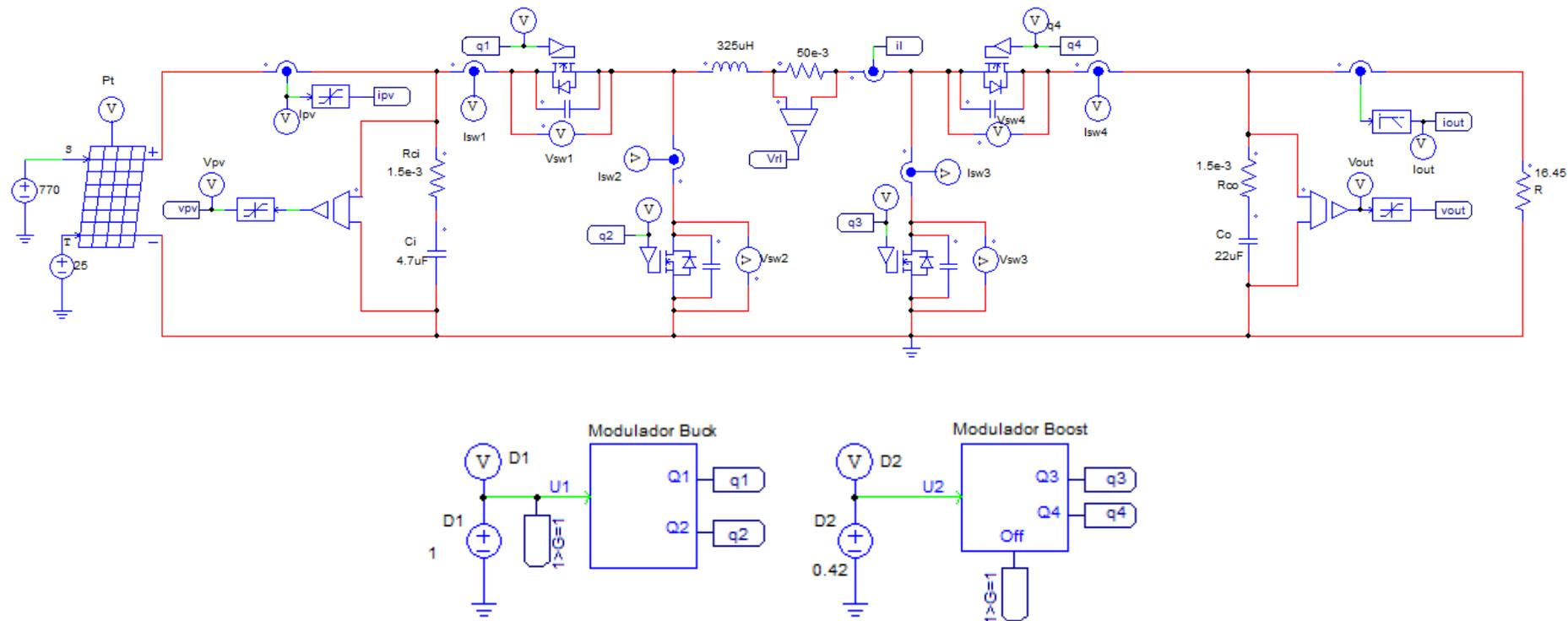
Para o conversor *FSBB*, operar em modo *Boost* a sua corrente de entrada deve estar acima da corrente de saída. Para atender esta condição o módulo fotovoltaico de referência será emulado com uma irradiância solar de 770 W/m^2 e temperatura à 25° C conforme Figura 3.11 e em sequência, representado pela Figura 3.12 está o circuito simulado.

Figura 3.11 Módulo fotovoltaico BYD330P6K-36 com irradiância à 770 W/m²



Fonte: próprio autor.

Figura 3.12 Circuito para o modo *Boost* em malha aberta



Fonte: próprio autor.

Os parâmetros utilizados para a simulação estão representados pela Tabela 3.3, para a razão cíclica D_2 , admitiu-se que $D_2 = 1 - \left(\frac{I_{out}}{I_{pv}} \right)$.

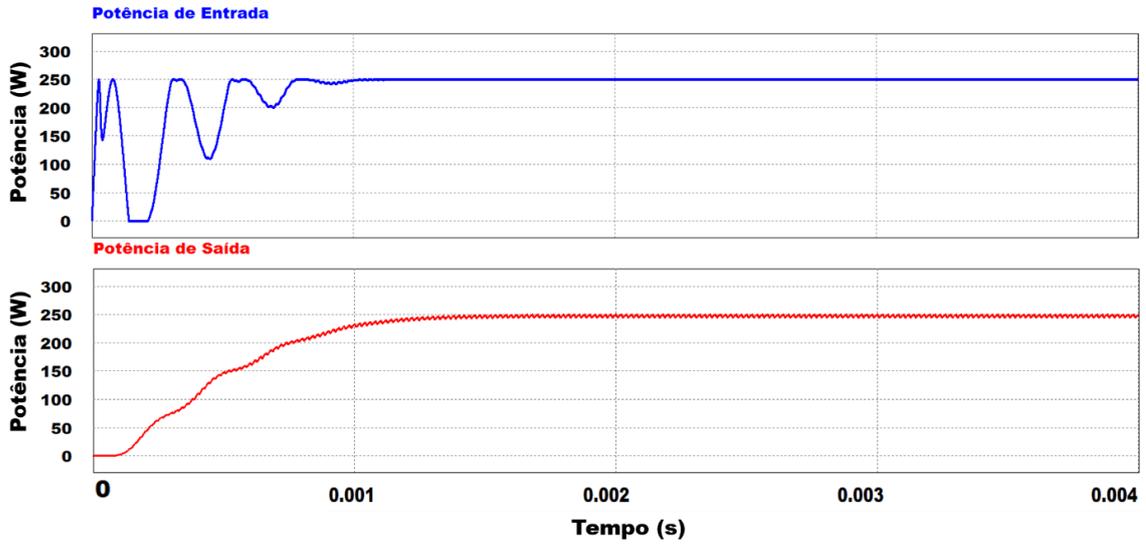
Tabela 3.3 Parâmetros para obtenção das formas de onda do conversor *FSBB* em modo *Boost*

Grandeza	Valor
Potência de entrada - P_{pv}	250 W
Potência de saída - P_{out}	248 W
Tensão de entrada - V_{pv}	37 V
Corrente de entrada - I_{pv}	6,73 A
Corrente de saída - I_{out}	3,9 A
Carga - R	16,45 Ω
Razão cíclica - D_1	1
Razão cíclica - D_2	0,42

Fonte: próprio autor.

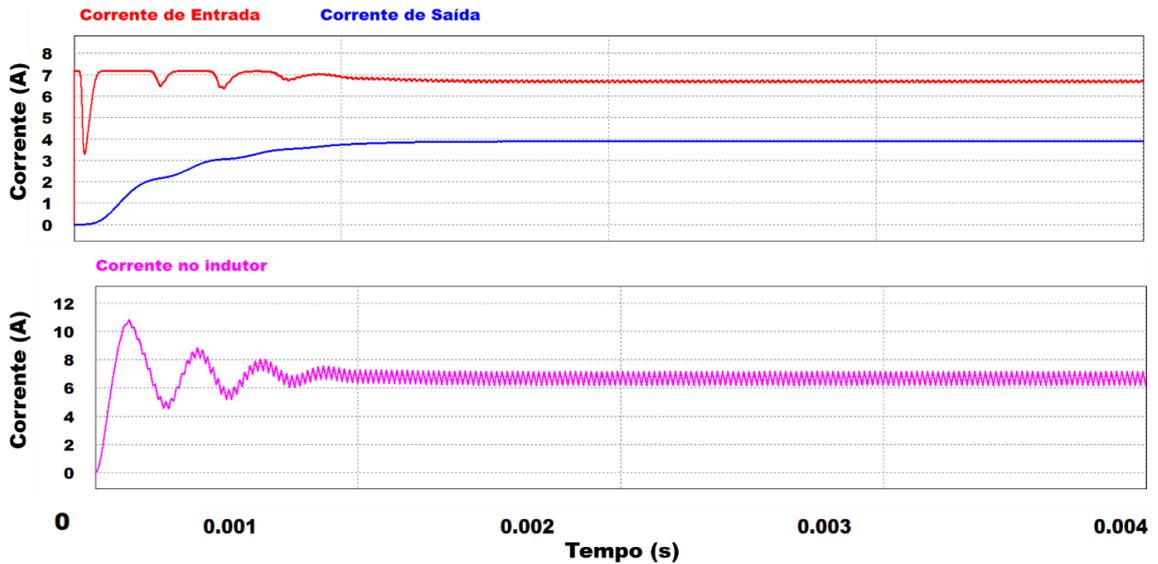
As Figuras Figura 3.13 à Figura 3.17, ilustram as formas de onda obtidas pela simulação do conversor *FSBB*, em modo de operação *Boost*. O conversor entrega toda a potência fornecida ao módulo fotovoltaico.

Figura 3.13 Potências: entrada e saída para o modo de operação *Boost*



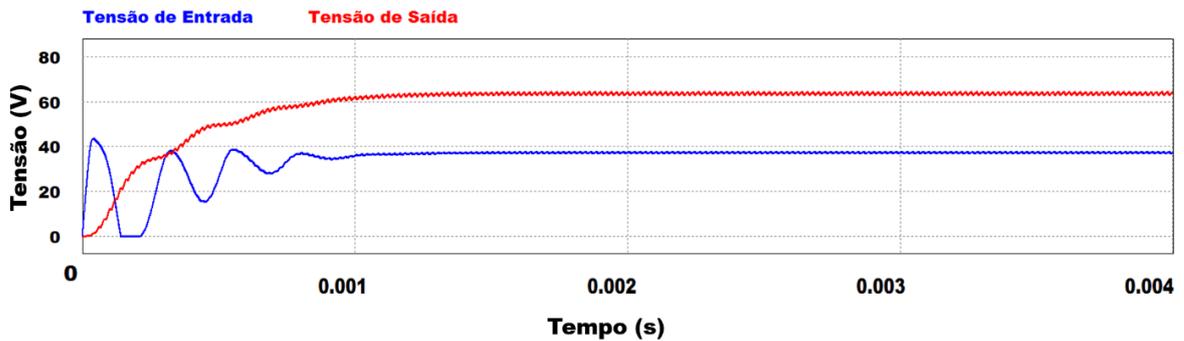
Fonte: próprio autor.

Figura 3.14 Correntes: entrada, saída e no indutor para o modo de operação *Boost*



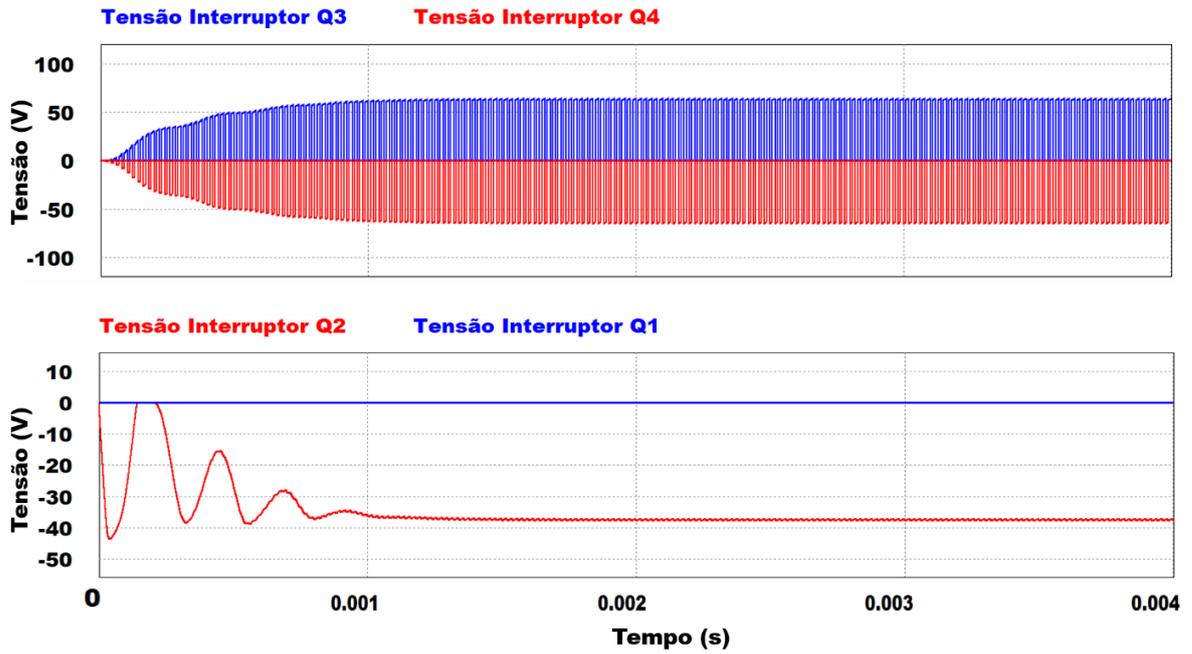
Fonte: próprio autor.

Figura 3.15 Tensões: entrada e saída para o modo de operação *Boost*



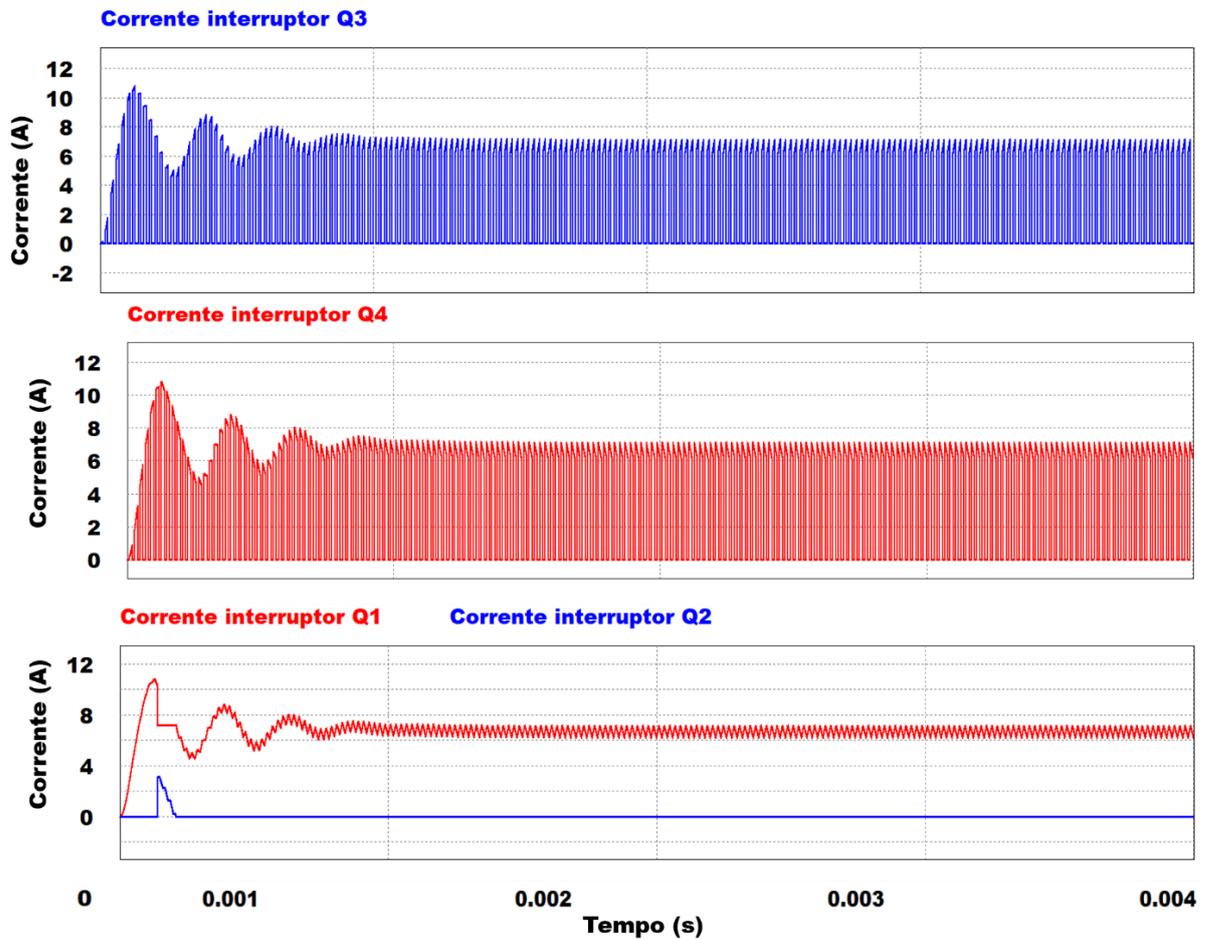
Fonte: próprio autor.

Figura 3.16 Tensões nos interruptores: Q1 Q2 Q3 e Q4 para o modo de operação *Boost*



Fonte: próprio autor.

Figura 3.17 Correntes nos interruptores: Q1 Q2 Q3 e Q4 para o modo de operação *Boost*

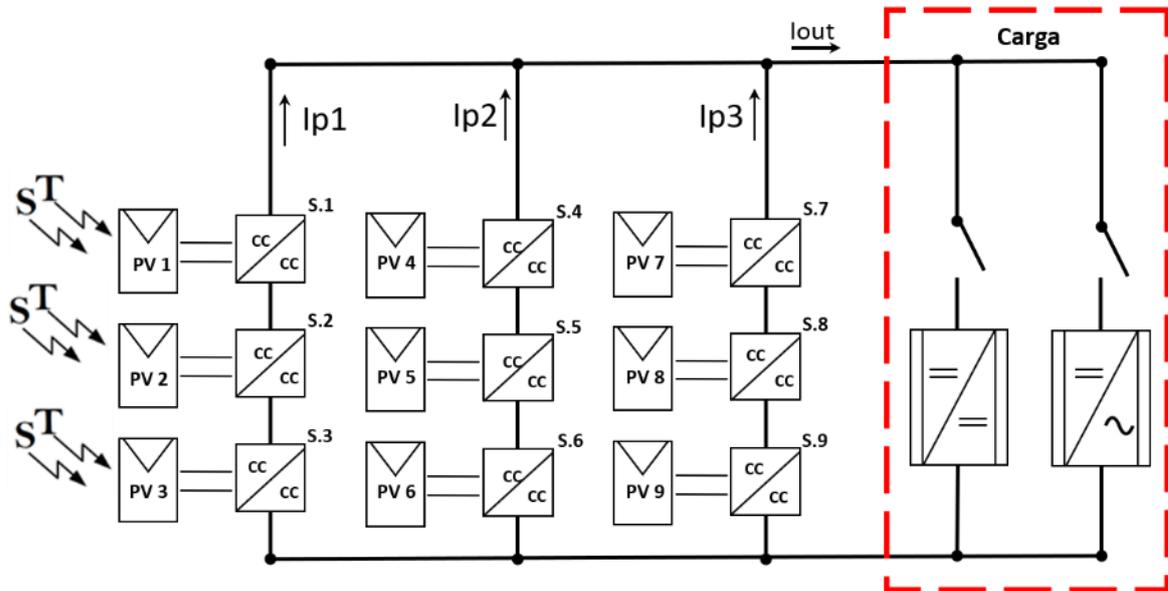


Fonte: próprio autor.

3.5 Estratégia de controle proposta para a aplicação distribuída do conversor *FSBB*

O conversor *FSBB* opera como fonte de potência entre o módulo fotovoltaico e a carga, para isto cada conversor estará interligado ao módulo fotovoltaico de maneira individual e conectado à saída dos demais conversores em cascata como se ilustra na Figura 3.18.

Figura 3.18 Conversores em cascata operando como fonte de potência.



Fonte: próprio autor.

O princípio de funcionamento da estrutura é operar como uma “caixa preta”, ou seja, o conversor irá transferir toda a potência que o módulo fotovoltaico estiver a produzir, independente das condições onde o módulo fotovoltaico estiver submetido ou independente da carga conectada ao arranjo fotovoltaico.

Como os conversores são interligados em cascata uns com os outros, compartilham da mesma corrente de barramento (I_{p1} , I_{p2} e I_{p3}), já a tensão de barramento será a somatória das tensões na saída de cada um dos conversores em cascata.

Quando houver no módulo fotovoltaico mudanças em seus parâmetros elétricos, como em sua corrente elétrica, conseqüentemente ocorrerá a variação da potência na entrada dos conversores. Os conversores auto ajustam as suas tensões de saída, buscando um equilíbrio entre a potência de entrada e a potência de saída. Ao concretizar este auto ajuste os conversores mantêm fixa a corrente no barramento drenada pela carga, entregam a potência que o módulo fotovoltaico está produzindo naquele momento específico.

Com esse procedimento garante-se que tudo que os módulos fotovoltaicos produzirem será aproveitado, elevando a eficiência do arranjo fotovoltaico e contornando os problemas que as variações impostas aos módulos fotovoltaicos causam. O conversor *FSBB* opera como fonte de potência, pois beneficia-se das características de cada um dos seus modos de operação, conforme a Tabela 2.1.

O conversor *FSBB* operando como modo *Boost*, atua como uma fonte de tensão, ou seja, quando a corrente na entrada do conversor, proveniente do módulo fotovoltaico I_{pv} estiver a cima do valor da corrente de saída I_{out} , este modo de operação fornece tensão à saída do conversor. Logo o controlador, para o modo de operação *Boost* é feito para perturbações em sua tensão de entrada, visto que a tensão na saída do conversor, irá ajustar-se para manter o fornecimento de potência, já que a corrente de saída é constante.

Em relação ao modo *Buck*, o mesmo atua como uma fonte de corrente, em outras palavras, quando a corrente I_{pv} , estiver abaixo da corrente de saída I_{out} , o conversor fornecerá corrente à sua saída, ($I_L = I_{out}$). Fazendo com que a sua tensão de saída se ajuste, para gerar o equilíbrio de potência entre entrada e saída do conversor *FSBB*. O controlador para o modo *Buck* é projetado para perturbações em torno da corrente do indutor I_L , a qual assume o valor da corrente de saída I_{out} .

3.5.1 Técnicas de controle para operar o conversor *FSBB*

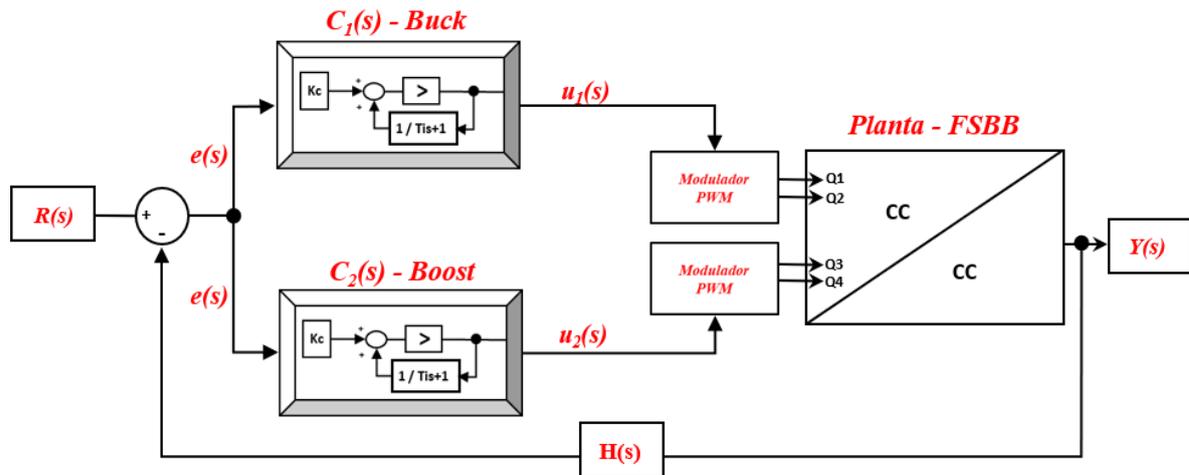
O conversor *FSBB*, para operar conforme a proposta apresentada, deve contornar qualquer adversidade imposta à sua entrada (módulo fotovoltaico) e à sua saída (carga).

O controle implementado ao conversor deve apresentar robustez, pois os módulos fotovoltaicos estão constantemente sofrendo modificações por conta das condições climáticas. Estas variações acabam por modificar o modelo da planta e o controle irá assegurar que o sistema não vá para à instabilidade e perca a referência a ser seguida.

O conversor *FSBB* é a união de duas topologias de conversores como já descrito, logo propõem-se desacoplar estes modos de operação do conversor, projetando um controlador para cada um dos modos de operação do conversor *FSBB*.

Com está estratégia os controladores se tornam autônomos, sendo possível controlar cada um dos modos de operação do conversor individualmente, extraíndo o máximo que cada modo tem a oferecer, conforme se esboça na Figura 3.19.

Figura 3.19 Estratégia de controle para o conversor *FSBB*.



Fonte: próprio autor.

Como esboçado na figura supracitada, o sinal de erro, proveniente da diferença entre a referência $R(s)$ e a saída $Y(s)$, será direcionado ao controlador correspondente ao modo de operação *Buck* ou *Boost*.

O sinal $u_1(s)$ do controlador do modo *Buck* irá para o modulador *PWM*, que comutará os interruptores Q1, Q2, conduzindo o conversor *FSBB* a operar como um abaixador de tensão. O sinal $u_2(s)$ proveniente do controlador do modo *Boost*, enquanto o erro estiver na entrada do controlador $C_1(s)$ não aciona o modulador *PWM* que comanda os interruptores Q3 e Q4.

Quando o sinal de erro estiver na entrada do controlador $C_2(s)$, o modulador *PWM*, aciona os interruptores responsáveis pelo modo *Boost*, comutando Q3 e Q4, momento em que o conversor *FSBB* opera como um elevador de tensão.

A sintonia dos controladores PIDs (RICHARD, 2008), para os modos de operação do conversor *FSBB*, será pelo método de lugar das raízes (LGR), respeitando os critérios de 2% para o tempo de acomodação dos sistemas. Os integradores estão configurados de modo a evitar o efeito *wind-up* (efeito que causa a saturação da ação integral) (FRANKLIN, 2013).

Para que o sistema tenha robustez, será utilizado de controladores PID (Proporcional Integral Derivativo), pois esta categoria de controladores, apresenta uma flexibilidade ao combinar de suas ações de controle (MORAIS, 2012).

A estratégia de controle para o modo *Boost*, será acompanhada além do controlador PID, pela técnica de realimentação de estados mais integradores pelo método *Linear Quadratic Regulator (LQR)* (PADHI, 2014), uma alternativa de controle.

3.5.1.1 Transição entre os modos de operação do conversor *FSBB* por controle seletivo.

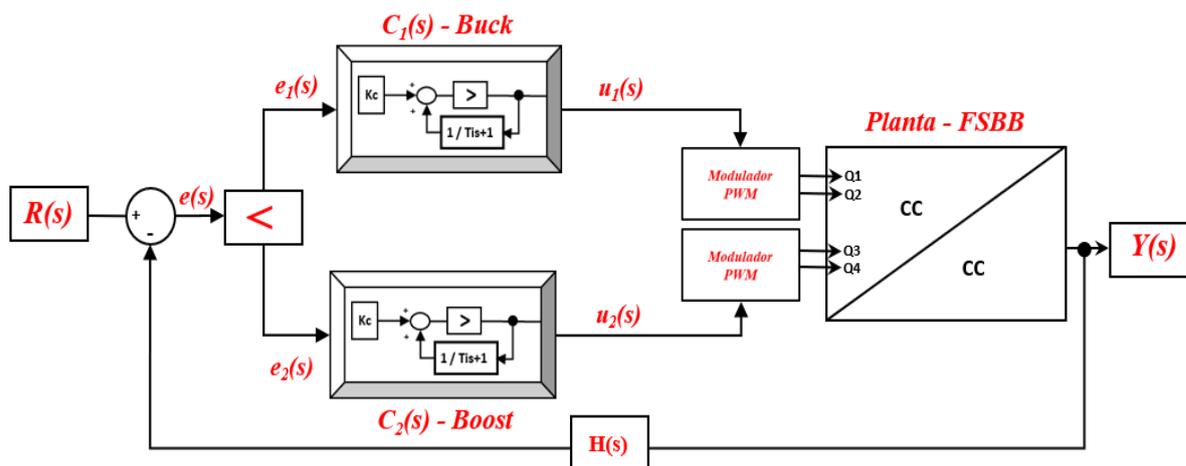
O controle seletivo, tem como princípio selecionar o sinal de saída de um controlador para assumir o processo, sobrescrevendo as ações dos demais controladores ou criando uma cooperação entre ambos. É criada condições entre duas variáveis do sistema, mediante às suas amplitudes, para designar qual controlador assume o processo (WADE, 1994).

A estratégia elaborada com o controle seletivo para o conversor *FSBB*, não comutará o sinal de saída dos controladores, mas sim o sinal de erro na entrada dos controladores. Ao utilizar cada controlador desta estratégia se torna responsável por um dos modos de operação do conversor.

O sinal de saída do controlador $C_1(s)$ irá para o modulador *PWM* correspondente aos interruptores Q1 e Q2 e o sinal de saída do controlador $C_2(s)$, irá para o modulador *PWM* correspondente aos interruptores Q3 e Q4.

Torna-se possível a adição e uso de controladores distintos, conforme haja necessidade de se controlar variáveis dispare, para aplicações diferentes para cada um dos modos de operação do conversor *FSBB*. Sem que haja a necessidade de se elaborar uma nova estratégia de controle para operar o conversor, logo desacoplando por completo os modos de operação do conversor *FSBB* e tornando-os autônomos, conforme observado na Figura 3.20.

Figura 3.20 Diagrama de controle para o conversor *FSBB* com a técnica *override control*



Fonte: próprio autor.

Como proposto cada um dos modos de operação do conversor *FSBB* terá um controlador, sendo o controlador $C_1(s)$ responsável pelo modo de operação *Buck* e o controlador $C_2(s)$ responsável pelo modo de operação *Boost*. O sinal de erro $e(s)$ será

comutado entre as entradas dos controladores, o controle seletivo designará qual controlador assumirá o processo, mediante condições pré-estabelecidas.

Um ponto a se detalhar é que para ser possível utilizar desta estratégia, os dois controladores devem cooperar entre si, por um intervalo de tempo, para elevar o ganho estático do conversor. Como descrito na Equação (3.1), o ganho estático do conversor *FSBB* apresenta duas razões cíclicas D_1 representando o modo *Buck* e D_2 representando o modo *Boost*.

A cooperação entre ambos controladores, resulta em uma transição suave entre a passagem do modo abaixador de tensão para o modo elevador de tensão e vice-versa. Quando o ganho estático do conversor atingir o valor de 0,9 (região onde o modo *Buck* apresenta um melhor rendimento) (HESTER et al., 2011), o controlador $C_2(s)$ é acionado provocando a abertura do interruptor Q3.

Como em modo *Buck* a razão cíclica D_1 , apresenta uma relação linear com o ganho estático do conversor, utiliza-se esta variável para efetuar a transição suave entre os modos de operação.

Ambos controladores elevam o ganho estático do conversor entre a faixa de 0,9 à 1, momento em que o interruptor Q1 será completamente fechado e o conversor *FSBB* entra por completo em modo *Boost*.

A Tabela 3.4 relaciona o valor do ganho estático do conversor *FSBB*, com a razão cíclica e o seu modo de operação. Utiliza-se da ação de memória da ação integral, presente no controlador PID, para armazenar as razões cíclicas D_1 (no valor unitário) e D_2 (no valor nulo). Pois, esses sinais que são as saídas dos controladores, entram em moduladores *PWM* distintos, assim chaveando o conversor conforme o modo necessário.

Tabela 3.4 Ganho, Razão Cíclica e Modo de Operação.

Modo de Operação	Razão cíclica		Ganho
	D_1	D_2	
<i>Buck</i>	0 ~ 0,9	0	0 ~ 0,9
Transição suave	0,9~1	>0	1
<i>Boost</i>	1	>0 ~ 0,8	>1 ~ 5

Fonte: próprio autor.

Para a transição entre os modos de operação do conversor *FSBB*, o controle seletivo cria condições a partir dos valores da tensão de saída (V_{out}) e os valores da tensão de entrada (V_{in}) no conversor e constantemente os compara. Conforme a comparação entre os valores da tensão de saída e da tensão de entrada, o controle comuta o sinal de erro para designar qual controlador deve assumir o processo. A Tabela 3.5 esboça as regras que a estratégia de controle segue para criar a transição entre os modos de operação do conversor *FSBB*.

Tabela 3.5 Regras para comutação entre os controladores no conversor *FSBB* seguindo a estratégia desenvolvida.

Tensões	Ganho Estático	Controlador	Modo de operação
$V_{out} < V_{in}$	0 ~ 0,9	$C_{1(s)}$	<i>Buck</i>
$V_{out} = V_{in}$	0,9 ~ 1	$C_{1(s)}$ e $C_{2(s)}$	<i>Transição suave</i>
$V_{out} > V_{in}$	>1~5	$C_{2(s)}$	<i>Boost</i>

Fonte: próprio autor

3.5.1.2 Controle para a extração de máxima potência em módulos fotovoltaicos.

Com a estratégia de transição entre os modos de operação do conversor *FSBB* elaborada, o conversor será interligado aos módulos fotovoltaicos, para extrair o máximo potencial energético disponível.

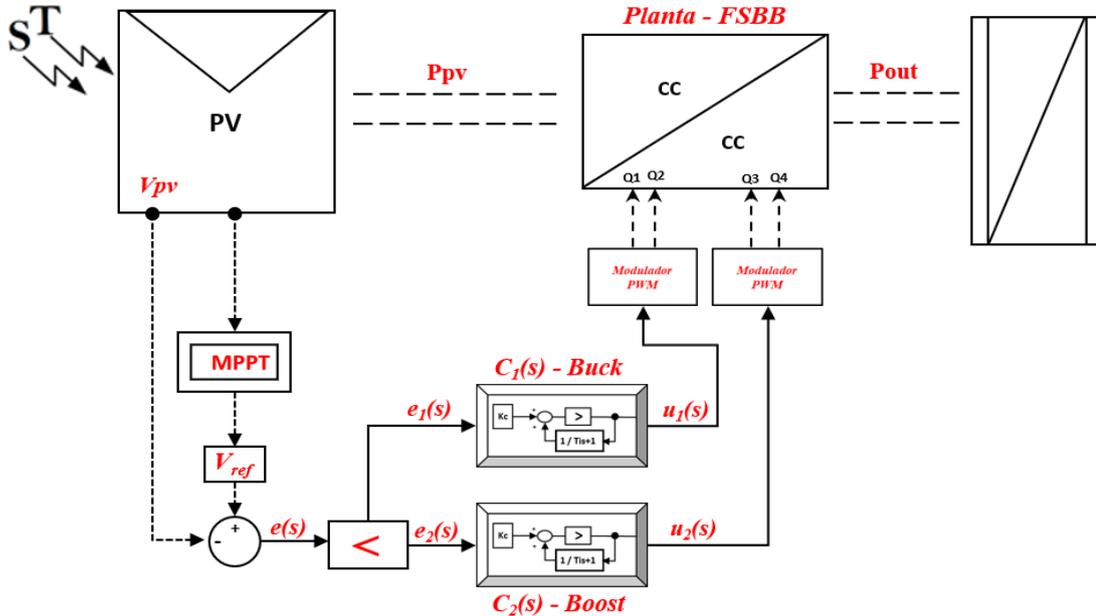
O foco do conversor CC-CC é garantir a transferência da máxima potência entre a fonte de alimentação e à carga. Ao passo que o algoritmo *MPPT*, procura sempre o ponto de máxima potência, e como já descrito os módulos fotovoltaicos são extremamente sensíveis às condições em que estão submetidos, sempre sofrendo alterações em seus parâmetros elétricos.

A corrente I_{pv} no módulo fotovoltaico sofre uma maior influência da irradiância solar, variando linearmente com a mesma, já as mudanças na temperatura influenciam em menor escala a tensão V_{pv} . Seguindo este conceito para garantir maior estabilidade a estratégia de controle, a variável de interesse para o controle do processo será a tensão no módulo fotovoltaico que é a mesma no capacitor C_i .

O algoritmo *MPPT* então deve gerar uma tensão de referência (V_{ref}) para a malha de controle do conversor, conforme haja uma variação na potência produzida pelo módulo

fotovoltaico. O controle projetado para o conversor, percebendo estas mudanças ajusta-se de modo a entregar a nova potência produzida para a carga, assim como ilustra a Figura 3.21.

Figura 3.21 Diagrama de controle para o uso do conversor *FSBB* como rastreador MPP.



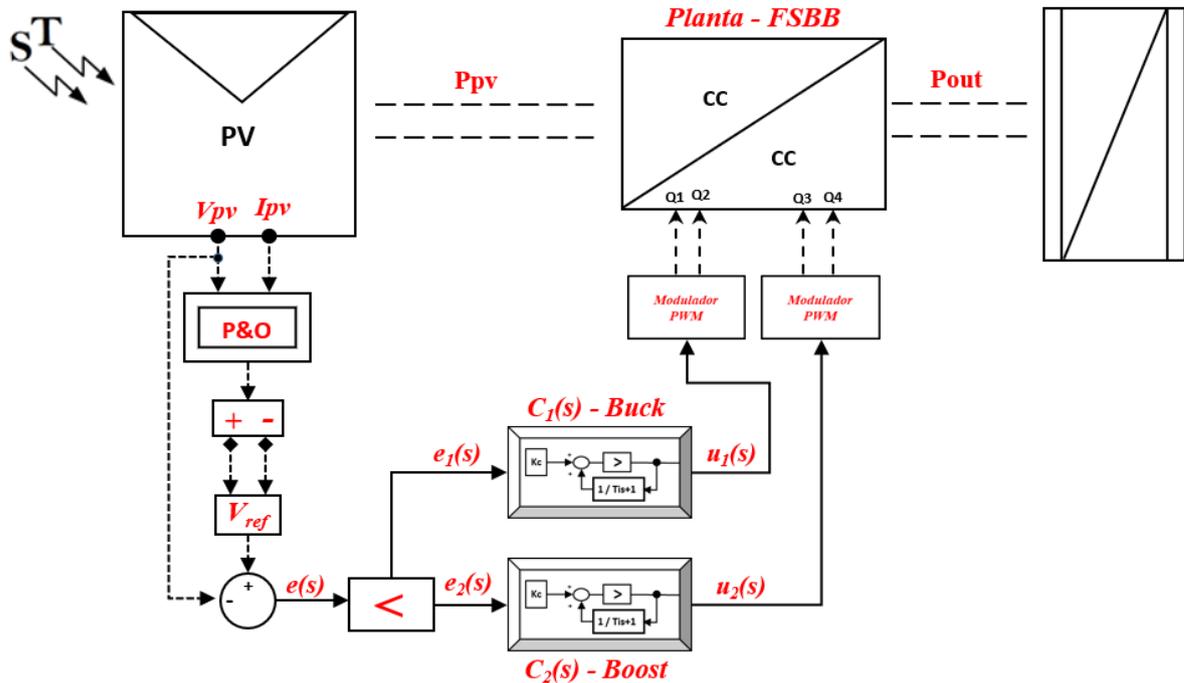
Fonte: próprio autor

A figura supracitada ilustra o diagrama de controle do conversor *FSBB* como fonte de potência entre o módulo fotovoltaico e carga a ser suprida, além de destacar a estratégia de controle elaborada ao mesmo.

Os algoritmos *MPPT*, *P&O* e a Condutância Incremental, ambos para rastrear o ponto de máxima potência em módulos fotovoltaicos utilizam das medidas de I_{pv} e V_{pv} . Perante uma menor complexidade de implementação determina-se o algoritmo *P&O* para junto ao conversor *FSBB* e associados a estratégia de controle elaborada, finalizar a estrutura proposta para a extração da máxima potência em módulos fotovoltaicos.

O método *P&O*, está constantemente perturbando as variáveis do módulo fotovoltaico, em busca do ponto de máxima potência, a partir destas perturbações o algoritmo gera uma tensão V_{ref} . Esta tensão de referência é configurada inicialmente com o valor da tensão à máxima potência (V_{mp}), conforme a ficha técnica do fabricante do módulo fotovoltaico. Com as variações na potência do módulo fotovoltaico, o *P&O* incrementa ou decrementa o valor de V_{ref} , o controle fará com que esta referência seja seguida, tornando o conversor *FSBB* um rastreador de *MPP*, como demonstrado na Figura 3.22.

Figura 3.22 Diagrama de controle para o uso do conversor *FSBB* e a algoritmo *P&O*.



Fonte: próprio autor.

3.5.1.3 Circuito do conversor *FSBB* junto da estratégia de controle para implementação em simulação.

O controle empregado à estrutura do conversor *FSBB*, deve contornar qualquer adversidade, por isto como já apresentado e descrito nas seções anteriores, optou-se por robustez ao controle.

A utilização de controladores clássicos como o PID, proporciona estabilidade ao sistema mesmo quando há divergências no modelo matemático utilizado para a sintonia dos controladores.

Os controladores apresentam uma ampla faixa de estabilidade, garantindo a eficácia do controle em diversas condições. Já o método *LQR*, garante um sistema estável e garante uma margem de fase com magnitude de 60° .

A frequência de amostragem para o algoritmo *MPPT* é cinco vezes menor que a frequência de comutação do conversor Tabela 3.1.

Para a aplicação distribuída do conversor *FSBB*, serão implementados no *software PSIM*:

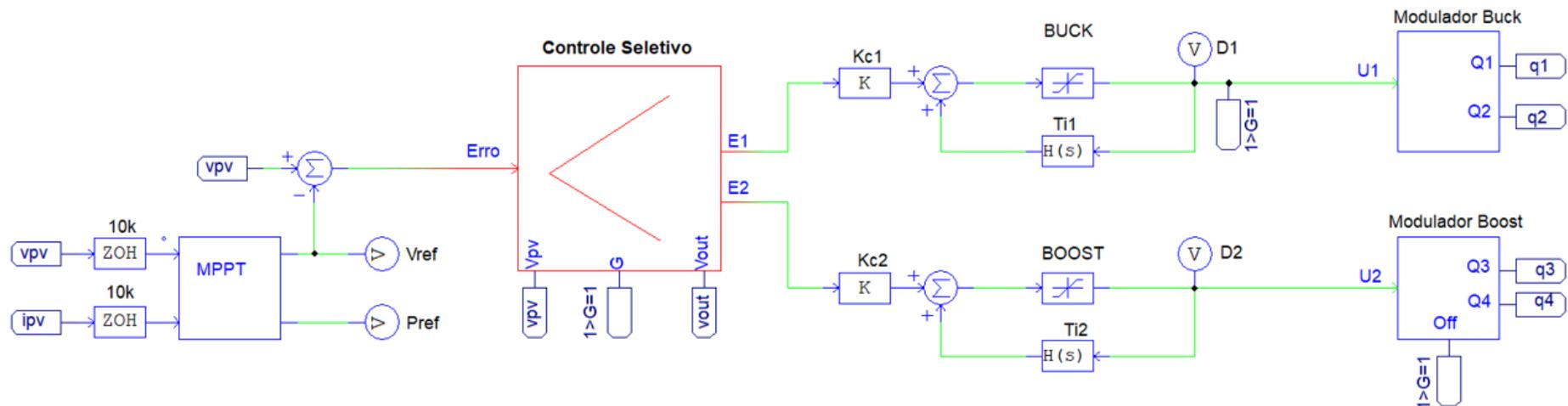
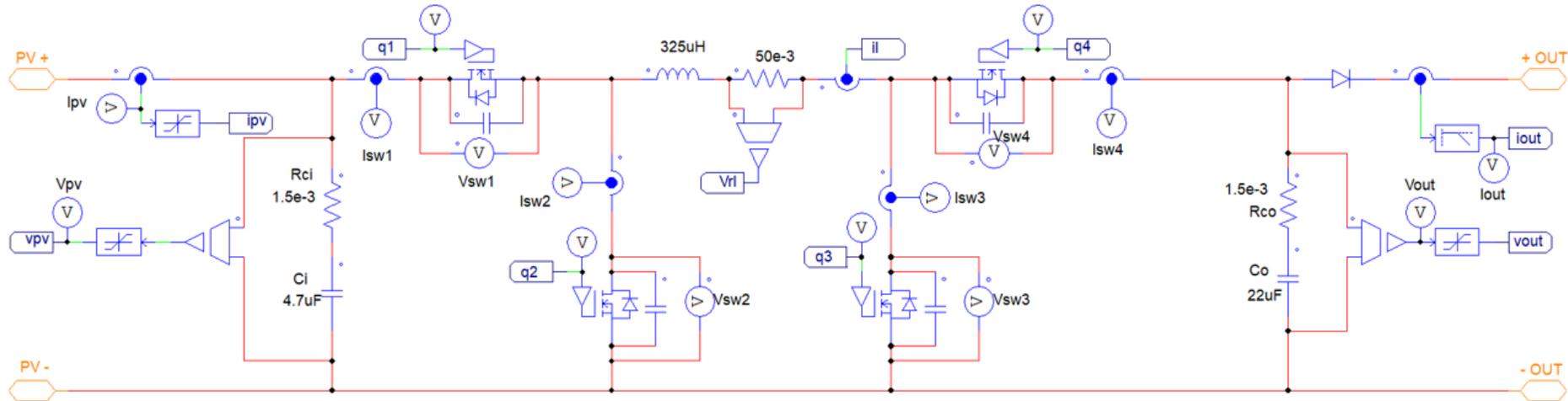
- A estratégia de controle elaborada conforme a Figura 3.22;
- O circuito elétrico do conversor com os parâmetros obtidos na subsecção 3.3.1;

- O algoritmo *MPPT P&O* conforme o fluxograma presente na Figura 2.16;
- O módulo fotovoltaico conforme ficha técnica utilizando o *solar module*.

A Figura 3.23, esboça a implementação da estratégia de controle para o conversor *FSBB* junto do circuito do conversor *FSBB*.

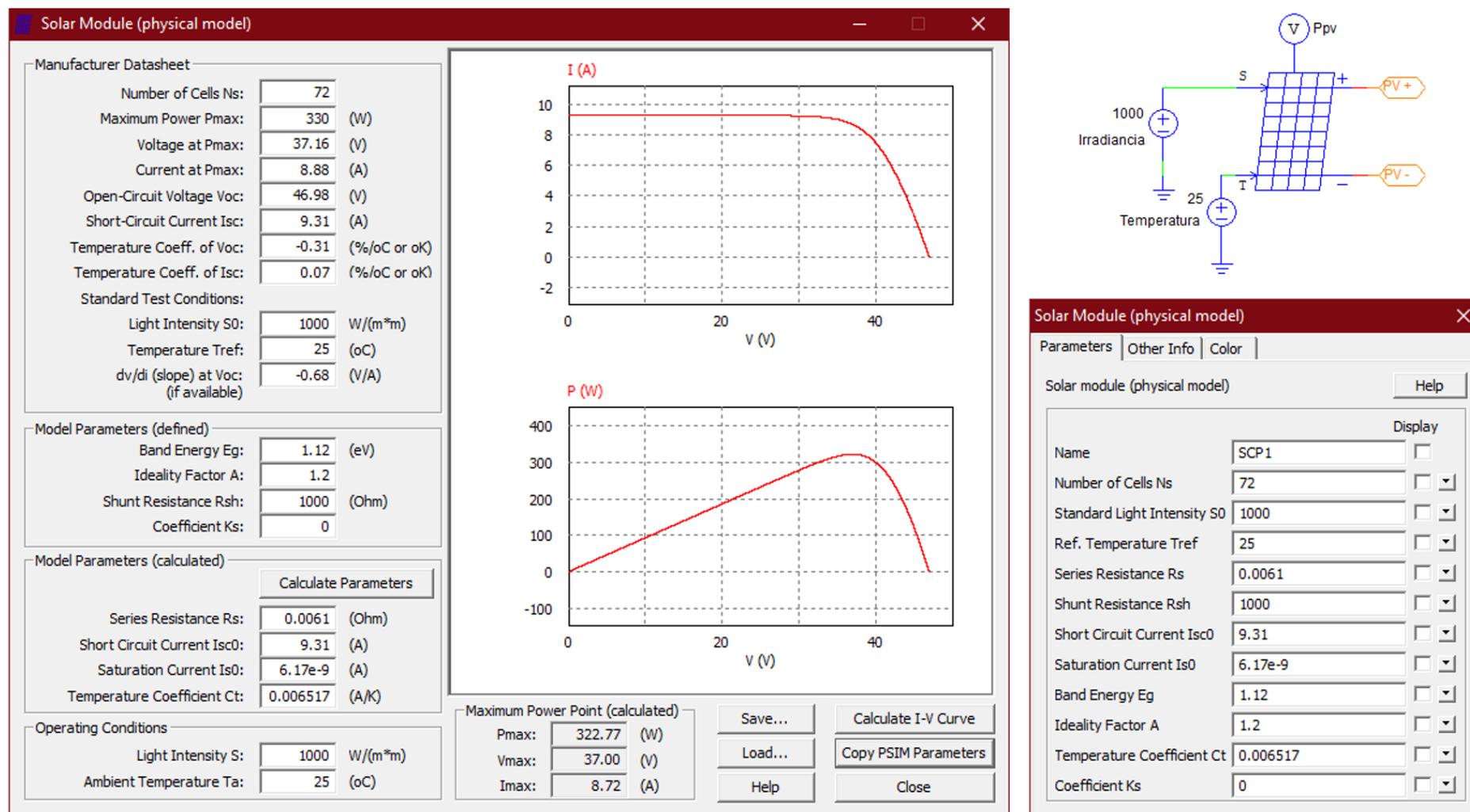
Em sequência Figura 3.24 ilustra o módulo fotovoltaico pelo solar module, seus parâmetros elétricos e curvas. Os ganhos K_{c1} , T_{i1} , K_{c2} e T_{i2} são referentes aos controladores dos modos de operação *Buck* e *Boost* respectivamente e serão obtidos no capítulo 04.

Figura 3.23 Estratégia de controle implementada no software PSIM



Fonte: próprio autor.

Figura 3.24 Parâmetros e curvas do módulo fotovoltaico implementado em simulação.



Fonte: próprio autor.

3.6 Considerações finais

Este capítulo apresentou a topologia do conversor *FSBB*, sendo a união dos conversores *Buck* e *Boost*. Através de uma detalhada pesquisa entre as demais topologias de conversores CC-CC, conclui-se que o conversor *FSBB* é o mais adequado para atender a proposta para extrair a máxima potência em módulos fotovoltaicos, minimizando o efeito de sombreamento.

Apresentou as estratégias de controle elaboradas ao conversor *FSBB* de modo que o mesmo atenda à proposta. O conversor *FSBB* opera como um elevador de tensão como um abaixador de tensão, e para se poder aproveitar ao máximo destes modos de operação, propõem-se utilizar de dois controladores autônomos trabalhando em sincronia.

Observa-se há necessidade de incrementar ao controle a técnica controle seletivo. Os controladores fazem a transição entre os modos de operação do conversor *FSBB* ou controlam cada modo individualmente. Pois, por meio da comutação do sinal de erro na entrada dos controladores e mediante condições, os controladores operam de maneira síncrona entre si, tirando o máximo proveito do conversor. Para garantir que não haja saturação dos controladores, os mesmos foram configurados de modo a evitar o efeito *wind-up*.

Por fim apresentam-se os cálculos para os componentes elétricos dos conversores *FSBB*, estes parâmetros calculados incorporarão o modelo matemático a ser desenvolvido no capítulo 04. Apresentou-se a estratégia de controle desenvolvida, o circuito elétrico projetado e implementado em simulação para uso no *software PSIM*.

Posteriormente executou-se a simulação do conversor *FSBB* nos modos de operação *Buck* e *Boost* em malha aberta. As formas de onda produzidas são provenientes do conversor operando como fonte de potência entre o módulo fotovoltaico de referência, em condições distintas de irradiância solar, com a carga.

O código utilizado para facilitar os cálculos dos parâmetros elétricos do conversor *FSBB* está contido no apêndice A, a base utilizada para os cálculos está no Anexo A, ao fim deste documento.

CAPÍTULO 04

4 MODELO MATEMÁTICO PARA A APLICAÇÃO DISTRIBUÍDA DO CONVERTOR *FSBB*

4.1 Considerações iniciais

Este capítulo desenvolverá detalhadamente todo o equacionamento do modelo matemático elaborado para cada um dos modos de operação do conversor *FSBB* para atender à proposta. O modelo matemático desenvolvido tem como finalidade, aproximar-se do processo real, mediante o equacionamento do sistema em espaço de estados médios e modelo de pequenos sinais. Com a obtenção do modelo matemático será feita a sintonia dos controladores utilizando o método de lugar das raízes (LGR), seguindo as estratégias de controle apresentadas no capítulo anterior. Para o desenvolvimento dos cálculos, a obtenção das equações e matrizes de estado e estados médios, dos diagramas e das formas de onda serão usados os *softwares* Matlab, Simulink e *PSIM*.

4.2 Modelo matemático em espaço de estados médios e pequenos sinais

O espaço de estados é apenas uma forma de escrever as Equações diferenciais que trazem as características do sistema. Fazendo uma relação entre os estados do sistema, os quais são os elementos armazenadores de energia, com as entradas do processo e das saídas com as entradas. Aplica-se o espaço de estados em sistemas lineares e invariantes no tempo (LTI).

Em conversores CC-CC, os elementos que rerepresentam os estados são: os capacitores e os indutores, presentes no circuito elétrico do conversor. Quanto maior o número destes elementos armazenadores de energia, maior será a complexidade do modelo matemático. As entradas do sistema podem ser tanto fontes independentes ou variáveis do processo escolhidas. As Equações de estado são escritas em forma matricial e estão representadas na Equação (4.1), segue-se o mesmo contexto descrito para às Equações de saída, que estão descritas na Equação (4.2) abaixo.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (4.1)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (4.2)$$

Onde:

- $x(t)$ – Vetor com as informações dos estados do sistema;
- $u(t)$ – Vetor com as informações das entradas do sistema;
- A – Matriz de estados;
- B – Matriz de entrada;
- C – Matriz de saída;
- D – Matriz de transmissão direta;

A matriz “A” é obtida entre a relação entre as Equações diferenciais do sistema (linhas da matriz), com os estados (colunas da matriz), é uma matriz quadrada com dimensões iguais ao número de estados. Em relação à matriz “B”, é encontrada da relação entre as Equações diferenciais (linhas da matriz) e a entradas do sistema (colunas da matriz).

Para a matriz “C”, a sua formação se dá pela relação entre as saídas escolhidas para o sistema (linhas da matriz), com os estados (colunas da matriz). Por fim a matriz “D”, traz a relação entre as saídas do sistema (linhas da matriz), com as entradas do sistema (colunas da matriz), em maioria dos casos é uma matriz nula.

Através das Equações (4.1) e (4.2), é possível obter as funções de transferência do processo, que relaciona as saídas do processo com o vetor de entradas u , para sistemas *single input single output* (SISO), ao aplicar Laplace nas Equações supracitadas obtêm-se as Equações (4.3) e (4.4).

$$sx(s) = Ax(s) + Bu(s) \quad (4.3)$$

$$y(s) = Cx(s) + Du(s) \quad (4.4)$$

As Equações subsequentes demonstram a manipulação algébrica conduzida à Equação (4.3), com a finalidade de encontrar $x(s)$, sendo I uma matriz identidade:

$$sx(s) - Ax(s) = Bu(s)$$

$$(sI - A)x(s) = Bu(s)$$

$$x(s) = (sI - A)^{-1} Bu(s) \quad (4.5)$$

Após encontrar o termo $x(s)$, substitui-se a Equação(4.5) em (4.4) e as manipulam-se algebricamente para encontrar a relação entre $\frac{y(s)}{u(s)}$, que contém as funções de transferência de cada saída do processo por cada entrada, conforme Equação (4.6).

$$y(s) = \left(C(sI - A)^{-1} Bu(s) \right) + Du(s)$$

$$y(s) = \left(C(sI - A)^{-1} B + D \right) u(s)$$

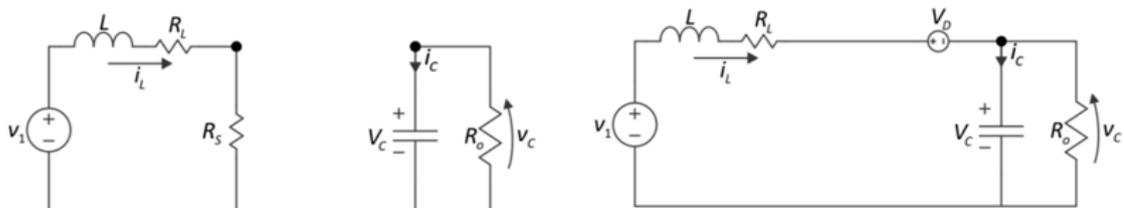
$$\frac{y(s)}{u(s)} = C(sI - A)^{-1} B + D$$

(4.6)

Para o equacionamento demonstrado, consideram-se condições iniciais nulas, ou seja, admite-se que as condições dos valores dos estados são iguais ao do ponto de operação e para um sistema contínuo.

Os conversores em escala de tempo de suas respostas naturais, são sistemas não lineares e invariantes no tempo. Uma das causas destas descontinuidades, fica por conta dos interruptores, que durante o processo de abertura e fechamento geram descontinuidades ao sistema. A Figura 4.1, ilustra os estados topológicos do conversor *Boost* em CCM, representando dois circuitos equivalentes para o conversor *Boost*. O primeiro circuito representa o modo de operação, para o conversor durante o tempo de interruptor ligado (0 à dT), já o segundo circuito representa o tempo de interruptor desligado (0 à $(1-d)T$), respectivamente. Sendo “ T ” o período de chaveamento do conversor e “ d ” a sua razão cíclica.

Figura 4.1 Esquemático para os estados topológicos do conversor *Boost* em CCM



Fonte: adaptado de (BARBI, 2015).

Para modelar os conversores CC-CC utiliza-se de técnicas específicas, como a do espaço de estados médios. Esta técnica consiste em modelar cada uma das etapas de operação do conversor, em espaço de estados, linearizando o conversor em um ponto de operação.

Assume-se que as variáveis a serem controladas, podem ser consideradas constantes em um determinado período de comutação do conversor operando em CCM. Pois, a alteração das variáveis de interesse, é de uma pequena intensidade, possibilitando obter um modelo de pequenos sinais (linear), em torno do ponto de operação determinado.

Com o equacionamento das etapas de operação do conversor, faz-se a soma entre as matrizes encontradas, para encontrar os valores médios que melhor representam o sistema modelado. As Equações (4.7) e (4.8) exemplificam o equacionamento para os modos de operação de um conversor em espaço de estados médios. Neste caso considerou que o conversor apresenta duas etapas de operação.

$$\dot{x} = A_1x + B_1u \text{ para } [0, dT]$$

$$\dot{x} = A_2x + B_2u \text{ para } [0, (1-d)T]$$

$$\dot{x} = [A_1d + A_2(1-d)]x + [B_1d + B_2(1-d)]u \quad (4.7)$$

$$y = C_1x + D_1u \text{ para } [0, dT]$$

$$y = C_2x + D_2u \text{ para } [0, (1-d)T]$$

$$y = [C_1d + C_2(1-d)]x + [D_1d + D_2(1-d)]u \quad (4.8)$$

4.2.1 Modelagem proposta ao conversor *FSBB*

O conversor *FSBB* será modelado de maneira a atender os seguintes requisitos:

- Atuar como fonte de potência entre módulo fotovoltaico e carga;
- Extrair a máxima potência disponível;
- Minimizar o efeito do sombreamento em módulos fotovoltaicos;
- Operar com módulos fotovoltaicos distintos;
- Manter estável a corrente drenada pelas cargas conectadas à estrutura fotovoltaica.

Como a irradiância solar e a temperatura são variáveis não controladas e impactam diretamente a corrente e a tensão no módulo fotovoltaico, para a entrada do conversor *FSBB* propõem-se se utilizar, como uma das entradas a tensão (V_{pv}) do módulo fotovoltaico.

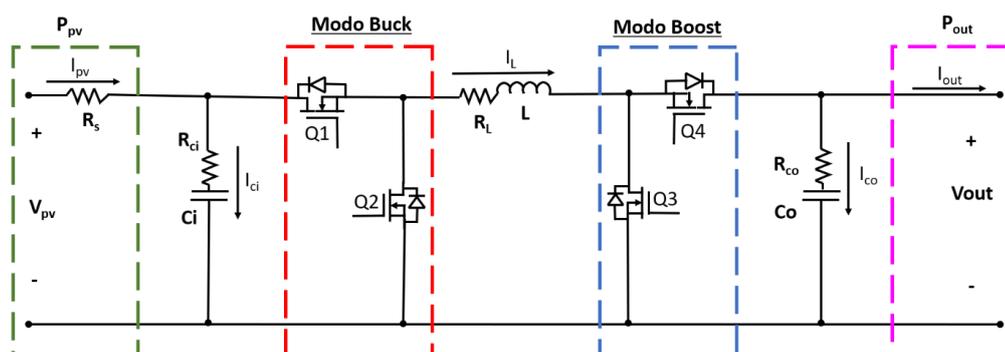
As mudanças na temperatura causam pequenas variações na tensão V_{pv} , não sendo estas alterações um empecilho ao controle, diferentemente das variações causadas pela irradiância solar à corrente (I_{pv}) no módulo fotovoltaico. Além disto, os controladores serão projetos de maneira a trazer robustez ao processo. Caso se interligue um módulo fotovoltaico ao conversor *FSBB* com uma tensão V_{pv} diferente da utilizada para o modelo (respeitando as tensões máximas e mínimas para a entrada do conversor), o controle irá garantir a estabilidade do conversor.

Para manter estável a corrente drenada pela carga conectada à estrutura fotovoltaica, a corrente de saída I_{out} do conversor entrará como uma segunda entrada para o modelo do conversor. Ambas variáveis escolhidas para as entradas do modelo matemático, são fontes independentes, ou seja, suas magnitudes dependem exclusivamente de fatores externos.

O vetor de estados é composto pelos elementos armazenadores de energia presentes no circuito elétrico do conversor *FSBB*, sendo a tensão no capacitor de entrada (V_{ci}), a corrente no indutor (I_L) e a tensão no capacitor de saída (V_{co}). O modelo matemático considera que o conversor *FSBB* será ideal. Logo apresentando em seu equacionamento as resistências séries dos capacitores (R_{ci} , R_{co}), do indutor (R_L), do módulo fotovoltaico (R_s) e para os quatro interruptores (R_{s1} , R_{s2} , R_{s3} , R_{s4}) (os quais serão inseridos ao modelo conforme o modo de operação a ser equacionado).

Por fim o vetor de saída para o modelo matemático será composto pela tensão de entrada no conversor (V_{in}), a corrente no indutor (I_L), e a tensão de saída (V_{out}), obtendo assim todas as funções de transferência para o conversor, a Figura 4.2 ilustra o conversor *FSBB* a ser equacionado.

Figura 4.2 Conversor *FSBB* proposto para o modelo matemático.



Fonte: próprio autor.

As variáveis de entrada, saída, estados e suas derivadas foram organizadas e separadas em seus respectivos vetores, como já descrito a cima sendo representadas pelas equações abaixo:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{I_{ci}}{C_i} \\ \frac{V_L}{L} \\ \frac{I_{co}}{C_o} \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} C_i \cdot \dot{x}_1 \\ L \cdot \dot{x}_2 \\ C_o \cdot \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{ci} \\ V_L \\ I_{co} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$x = \begin{bmatrix} V_{ci} \\ I_L \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$u = \begin{bmatrix} V_{pv} \\ I_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$y = \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_L \\ V_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

- Equação (4.9), o vetor \dot{x} , das derivadas dos estados;
- Equação (4.10), o vetor x , dos estados;
- Equação (4.11), o vetor u , das entradas;
- Equação (4.12), o vetor y , das saídas

Com as variáveis do modelo matemático, definidas é possível obter as funções de transferência do conversor *FSBB*, para isto deve-se linearizar o sistema em torno de um ponto de operação, posteriormente os circuitos elétricos equivalentes do conversor serão equacionados. A Equação (4.13), mostra os vetores de entrada, saída, estados e a razão cíclica compostos pelos valores médios (variáveis em maiúsculo) somados às pequenas perturbações

(variáveis com o operador \sim). Pois, ao fazer uma linearização define-se um ponto de operação e assumem-se pequenas perturbações em torno do mesmo.

$$u = U + \tilde{u};$$

$$y = Y + \tilde{y};$$

(4.13)

$$d = D + \tilde{d};$$

$$x = X + \tilde{x}.$$

Conforme as Equações (4.7) e (4.8), a razão cíclica “d”, encontra-se fora do vetor “u” das entradas, logo as funções de transferência estarão em função das entradas V_{pv} e I_{out} , com as saídas. Sendo necessário mudanças algébricas, para que a razão cíclica seja uma das entradas para o modelo. Ao concretizar estas manipulações algébricas e inserir “d” como uma entrada, as funções de transferência para o conversor estará em função das saídas do conversor, com a razão cíclica (entrada).

Em primeiro caso será desprezado as perturbações no vetor “u”, ficando apenas os valores constantes do vetor, ou seja, $u=U$ e o produto de duas perturbações é considerado nulo para linearização. Por fim substitui-se a Equação (4.13) em (4.7), manipula-se algebricamente esta substituição, encontrando a Equação (4.14).

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} = & A_1 \left[(X + \tilde{x}) \cdot (D + \tilde{d}) \right] + A_2 \left\{ (X + \tilde{x}) \cdot \left[1 - (D + \tilde{d}) \right] \right\} \\ & + \left\{ B_1 (D + \tilde{d}) + B_2 \left[1 - (D + \tilde{d}) \right] \right\} U \end{aligned}$$

$$\dot{\tilde{x}} = \left[A_1 D + A_2 (1 - D) \right] \tilde{x} + \left[(A_1 - A_2) X + (B_1 - B_2) U \right] \tilde{d} + (A_1 - A_2) \tilde{x} \cdot \tilde{d}$$

$$\dot{\tilde{x}} = \left[A_1 D + A_2 (1 - D) \right] \tilde{x} + \left[(A_1 - A_2) X + (B_1 - B_2) U \right] \tilde{d}$$

(4.14)

Aplicando Laplace em (4.14) assumindo que os termos, $A = A_1 D + A_2 (1 - D)$ e $B_u = (A_1 - A_2) X + (B_1 - B_2) U$, encontram-se as Equações (4.15) e (4.16).

$$\tilde{x}(s) = \left[(sI - A)^{-1} \cdot B_u \right] \tilde{d}(s) \quad (4.15)$$

$$\frac{\tilde{x}(s)}{\tilde{d}(s)} = \left[(sI - A)^{-1} \cdot B_u \right] \quad (4.16)$$

A Equação (4.16), contém as funções de transferência que relacionam os estados do sistema como saídas e a razão cíclica como entrada. Caso haja mais de um estado, esta equação retorna um vetor função de transferência, onde cada linha deste vetor relaciona o estado correspondente a ela, com a razão cíclica.

O mesmo processo de equacionamento elaborado para a equação de estados, será efetuado para a Equação de saída, o conversor *FSBB* em seu modelo matemático apresenta, as resistências, série de seus componentes elétricos. Portanto, neste caso necessita-se equacionar e encontrar as matrizes “C” e caso haja, a matriz “D”. Substitui-se a Equação (4.13) em (4.8) para obter o modelo de pequenos sinais para a equação de saída, Equação (4.17).

$$\begin{aligned} \tilde{y} &= C_1 \left[(X + \tilde{x}) \cdot (D + \tilde{d}) \right] + C_2 \left\{ (X + \tilde{x}) \cdot \left[1 - (D + \tilde{d}) \right] \right\} \\ &+ \left\{ D_1 (D + \tilde{d}) + D_2 \left[1 - (D + \tilde{d}) \right] \right\} U \\ \tilde{y} &= [C_1 D + C_2 (1 - D)] \tilde{x} + [(C_1 - C_2) X + (D_1 - D_2) U] \tilde{d} \\ &+ (C_1 - C_2) \tilde{x} \cdot \tilde{d} \\ \tilde{y} &= [C_1 D + C_2 (1 - D)] \tilde{x} + [(C_1 - C_2) X + (D_1 - D_2) U] \tilde{d} \end{aligned} \quad (4.17)$$

Aplicando Laplace em (4.17), considerando o termo $C = C_1 D + C_2 (1 - D)$ e posteriormente substituindo (4.15) em (4.17), obtém-se a Equação (4.18).

$$\begin{aligned} \tilde{y}(s) &= [C_1 D + C_2 (1 - D) \cdot \tilde{x}(s)] + [(C_1 - C_2) X \cdot \tilde{d}(s)] \\ &+ [(D_1 - D_2) U \cdot \tilde{d}(s)] \\ \tilde{y}(s) &= [C \cdot \tilde{x}(s)] + [(C_1 - C_2) X \cdot \tilde{d}(s)] + [(D_1 - D_2) U \cdot \tilde{d}(s)] \end{aligned}$$

$$\tilde{y}(s) = \left\{ C \cdot \left[(sI - A)^{-1} \cdot B_u \right] \right\} \tilde{d}(s) + \left[(C_1 - C_2)X \cdot \tilde{d}(s) \right] + \left[(D_1 - D_2)U \cdot \tilde{d}(s) \right]$$

$$\frac{\tilde{y}(s)}{\tilde{d}(s)} = C \cdot \left[(sI - A)^{-1} \cdot B_u \right] + (C_1 - C_2)X + (D_1 - D_2)U \quad (4.18)$$

A Equação (4.18), desenvolvida a cima, relaciona as saídas do conversor com a razão cíclica como entrada, a partir dela é possível obter o vetor função de transferência para o conversor *FSBB*. As subsecções subsequentes detalham o equacionamento de cada um dos modos de operação do conversor *FSBB* e as suas respectivas funções de transferência, para a sintonia dos controladores posteriormente. A Tabela 4.1, relaciona o modo de operação do conversor *FSBB* conforme a comutação de seus quatro interruptores.

Tabela 4.1 Modo de operação do conversor *FSBB* em relação à comutação dos interruptores Q1, Q2, Q3 e Q4

Modos de Operação	Comutação entre os interruptores			
	Q1	Q2	Q3	Q4
Modo <i>Buck</i>	On	Off	Off	On
Modo <i>Buck</i>	Off	On	Off	On
Modo <i>Boost</i>	On	Off	On	Off
Modo <i>Boost</i>	On	Off	Off	On

Fonte: próprio autor.

Percebe-se que o conversor *FSBB* conforme a comutação dos interruptores, apresenta quatro circuitos equivalentes, sendo dois circuitos para cada um dos modos de operação do conversor. Porém, os modos *Buck* e *Boost*, compartilham de um mesmo circuito equivalente, o que difere ambos circuitos neste caso, são as características de cada um dos modos de operação.

Uma das relações que será utilizada para diferenciar os circuitos elétricos dos modos de operação, é a relação entre as correntes de entrada (I_i), que para a aplicação é proveniente do módulo fotovoltaico, com uma das entradas do modelo matemático I_{out} , sendo a corrente de saída do conversor *FSBB*.

As correntes descritas apresentam uma correlação com a razão cíclica “d”, está relação entre a razão cíclica e as correntes de saída e de entrada do modo *Buck* é dada pela Equação (4.19), já a Equação (4.20) para o modo *Boost*.

$$D_1 = \frac{I_{ipv}}{I_{out}} \quad (4.19)$$

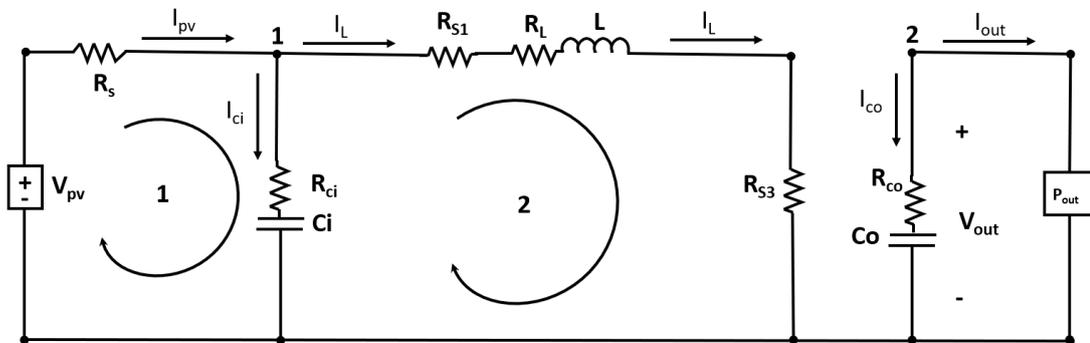
$$D_2 = 1 - \left(\frac{I_{out}}{I_{ipv}} \right) \quad (4.20)$$

4.2.2 Modelo matemático para o modo *Boost* e seus circuitos equivalentes

4.2.2.1 Circuito elétrico equivalente 01

O primeiro circuito elétrico equivalente a ser equacionado do conversor *FSBB* para o modo *Boost*, é ao ter os interruptores Q1=On, Q2=Off, Q3=On e Q4=Off, sendo ilustrado pela Figura 4.3.

Figura 4.3 Circuito equivalente 01 para o modo *Boost*.



Fonte: próprio autor.

A Equação (4.21), demonstra o equacionamento para a malha 01 do circuito equivalente em modo *Boost*, e a Equação (4.22) o equacionamento para o nó 01. Substitui-se a Equação (4.22) em (4.21), para obter a Equação (4.23) que representa I_{ci} a derivada de V_{ci} .

$$-V_{pv} + (R_s \cdot I_{pv}) + (I_{ci} \cdot R_{ci}) + V_{ci} = 0 \quad (4.21)$$

$$I_{pv} = I_{ci} + I_L \quad (4.22)$$

$$-V_{pv} + (R_s \cdot I_{ci}) + (R_s \cdot I_L) + (I_{ci} \cdot R_{ci}) + V_{ci} = 0$$

$$I_{ci} \cdot (R_s + R_{ci}) = V_{pv} - (R_s \cdot I_L) - V_{ci}$$

$$I_{ci} = \frac{1}{R_s + R_{ci}} \cdot V_{pv} - \frac{R_s}{R_s + R_{ci}} \cdot I_L - \frac{1}{R_s + R_{ci}} \cdot V_{ci} \quad (4.23)$$

Para obter a segunda Equação, para a derivada da corrente I_L , desenvolve-se a malha 02 admitindo que $V_{ci} + (I_{ci} \cdot R_{ci}) = V_{pv} - (R_s \cdot I_{pv})$, e substituindo a Equação (4.20) ao desenvolvimento, obtém-se a Equação (4.24).

$$-V_{pv} + (I_{pv} \cdot R_s) + (R_{S1} \cdot I_L) + (R_L \cdot I_L) + V_L + (R_{S3} \cdot I_L) = 0$$

$$-V_{pv} + \left(\frac{R_s}{1 - D_2} \right) I_{out} + (R_{S1} + R_L + R_{S3}) \cdot I_L + V_L = 0$$

$$V_L = V_{pv} - \left(\frac{R_s}{1 - D_2} \right) I_{out} - (R_{S1} + R_L + R_{S3}) \cdot I_L \quad (4.24)$$

Por fim para encontrar a Equação que relaciona a derivada da tensão V_{co} , resolve-se o nó 02, obtendo a Equação (4.25).

$$I_{co} + I_{out} = 0$$

$$I_{co} = -I_{out} \quad (4.25)$$

Para encontrar a representação em variáveis de estados, substituem-se as Equações (4.9), (4.10) e (4.11) em (4.23), (4.24) e (4.25), obtendo as Equações (4.26), (4.27) e (4.28). As quais contêm as informações das Equações diferenciais das três derivadas dos estados, em função dos estados e entradas do sistema.

$$\dot{x}_1 = \frac{1}{C_i(R_s + R_{ci})} \cdot u_1 - \frac{R_s}{C_i(R_s + R_{ci})} \cdot x_2 - \frac{1}{C_i(R_s + R_{ci})} \cdot x_1 \quad (4.26)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{L} \cdot u_1 - \frac{R_s}{L(1-D_2)} \cdot u_2 - \frac{(R_{S1} + R_{S3} + R_L)}{L} \cdot x_2 \quad (4.27)$$

$$\dot{x}_3 = -\frac{1}{C_o} \cdot u_2 \quad (4.28)$$

O mesmo processo elaborado para encontrar as Equações (4.26), (4.27) e (4.28), será empregado para obter as Equações que relacionam as saídas do circuito equivalente 01 com os estados, a partir a Equação (4.12), tem-se que: $y_1 = V_{in}$, $y_2 = I_L$ e $y_3 = V_{out}$.

Para obter a primeira Equação de saída, é necessário isolar na Equação (4.22) a corrente I_{ci} e posteriormente substituir a relação presente na Equação (4.20), para que se obter a primeira saída em função dos estados e das entradas. Toda manipulação algébrica encontra-se na Equação (4.29).

$$y_1 = V_{in} = V_{ci} + (R_{ci} \cdot I_{ci})$$

$$I_{ci} = I_{pv} - I_L$$

$$y_1 = V_{ci} + \left[R_{ci} \cdot (I_{pv} - I_L) \right]$$

$$I_{pv} = \frac{I_{out}}{1-D_2}$$

$$y_1 = V_{ci} + \left(\frac{R_{ci}}{1-D_2} \right) \cdot I_{out} - (R_{ci} \cdot I_L) \quad (4.29)$$

Para encontrar a segunda Equação de saída considera-se que I_L é igual à corrente de entrada do conversor, utiliza-se da relação na Equação (4.20), para colocar a Equação de saída em função das entradas do sistema, obtendo a Equação (4.30).

$$y_2 = I_L = I_{pv}$$

$$I_{pv} = \frac{I_{out}}{1 - D_2}$$

$$y_2 = \frac{I_{out}}{1 - D_2} \quad (4.30)$$

Para obter a última Equação de saída, utiliza-se da Equação (4.25), a qual contém a resolução do nó 02 do circuito equivalente do conversor, para obter a Equação (4.31).

$$y_3 = V_{out} = V_{co} + (R_{co} \cdot I_{co})$$

$$y_3 = V_{co} - (R_{co} \cdot I_{out}) \quad (4.31)$$

Substituem-se as Equações (4.9) e (4.10) em (4.29), (4.30) e (4.31), para encontrar as Equações (4.32), (4.33) e (4.34) de saída, em função das variáveis de estado e entrada.

$$y_1 = x_1 + \left(\frac{R_{ci}}{1 - D_2} \right) \cdot u_2 - (R_{ci} \cdot x_2) \quad (4.32)$$

$$y_2 = \left(\frac{1}{1 - D_2} \right) \cdot u_2 \quad (4.33)$$

$$y_3 = x_3 - (R_{co} \cdot u_2) \quad (4.34)$$

Após todo equacionamento do primeiro circuito equivalente para o modo *Boost*, do conversor *FSBB*, e conversão para variáveis de estado, desenvolvem-se as Equações (4.26),

(4.27), (4.28), (4.32), (4.33) e (4.34) para obter as matrizes A_1 , B_1 , C_1 e D_1 , representadas abaixo pelas Equações (4.35), (4.36), (4.37) e (4.38).

$$A_1 = \begin{pmatrix} -\frac{1}{C_i(R_s + R_{ci})} & -\frac{R_s}{C_i(R_s + R_{ci})} & 0 \\ 0 & -\frac{(R_{S1} + R_{S3} + R_L)}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.35)$$

$$B_1 = \begin{pmatrix} \frac{1}{C_i(R_s + R_{ci})} & 0 \\ \frac{1}{L} & -\frac{R_s}{L(1 - D_2)} \\ 0 & -\frac{1}{C_o} \end{pmatrix} \quad (4.36)$$

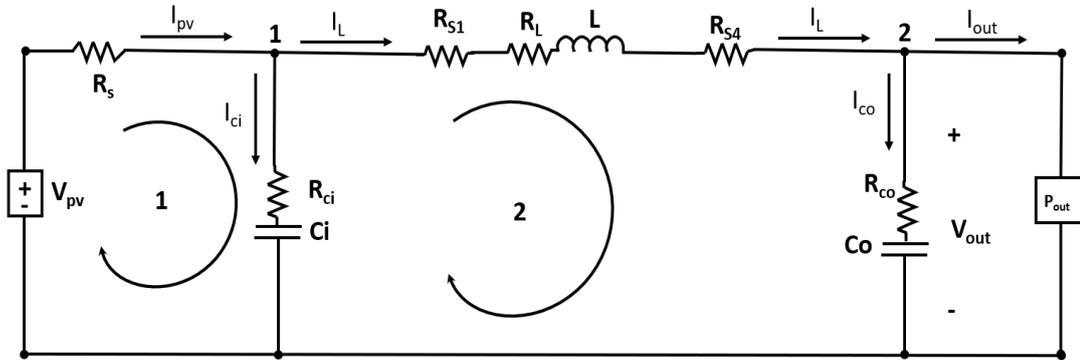
$$C_1 = \begin{pmatrix} 1 & -R_{ci} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.37)$$

$$D_1 = \begin{pmatrix} 0 & \frac{R_{ci}}{(1 - D_2)} \\ 0 & \frac{1}{(1 - D_2)} \\ 0 & -R_{co} \end{pmatrix} \quad (4.38)$$

4.2.2.2 Circuito elétrico equivalente 02

O segundo circuito elétrico equivalente a ser equacionado do conversor *FSBB* para o modo *Boost*, é quando, Q1=On, Q2=Off, Q3=Off e Q4=On, ilustrado pela Figura 4.4.

Figura 4.4 Circuito equivalente 02 para o modo *Boost*



Fonte: próprio autor.

Desenvolvem-se os nós 01 e 02, do circuito equivalente representando pela figura supracitada, para obter a Equação (4.39) e será utilizada para desenvolver o equacionamento da malha 01 de tensão do conversor. A Equação (4.40) proveniente do nó 02, relaciona o circuito equivalente do conversor com a derivada da tensão V_{co} .

$$I_{pv} = I_L + I_{ci} \quad (4.39)$$

$$I_{co} = I_L + I_{out} \quad (4.40)$$

Desenvolve-se a malha 01 do circuito equivalente 02, utilizando da Equação (4.39), para obter a Equação (4.41) da corrente I_{ci} .

$$-V_{pv} + (R_s \cdot I_{pv}) + (I_{ci} \cdot R_{ci}) + V_{ci} = 0$$

$$-V_{pv} + (R_s \cdot I_L) + (I_{ci} \cdot R_{ci}) + (I_{ci} \cdot R_s) + V_{ci} = 0$$

$$I_{ci} (R_s + R_{ci}) = V_{pv} - (R_s \cdot I_L) - V_{ci}$$

$$I_{ci} = \frac{1}{(R_s + R_{ci})} \cdot V_{pv} - \frac{R_s}{(R_s + R_{ci})} \cdot I_L - \frac{1}{(R_s + R_{ci})} \cdot V_{ci} \quad (4.41)$$

Desenvolve-se a malha 02, para obter a Equação (4.42), que irá relacionar os termos do circuito equivalente 02 à tensão V_L .

$$\begin{aligned} -V_{pv} + (R_s \cdot I_{pv}) + (I_L \cdot R_{s1}) + (I_L \cdot R_L) + V_L + (I_L \cdot R_{s4}) \\ + (I_{co} \cdot R_{co}) + V_{co} = 0 \end{aligned} \quad (4.42)$$

A partir da relação presente na Equação (4.20), admitindo que $V_{ci} + (I_{ci} \cdot R_{ci}) = V_{pv} - (R_s \cdot I_{pv})$ e substituindo a Equação (4.40) em (4.42), obtém-se a Equação (4.43).

$$\begin{aligned} -V_{pv} + \frac{R_s}{(1-D_2)} \cdot I_{out} + I_L (R_{s1} + R_{s4} + R_L + R_{co}) \\ + V_L - (R_{co} \cdot I_{out}) + V_{co} = 0 \end{aligned} \quad (4.43)$$

Por fim, ao manipular algebricamente a Equação (4.43), obtém-se a Equação (4.44) que relaciona os termos do circuito elétrico equivalente 02, à Equação da tensão V_L .

$$\begin{aligned} -V_{pv} + I_{out} \left(\frac{R_s}{(1-D_2)} - R_{co} \right) + I_L (R_{s1} + R_{s4} + R_L + R_{co}) \\ + V_L + V_{co} = 0 \\ V_L = V_{pv} - \left(\frac{R_s}{(1-D_2)} - R_{co} \right) I_{out} - (R_{s1} + R_{s4} + R_L + R_{co}) I_L - V_{co} \end{aligned} \quad (4.44)$$

Após o equacionamento e obtenção das três Equações que representam I_{ci} , V_L e I_{co} , substituem-se as Equações (4.9), (4.10) e (4.11) em (4.40), (4.41) e (4.44), colocando as equações encontradas para o segundo circuito equivalente do modo *Boost*, em variáveis de estado para serem posteriormente organizadas em suas determinadas matrizes.

$$\dot{x}_1 = \frac{1}{C_i (R_s + R_{ci})} \cdot u_1 - \frac{R_s}{C_i (R_s + R_{ci})} \cdot x_2 - \frac{1}{C_i (R_s + R_{ci})} \cdot x_1 \quad (4.45)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{L} \cdot u_1 - \left(\frac{R_s}{L(1-D_2)} - R_{co} \right) \cdot u_2 - \frac{1}{L} \cdot x_3 - \frac{(R_{S1} + R_{S4} + R_L + R_{co})}{L} \cdot x_2 \quad (4.46)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{1}{C_o} \cdot x_2 - \frac{1}{C_o} \cdot u_2 \quad (4.47)$$

Como há divergências entre os circuitos elétricos equivalentes 01 e 02, as matrizes “C” e “D”, não serão iguais para ambos, logo sendo preciso equacioná-las.

A Equação (4.48) desenvolve o equacionamento para a primeira saída y_1 .

$$y_1 = V_{in} = V_{ci} + (R_{ci} \cdot I_{ci})$$

$$I_{ci} = I_{pv} - I_L$$

$$y_1 = V_{ci} + [R_{ci} \cdot (I_{pv} - I_L)] \quad (4.48)$$

$$I_{pv} = \frac{I_{out}}{1 - D_2}$$

$$y_1 = V_{ci} + \left(\frac{R_{ci}}{1 - D_2} \right) \cdot I_{out} - (R_{ci} \cdot I_L)$$

Para a saída y_2 , considera-se o valor médio da corrente no indutor I_L , logo sendo representada pela Equação (4.49).

$$y_2 = I_L \quad (4.49)$$

Por fim desenvolve-se a Equação (4.50) para encontrar a saída y_3 .

$$y_3 = V_{out} = V_{co} + (R_{co} \cdot I_{co})$$

$$I_{co} = I_L - I_{out} \quad (4.50)$$

$$y_3 = V_{co} - (R_{co} \cdot I_{out}) + (R_{co} \cdot I_L)$$

Para obter a representação em variáveis de estado, faz-se a substituição das Equações (4.10) e (4.11) em (4.48), (4.49) e (4.50).

$$y_1 = x_1 + \left(\frac{R_{ci}}{1 - D_2} \right) \cdot u_2 - (R_{ci} \cdot x_2) \quad (4.51)$$

$$y_2 = x_2 \quad (4.52)$$

$$y_3 = x_3 - (R_{co} \cdot u_2) + (R_{co} \cdot x_2) \quad (4.53)$$

Ao término do equacionamento e obtenção de todas as equações que representam o circuito equivalente 02 em espaços de estados, organizam-se as equações em forma matricial.

$$A_2 = \begin{pmatrix} \frac{1}{C_i(R_s + R_{ci})} & -\frac{R_s}{C_i(R_s + R_{ci})} & 0 \\ 0 & -\frac{(R_{S1} + R_{S4} + R_L + R_{co})}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 \end{pmatrix} \quad (4.54)$$

$$B_2 = \begin{pmatrix} \frac{1}{C_i(R_s + R_{ci})} & 0 \\ \frac{1}{L} & -\frac{R_s}{L(1 - D_2)} - R_{co} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.55)$$

$$C_2 = \begin{pmatrix} 1 & -R_{ci} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & R_{co} & 1 \end{pmatrix} \quad (4.56)$$

$$D_2 = \begin{pmatrix} 0 & \frac{R_{ci}}{(1-D_2)} \\ 0 & 0 \\ 0 & -R_{co} \end{pmatrix} \quad (4.57)$$

Com todas as matrizes obtidas para o modo de operação *Boost*, substituem-se as Equações (4.35), (4.36), (4.54) e (4.55) em (4.7) para obter as matrizes A e B para a representação de espaço de estados médios, e para as matrizes C e D substituem-se as Equações (4.37), (4.38), (4.56) e (4.57) em (4.8) .

$$A = \begin{pmatrix} \frac{-1}{C_i(R_s + R_{ci})} & -\frac{R_s}{C_i(R_s + R_{ci})} & 0 \\ 0 & \frac{(D_2 - 1) \cdot (R_{S1} + R_{S4} + R_L + R_{co})}{L} - \frac{D_2 \cdot (R_{S3} + R_{S1} + R_L)}{L} & \frac{D_2 - 1}{L} \\ 0 & -\frac{(D_2 - 1)}{C_o} & 0 \end{pmatrix} \quad (4.58)$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{1}{C_i(R_s + R_{ci})} & 0 \\ \frac{1}{L} & \left[\frac{(R_{co} - R_s)}{L(D_2 - 1)} + \frac{(D_2 - 1) + (D_2 R_s)}{L(D_2 - 1)} \right] \\ 0 & \frac{-1}{C_o} \end{pmatrix} \quad (4.59)$$

$$C = \begin{pmatrix} 1 & -R_{ci} & 0 \\ 0 & (1-D_2) & 0 \\ 0 & R_{co} \cdot (D_2 - 1) & 1 \end{pmatrix} \quad (4.60)$$

$$D = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{R_{ci}}{(D_2 - 1)} \\ 0 & -\frac{D_2}{(D_2 - 1)} \\ 0 & -R_{co} \end{pmatrix} \quad (4.61)$$

4.2.2.3 Obtenção das funções de transferência para o modo *Boost*

Para as funções de transferência para o modo *Boost* modelado, necessita-se conhecer o valor médio dos estados, no vetor representado pela Equação (4.10). Para obter estes valores, faz-se a análise da Equação (4.7) em regime permanente, ou seja, o valor da derivada de \dot{X} é nulo, a Equação (4.62) demonstra a manipulação algébrica para sua obtenção.

$$\dot{x} = [A_1 d + A_2 (1-d)]x + [B_1 d + B_2 (1-d)]u$$

$$0 = [A_1 d + A_2 (1-d)]x + [B_1 d + B_2 (1-d)]u \quad (4.62)$$

$$0 = A \cdot x + B \cdot u$$

$$x = -A^{-1} \cdot (B \cdot u)$$

A Tabela 4.2 representa os valores que serão substituídos às Equações para obter-se as funções de transferência para o modo *Boost*, estes valores usam como referência a Tabela 3.1, as Equações (3.6), (3.17), (3.18) e (4.20).

Tabela 4.2 Parâmetros utilizados para o modelo matemático do modo *Boost*.

Grandeza	Representação	Valor
Resistência série módulo fotovoltaico	R_s	6,1 m Ω
Resistência Série interruptor Q1	R_{s1}	1,5 m Ω
Resistência Série interruptor Q2	R_{s2}	1,5 m Ω
Resistência Série interruptor Q3	R_{s3}	1,5 m Ω
Resistência Série interruptor Q4	R_{s4}	1,5 m Ω
Resistência Série Capacitor C_i	R_{ci}	1,5 m Ω
Resistência Série Capacitor C_o	R_{co}	1,5 m Ω
Resistência Série indutor L	R_L	5 m Ω
Capacitor C_i	C_i	4,7 μ F
Capacitor C_o	C_o	22 μ F
Indutor	L	325 μ H
Tensão de Entrada	V_{pv}	40 V
Corrente de saída	I_{out}	4,5 A
Corrente de entrada	I_{vp}	8,88 A
Razão cíclica	D_2	0,48

Fonte: próprio autor

Substituem-se os valores da Tabela 4.2, na Equação (4.11) para obter o vetor de entradas e nas Equações (4.58), (4.59) (as que serão substituídas junto a Equação(4.63) em (4.62)), para encontrar o vetor dos estados médios. Sendo estes vetores o ponto de operação para o conversor.

$$u = \begin{bmatrix} 40 \\ 4,5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (4.63)$$

$$x = \begin{bmatrix} 36 \\ 8.8 \\ 69.62 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (4.64)$$

Utilizando os valores da Tabela 4.2, substituindo-os nas Equações (4.58), (4.59), (4.60) e (4.61), obtêm-se os valores para as matrizes de estados médio.

$$A = \begin{pmatrix} -4,75 \cdot 10^4 & -2,13 \cdot 10^4 & 0 \\ 0 & -0,00165 \cdot 10^4 & -0,0157 \cdot 10^4 \\ 0 & 0,23 \cdot 10^4 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.65)$$

$$B = \begin{pmatrix} 4,75 \cdot 10^4 & 0 \\ 0,030 \cdot 10^4 & -0,027 \cdot 10^4 \\ 0 & -0,455 \cdot 10^4 \end{pmatrix} \quad (4.66)$$

$$C = \begin{pmatrix} 1 & -0,0015 & 0 \\ 0 & 0,511 & 0 \\ 0 & 0,000767 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.67)$$

$$D = \begin{pmatrix} 0 & 0.0029 \\ 0 & 0.955 \\ 0 & -0.0015 \end{pmatrix} \quad (4.68)$$

Por fim substituem-se os vetores de entrada e de estados médios, as matrizes A, B, C, Equações (4.63) a (4.67), junto às matrizes C₁ e D₁, Equações(4.37) e (4.38), C₂ e D₂, Equações (4.56) e (4.57) na Equação (4.18). Logo, obtendo o vetor com as funções de transferência que relacionam as saídas V_{in}, I_L e V_{out} com a razão cíclica D₂ do conversor *FSBB* para o modo *Boost*.

$$G_{vid}(s) = \frac{-321,36 \cdot [(s + 1,418 \cdot 10^8) \cdot (s + 4,75 \cdot 10^5) \cdot (s + 2938) \cdot (s^2 + 165,4s + 3,657 \cdot 10^7)^3]}{(s + 4,75 \cdot 10^5)^2 \cdot (s^2 + 165,4s + 3,657 \cdot 10^7)^4} \quad (4.69)$$

$$G_{I_{Ld}}(s) = \frac{1,0955 \cdot 10^{05} \cdot [(s + 2938) \cdot (s^2 + 165,4s + 3,65710^{07})]}{s^2 + 165,4s + 3,657 \cdot 10^{07}} \quad (4.70)$$

$$G_{V_{outd}}(s) = \frac{-0,0132 \cdot [(s + 3,03 \cdot 10^{07}) \cdot (s - 1,228 \cdot 10^{04}) \cdot (s^2 + 165,4s + 3,657 \cdot 10^{07})^3]}{(s^2 + 165,4s + 3,657 \cdot 10^{07})^4} \quad (4.71)$$

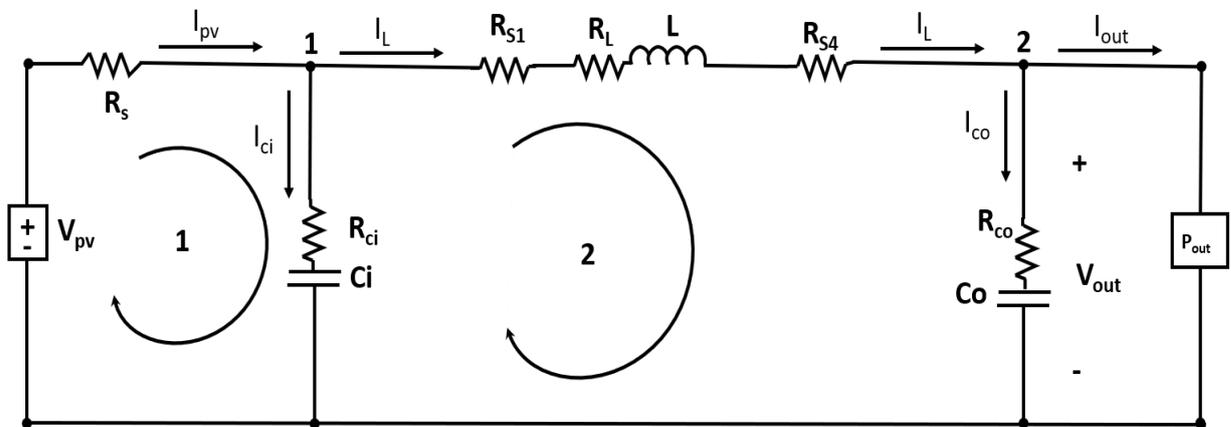
4.2.3 Modelo matemático para o modo *Buck* e seus circuitos equivalentes

4.2.3.1 Circuito elétrico equivalente 03

O circuito equivalente 03 ilustrado pela Figura 4.5, para o conversor *FSBB* é dado por Q1=On, Q2=Off, Q3=OFF e Q4=ON, para o modo *Buck*.

O que distingue o circuito equivalente 03 do circuito equivalente 02, são as características de cada modo de operação *Buck* e *Boost*. A relação da razão cíclica para este circuito é dada pela Equação (4.19), a qual será utilizada para todo o equacionamento apresentado nesta subseção.

Figura 4.5 Circuito equivalente 03, para o modo de operação *Buck*



Fonte: próprio autor.

A Equação que relaciona a derivada da tensão V_{ci} , vem pela análise da malha 01 Equação (4.72), com a relação do nó 01 Equação (4.73).

$$-V_{pv} + (I_{pv} \cdot R_s) + (I_{ci} \cdot R_{ci}) + V_{ci} = 0 \quad (4.72)$$

$$I_{pv} = I_{ci} + I_L \quad (4.73)$$

Substitui-se a Equação (4.73) em (4.72) e as manipulam-se algebricamente para encontrar a Equação (4.74).

$$-V_{pv} + (I_L \cdot R_s) + (I_{ci} \cdot R_s) + (I_{ci} \cdot R_{ci}) + V_{ci} = 0$$

$$I_{ci} = \frac{1}{(R_s \cdot R_{ci})} \cdot V_{pv} - \frac{R_s}{(R_s \cdot R_{ci})} \cdot I_L - \frac{1}{(R_s \cdot R_{ci})} \cdot V_{ci} \quad (4.74)$$

Para obter a Equação que relaciona a derivada da corrente I_L no indutor, equaciona-se a malha 02, Equação (4.75) e o nó 02, Equação (4.76).

$$-V_{pv} + (I_{pv} \cdot R_s) + (I_L \cdot R_{s1}) + (I_L \cdot R_{s4}) + (I_L \cdot R_L) + (I_L \cdot R_{co})$$

$$+ V_L + (I_{co} \cdot R_{co}) + V_{co} = 0 \quad (4.75)$$

$$I_{co} = I_{out} + I_L \quad (4.76)$$

Substituem-se as Equações (4.76) e (4.19) em (4.75) para obter (4.77).

$$-V_{pv} + (I_{out} \cdot D_1 \cdot R_s) + I_L \cdot (R_{s4} + R_{s1} + R_L + R_{co}) + V_L - (I_{out} \cdot R_{co}) + V_{co} = 0$$

$$-V_{pv} + I_{out} \left((R_s \cdot D_1) - R_{co} \right) + I_L \cdot (R_{s4} + R_{s1} + R_L + R_{co}) + V_L + V_{co} = 0$$

$$V_L = V_{pv} - \left((R_s \cdot D_1) - R_{co} \right) \cdot I_{out} - (R_{s4} + R_{s1} + R_L + R_{co}) \cdot I_L - V_{co} \quad (4.77)$$

A Equação que representa a derivada da tensão V_{co} é dada por (4.76) sendo proveniente da relação do nó 02.

Substituindo-se as Equações (4.9), (4.10) e (4.11) em (4.74), (4.76) e (4.77), obtém-se a representação em Equações de estado para o equacionamento desenvolvido a cima.

$$\dot{x}_1 = \frac{1}{C_i (R_s \cdot R_{ci})} \cdot u_1 - \frac{R_s}{C_i (R_s \cdot R_{ci})} \cdot x_2 - \frac{1}{C_i (R_s \cdot R_{ci})} \cdot x_1 \quad (4.78)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{L} \cdot u_1 - \frac{(R_s D_1) - R_{co}}{L} \cdot u_2 - \frac{(R_{s4} + R_{s1} + R_L + R_{co})}{L} \cdot x_2 - \frac{1}{L} \cdot x_3 \quad (4.79)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{1}{C_o} \cdot x_2 - \frac{1}{C_o} \cdot u_2 \quad (4.80)$$

Após obter as Equações que relacionam os estados com as entradas do modelo, faz-se o mesmo processo para obter as Equações que relacionam as saídas com os estados, e a saídas com as entradas.

Conforme a Equação (4.12), tem-se que: $y_1 = V_{in}$, $y_2 = I_L$ e $y_3 = V_{out}$. A obtenção da primeira saída é proveniente do desenvolvimento da malha 01, do circuito equivalente 03, com a relação presente na Equação (4.19), conforme a Equação abaixo.

$$y_1 = V_{in} = V_{ci} + (R_{ci} \cdot I_{ci})$$

$$y_1 = V_{ci} + [R_{ci} \cdot (I_{pv} - I_L)]$$

$$y_1 = V_{ci} + (R_{ci} \cdot D_1 \cdot I_{out}) - (R_{ci} \cdot I_L) \quad (4.81)$$

Considera-se que a segunda saída y_2 , é o valor médio da corrente I_L e está representada pela Equação (4.82).

$$y_2 = I_L \quad (4.82)$$

Por fim a terceira saída é obtida substituindo a Equação (4.76), na Equação para a tensão de saída do modo de operação.

$$y_3 = V_{out} = V_{co} + (R_{co} \cdot I_{co})$$

$$I_{co} = I_L - I_{out}$$

$$y_3 = V_{co} - (R_{co} \cdot I_{out}) + (R_{co} \cdot I_L) \quad (4.83)$$

Ao término da obtenção das três Equações de saídas, para o circuito equivalente 03, as manipulam-se algebricamente, substituindo as Equações (4.10) e (4.11) em (4.81), (4.82) e (4.83) para obter a representação em variáveis de estado.

$$y_1 = x_1 + (D_1 \cdot R_{ci}) \cdot u_2 - (R_{ci} \cdot x_2) \quad (4.84)$$

$$y_2 = x_2 \quad (4.85)$$

$$y_3 = x_3 - (R_{co} \cdot u_2) + (R_{co} \cdot x_2) \quad (4.86)$$

As matrizes A_1 , B_1 , C_1 e D_1 , são obtidas a partir das Equações (4.78) a (4.80) e (4.84) a (4.86), as quais relacionam os estados e as saídas, com as entradas do sistema modelado e estão representadas por (4.87), (4.88), (4.89) e (4.90).

$$A_1 = \begin{pmatrix} \frac{-1}{C_i(R_s \cdot R_{ci})} & \frac{-R_s}{C_i(R_s \cdot R_{ci})} & 0 \\ 0 & \frac{-(R_{s4} + R_{s1} + R_L + R_{co})}{L} & \frac{-1}{L} \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 \end{pmatrix} \quad (4.87)$$

$$B_1 = \begin{pmatrix} \frac{1}{C_i(R_s \cdot R_{ci})} & 0 \\ \frac{1}{L} & -\frac{((R_s D_1) - R_{co})}{L} \\ 0 & -\frac{1}{C_o} \end{pmatrix} \quad (4.88)$$

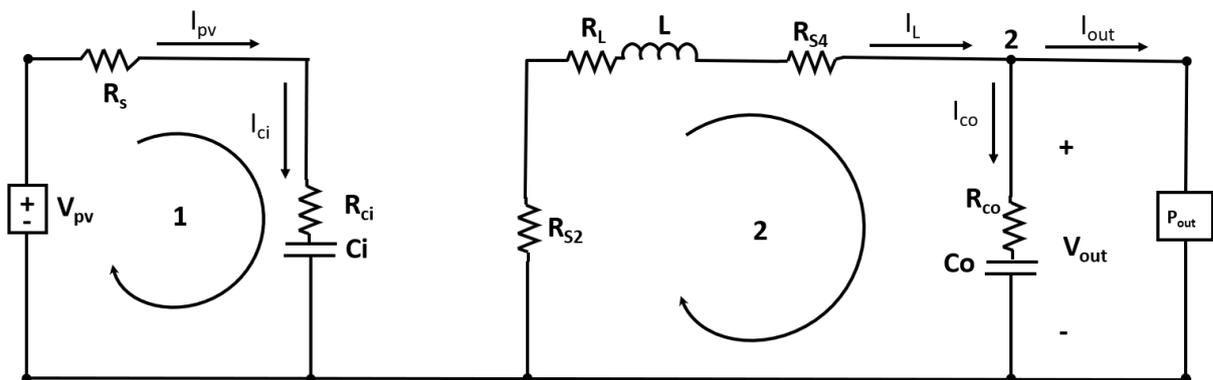
$$C_1 = \begin{pmatrix} 1 & -R_{ci} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & R_{co} & 1 \end{pmatrix} \quad (4.89)$$

$$D_1 = \begin{pmatrix} 0 & (R_{ci} \cdot D_1) \\ 0 & 0 \\ 0 & -R_{co} \end{pmatrix} \quad (4.90)$$

4.2.3.2 Circuito elétrico equivalente 04

A Figura 4.6, ilustra o circuito equivalente 04, para o modo de operação *Buck*, este modo de operação é determinado por Q1=Off, Q2=On, Q3=Off e Q4=On.

Figura 4.6 Circuito equivalente 04, para o modo de operação *Buck*



Fonte: próprio autor.

Equaciona-se a malha 01, admitindo que $I_{pv} = I_{out} \cdot D_1$ (Equação (4.19)), obtendo a Equação (4.91) a qual relaciona a derivada da tensão do capacitor C_i .

$$-V_{pv} + (I_{pv} \cdot R_s) + (I_{ci} \cdot R_{ci}) + V_{ci} = 0$$

$$-V_{pv} + (I_{out} \cdot R_s \cdot D_1) + (I_{ci} \cdot R_{ci}) + V_{ci} = 0$$

$$(I_{ci} \cdot R_{ci}) = +V_{pv} - (I_{out} \cdot R_s \cdot D_1) - V_{ci}$$

$$I_{ci} = \frac{V_{pv}}{R_{ci}} - \frac{V_{ci}}{R_{ci}} - \frac{(R_s \cdot D_1)}{R_{ci}} \cdot I_{out} \quad (4.91)$$

A Equação para a tensão V_L é obtida, desenvolvendo a malha 02 e admitindo que $I_{co} = I_L - I_{out}$.

$$-(I_L \cdot R_{s2}) + (I_L \cdot R_L) + V_L + (I_L \cdot R_{s4}) + (I_{co} \cdot R_{co}) + V_{co} = 0$$

$$I_L (-R_{s2} + R_L + R_{s4} + R_{co}) + V_L - (R_{co} \cdot I_{out}) + V_{co} = 0$$

$$V_L = (R_{co} \cdot I_{out}) - V_{co} - (-R_{s2} + R_L + R_{s4} + R_{co}) \cdot I_L \quad (4.92)$$

Para obter a Equação para a corrente do capacitor C_o , desenvolve-se o nó 02.

$$I_{co} = I_L - I_{out} \quad (4.93)$$

Fazendo a substituição das Equações (4.9), (4.10) e (4.11) em (4.91), (4.92) e (4.93) encontra-se a representação em variáveis de estados, para as Equações obtidas do circuito equivalente 04.

$$\dot{x}_1 = \frac{1}{(C_i \cdot R_{ci})} \cdot u_1 - \frac{1}{(C_i \cdot R_{ci})} \cdot x_1 - \frac{(R_s \cdot D)_1}{(C_i \cdot R_{ci})} \cdot u_2 \quad (4.94)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{R_{co}}{L} \cdot u_2 - \frac{1}{L} \cdot x_3 + \frac{- (+R_{s4} - R_{s2} + R_L + R_{co})}{L} \cdot x_2 \quad (4.95)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{1}{C_o} \cdot x_2 - \frac{1}{C_o} \cdot u_2 \quad (4.96)$$

A equação para a saída y_1 , pode ser obtida através da resolução da malha 01, do circuito equivalente 04, substituindo a Equação (4.19) e admitindo que $I_{ci} = I_{pv} = I_{out} \cdot D_1$, Equação (4.19).

$$y_1 = V_{in}$$

$$y_1 = V_{ci} + (R_{ci} \cdot I_{ci})$$

$$y_1 = (I_{out} \cdot R_{ci} \cdot D_1) + V_{ci} \quad (4.97)$$

Para a saída y_2 , admite-se que $I_{pv} = (D_1 \cdot I_{out})$ e que a saída está relacionada diretamente com a corrente I_L .

$$y_2 = I_L$$

$$y_2 = (I_{out} \cdot D_1) \quad (4.98)$$

A última saída y_3 , é obtida pela relação da tensão de saída V_{out} , com o nó 02 do conversor, conforme a Equação abaixo.

$$y_3 = V_{out} = V_{co} + (R_{co} \cdot I_{co})$$

$$I_{co} = I_L - I_{out}$$

$$y_3 = V_{co} - (R_{co} \cdot I_{out}) + (R_{co} \cdot I_L) \quad (4.99)$$

Substitui-se nas Equações encontradas para y_1 , y_2 e y_3 , as Equações (4.10) e (4.11), assim obtendo a representação em variáveis de estados, para as saídas do circuito equivalente 04.

$$y_1 = x_1 + (D_1 \cdot R_{ci}) \cdot u_2 \quad (4.100)$$

$$y_2 = (D_1 \cdot u_2) \quad (4.101)$$

$$y_3 = x_3 - (R_{co} \cdot u_2) + (R_{co} \cdot x_2) \quad (4.102)$$

Utilizando das Equações (4.94) a (4.96) é possível encontrar as matrizes A_2 e B_2 , para as matrizes C_2 e D_2 utiliza-se das Equações (4.100) a (4.102).

$$A_2 = \begin{pmatrix} \frac{-1}{C_i(R_s \cdot R_{ci})} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-(R_{s4} - R_{s2} + R_L + R_{co})}{L} & \frac{-1}{L} \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 \end{pmatrix} \quad (4.103)$$

$$B_2 = \begin{pmatrix} \frac{1}{(C_i \cdot R_{ci})} & \frac{(-R_s \cdot D_1)}{(C_i \cdot R_{ci})} \\ 0 & \frac{R_{co}}{L} \\ 0 & \frac{-1}{C_o} \end{pmatrix} \quad (4.104)$$

$$C_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & R_{co} & 1 \end{pmatrix} \quad (4.105)$$

$$D_2 = \begin{pmatrix} 0 & (R_{ci} \cdot D_1) \\ 0 & D_1 \\ 0 & -R_{co} \end{pmatrix} \quad (4.106)$$

Com todas as matrizes obtidas para o modo de operação *Buck*, substituem-se as Equações (4.87), (4.88), (4.103) e (4.104) em (4.7) para obter as matrizes A e B para a representação de espaço de estados médios, e para as matrizes C e D substituem-se as Equações (4.89), (4.90), (4.105) e (4.106) em (4.8).

$$A = \begin{pmatrix} \frac{-[(-D_1 \cdot R_s) + R_s + R_{ci}]}{(C_i \cdot R_{ci}) \cdot (R_s + R_{ci})} & \frac{-(D_1 \cdot R_s)}{C_i \cdot (R_s + R_{ci})} & 0 \\ 0 & \frac{-[(D_1 \cdot R_{s1}) + (D_1 \cdot R_{s2}) - R_{s2} + R_{s4} + R_L + R_{co}]}{L} & \frac{-1}{L} \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 \end{pmatrix} \quad (4.107)$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{R_s + R_{ci} - (R_s \cdot D_1)}{(R_{ci} \cdot C_i) \cdot (R_s + R_{ci})} & \frac{((D_1 - 1) \cdot R_s \cdot D_1)}{(C_i \cdot R_{ci})} \\ \frac{D_1}{L} & \frac{(-R_s \cdot D_1^2) + R_{co}}{L} \\ 0 & \frac{-1}{C_o} \end{pmatrix} \quad (4.108)$$

$$C = \begin{pmatrix} 1 & -(D_1 \cdot R_{ci}) & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & R_{co} & 1 \end{pmatrix} \quad (4.109)$$

$$D = \begin{pmatrix} (D_1 - 1) & (D_1 \cdot R_{ci}) \\ 0 & 0 \\ 0 & -R_{co} \end{pmatrix} \quad (4.110)$$

4.2.3.3 Obtenção das funções de transferência para o modo *Buck*.

Para obtenção das funções de transferência, utiliza-se dos mesmos parâmetros para o modelo matemático elaborado para o modo de operação *Boost*. O que será alterado, para o modo de operação *Buck*, é o valor da corrente de entrada no conversor, proveniente do módulo fotovoltaico. Pois, para que o conversor *FSBB* entre em modo abaixador de tensão, a tensão em sua saída V_{out} , deve ter uma menor magnitude do que a tensão de entrada V_{pv} .

Como as correntes e as tensões no conversor *Buck*, são inversamente proporcionais, admite-se a relação entre as correntes I_{pv} na entrada do conversor e I_{out} na saída do conversor.

A corrente produzida pelo módulo fotovoltaico varia conforme a irradiância solar, utilizando do recurso *Solar Module*, obtêm-se os parâmetros para o módulo fotovoltaico BYD330P6K-36. Os parâmetros obtidos, não serão para a irradiância solar à 1000 W/m^2 , mas sim para um valor de menor amplitude, 350 W/m^2 .

Utiliza-se como referência os valores encontrados na Tabela 4.2 a qual contém os parâmetros usados para o modelo matemático do modo de operação *Boost*, substitui-se a corrente de entrada I_{pv} , por $3,07 \text{ A}$, valor obtido pelo *Solar Module*. A razão cíclica D_1 na Equação (4.111), é obtida substituindo na Equação (4.19), os valores de I_{out} e I_{pv} .

$$D_1 = \frac{I_{pv}}{I_{out}} = 0,682 \quad (4.111)$$

O primeiro passo é encontrar os vetores de estados médios representado pela Equação (4.112). A obtenção deste vetor é feita substituindo os parâmetros presentes na Tabela 4.2, junto as Equações (4.63) e (4.111), nas Equações (4.107) e (4.108), as quais serão substituídas em (4.62). O vetor de entradas não se altera para este modo de operação, logo sendo o mesmo, Equação (4.63).

$$x = \begin{bmatrix} 38,88 \\ 4,5 \\ 27,03 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (4.112)$$

Para as matrizes de espaço de estados médios, substitui-se a Tabela 4.2, considerando I_{pv} como sendo $3,07\text{A}$, junto a Equação (4.111) nas Equações (4.107) a (4.110).

$$A = \begin{pmatrix} -4,75 \cdot 10^5 & -1,446 \cdot 10^5 & 0 \\ 0 & -0,00175 \cdot 10^5 & -0,030 \cdot 10^5 \\ 0 & 0,4545 \cdot 10^5 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.113)$$

$$B = \begin{pmatrix} 4,75 \cdot 10^7 & -1,407 \cdot 10^7 \\ 2,05 \cdot 10^2 & -605 \\ 0 & -4,545 \cdot 10^4 \end{pmatrix} \quad (4.114)$$

$$C = \begin{pmatrix} 1 & -0,0010 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0,0015 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.115)$$

$$D = \begin{pmatrix} -0,33 & 0,001 \\ 0 & 0 \\ 0 & -0,0015 \end{pmatrix} \quad (4.116)$$

Para as funções de transferência que representam o comportamento do modo *Buck*. Substituem-se os vetores de entrada, Equação (4.63) e de estados médios, Equação (4.112), junto às matrizes: A, B e C, Equações (4.113) a (4.115), C₁ e D₁, Equações (4.89) e (4.90), C₂ e D₂, Equações (4.105) e (4.106) na Equação (4.18).

$$G_{vid}(s) = \frac{39,993 \cdot [(s + 4,75 \cdot 10^{07}) \cdot (s + 4,75 \cdot 10^{07}) \cdot (s^2 + 179s + 1,395 \cdot 10^{08}) \cdot (s^2 + 167,2s + 1,399 \cdot 10^{08})]}{(s + 4,75 \cdot 10^{07})^2 \cdot (s^2 + 179s + 1,4 \cdot 10^{08})^2} \quad (4.117)$$

$$G_{ILd}(s) = \frac{1,18 \cdot 10^{05} \text{ s}}{(s^2 + 179s + 1,4 \cdot 10^{08})} \quad (4.118)$$

$$G_{Vod}(s) = \frac{178,23 \cdot [(s + 3,03 \cdot 10^{07}) \cdot (s^2 + 179s + 1,399 \cdot 10^{08})]}{(s^2 + 179s + 1,4 \cdot 10^{08})^2} \quad (4.119)$$

4.3 Projeto dos controladores para a aplicação distribuída do conversor *FSBB*.

4.3.1 Projeto do controlador PID para perturbações na tensão de entrada do conversor *FSBB* operando em modo *Boost*

Com a obtenção da função de transferência (FT) que relaciona as perturbações para a tensão de entrada no conversor *FSBB*, para o modo de operação *Boost* Equação (4.69). Faz-se a sintonia do controlador C₂(s), o qual será responsável por garantir que o conversor siga a referência gerada pelo algoritmo *MPPT P&O*, conforme a potência produzida pelo módulo fotovoltaico sofre alterações.

A função de transferência G_{vid}, apresenta margem de ganho (MG) infinita, margem de fase de 77° e frequência de cruzamento em 94.544 rad/s.

Os valores que representam os polos estão representados na Tabela 4.3, provenientes das raízes do denominador da função de transferência, os valores dos zeros os quais são obtidos pelas raízes do numerador da função de transferência. A magnitude dos polos e zeros foram obtidos para a função de transferência G_{vid} em malha aberta, ou seja, sem a influência do controlador.

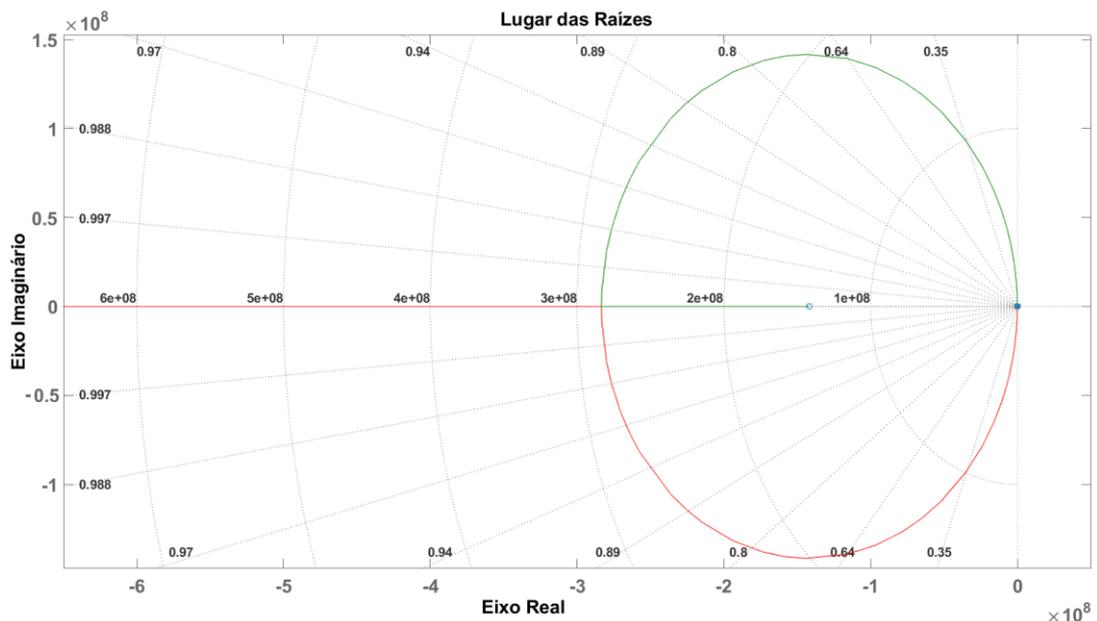
O sistema não apresenta polos e zeros no semiplano da direita, é composto por 10 polos (8 complexos conjugados e 2 reais) e por 9 zeros (3 reais e 6 complexos conjugados). A Figura 4.7 ilustra o lugar das raízes para a G_{vid} em malha aberta.

Tabela 4.3 Polos e Zeros da função de transferência G_{vid} em malha aberta

Polos	Zeros
-475030,058	-141843971,631
-475030,033	-475030,045
$-82,4 \pm j6047,364$	-2937,685
$-83,135 \pm j6047,265$	$-827,189 \pm j6047,019$
$-82,301 \pm j6046,629$	$-82,655 \pm j6046,911$
$-83,036 \pm j6046,530$	$-82,780 \pm j6046,9108$

Fonte: próprio autor

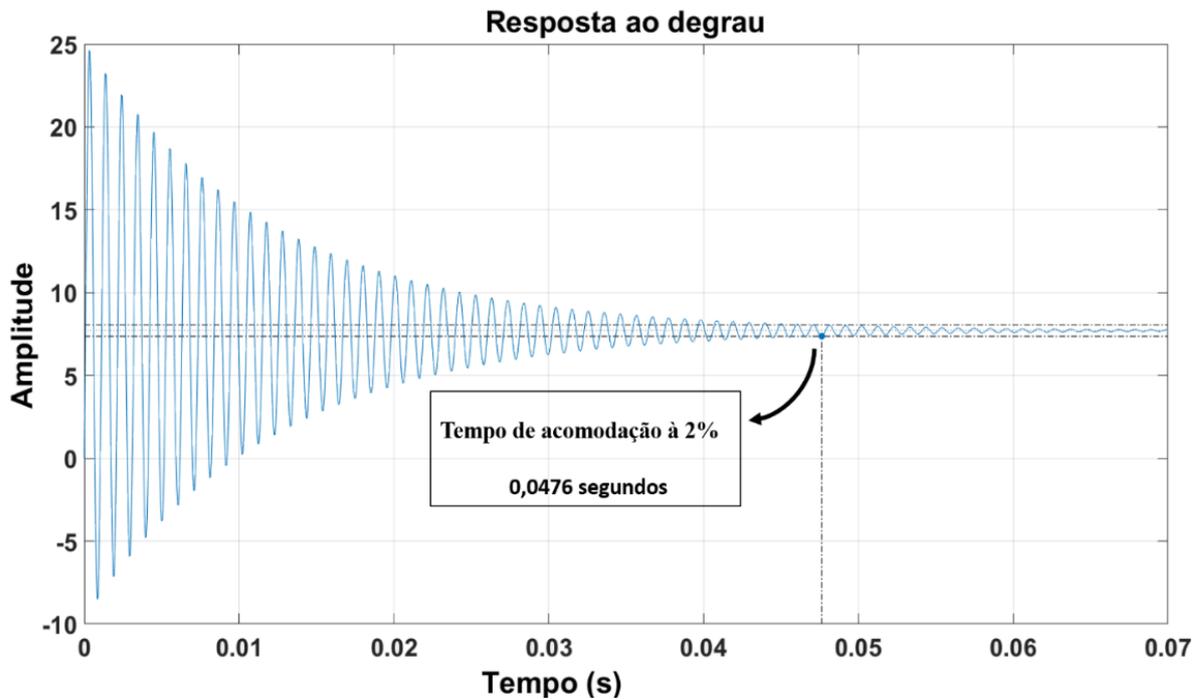
Figura 4.7 Lugar das raízes para a função de transferência G_{vid} em malha aberta.



Fonte: próprio autor.

Plota-se a resposta ao degrau para a função de transferência $G_{vid}(s)$, com a finalidade de observar o comportamento da mesma. Conforme a Figura 4.8, a função de transferência, apresenta aspectos de um sistema oscilatório, com um tempo de acomodação de 47,06ms.

Figura 4.8 Resposta ao degrau para a função de transferência G_{vid} em malha aberta.



Fonte: próprio autor.

Não é viável este comportamento oscilatório conforme a figura supracitada para a aplicação do conversor *FSBB*, o controlador projetado irá alterar o LRG, com a inserção de polos e zeros, modificando a resposta da função, tornando-a a mais viável para a proposta.

A função de transferência para o controlador $C_2(s)$ está representada pela Equação (4.120) em polos e zeros e pela Equação (4.121) em constante de tempo. A função de transferência em malha fechada $T_{vid}(s)$ é representada pela Equação (4.122).

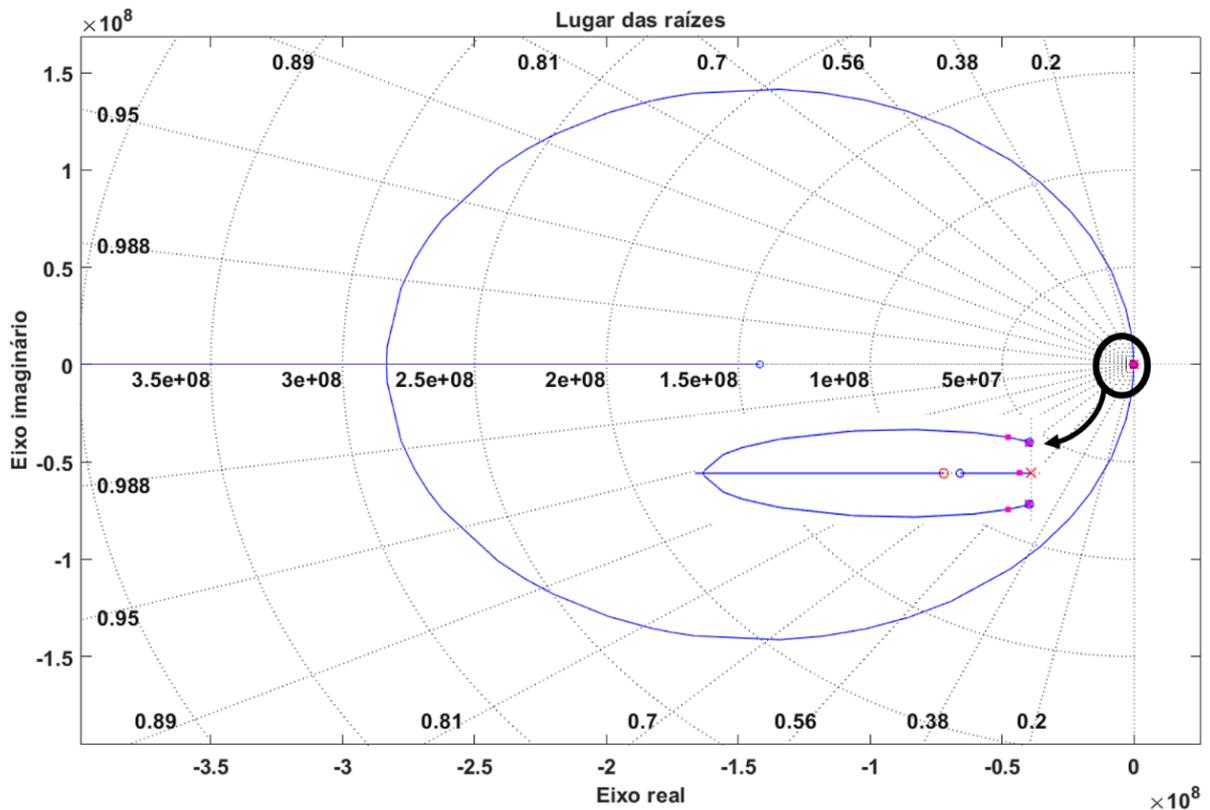
$$C_2(s) = \frac{23,611 \cdot 10^{-3} (s + 3600)}{s} \quad (4.120)$$

$$C_2(s) = \frac{85 \cdot (s + 0,28 \cdot 10^{-3})}{s} \quad (4.121)$$

$$T_{vid}(s) = \frac{321,36 \cdot s \cdot [(s + 1,41810^8) \cdot (s + 4,75 \cdot 10^5) \cdot (s + 2938) \cdot (s^2 + 165,4s + 3,657 \cdot 10^7)^3]}{[(s + 4,728 \cdot 10^5) \cdot (s + 4,7510^5) \cdot (s + 475) \cdot (s^2 + 165,4s + 3,65710^7)^3 \cdot (s^2 + 1936s + 5,066 \cdot 10^7)]} \quad (4.122)$$

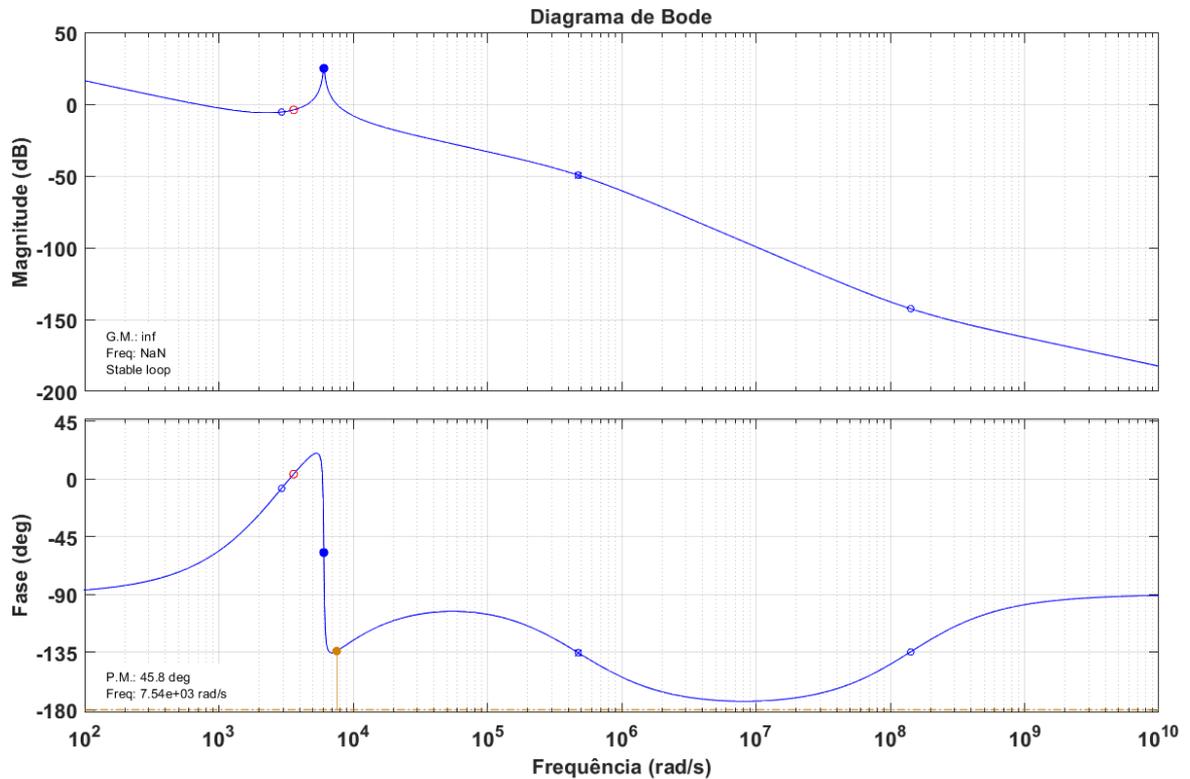
Projetou-se um controlador Pi (proporcional integral), para a função de transferência $G_{vid}(s)$, inserindo um polo na origem, ou seja, em (zero) para que o controlador rejeite perturbações e siga a sua referência. Não é feito nenhum cancelamento de polos ou zeros, apenas a inserção de um zero com a magnitude de -3600. A Figura 4.9, esboça o lugar das raízes para o sistema em malha fechada, destacando-se o polo e zero inserido e em sequência a Figura 4.10, apresenta o diagrama de bode para o sistema em malha fechada.

Figura 4.9 Lugar das raízes, para a função de transferência em malha fechada T_{vid} .



Fonte: próprio autor.

Figura 4.10 Diagrama de Bode em malha fechada para a função de transferência T_{vid} .



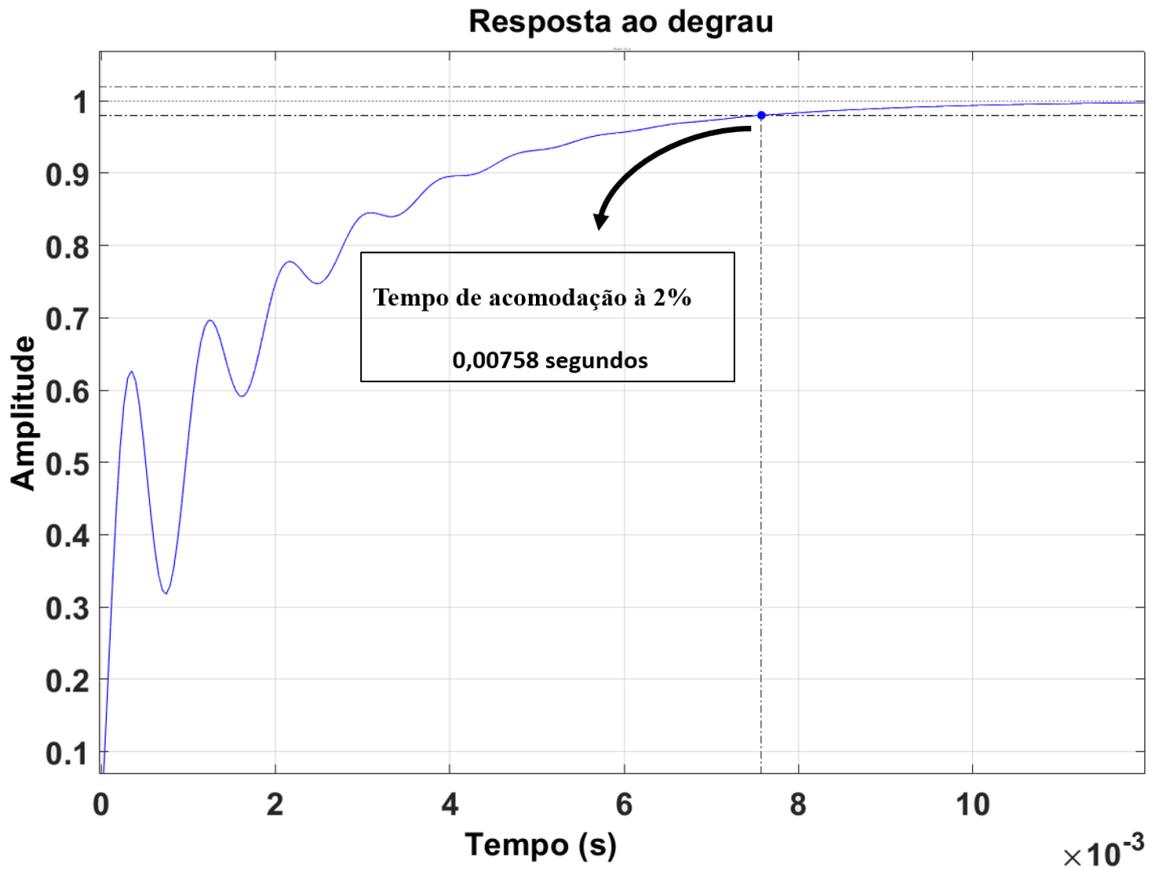
Fonte: próprio autor.

O sistema em malha fechada, apresenta-se estável com margem de ganho infinita, ou seja, em teoria não há limites para o ganho k_c do controlador $C_2(s)$, porém deve-se respeitar a saturação do controlador.

A margem de fase foi alterada de 77° , para $45,8^\circ$ mantendo-se um controle conservador, com uma resposta mais agressiva, e com uma frequência de cruzamento de 7540 rad/s.

A Figura 4.11, mostra a resposta ao degrau unitário para o sistema em malha fechada. Em relação à resposta do sistema, que antes era oscilatório, com a inserção do controlador o sistema tem aspectos de um sistema superamortecido. Não apresenta *overshoot* e o seu tempo de acomodação de 2%, é cerca de 7,58 ms, tornando-se a resposta em malha fechada mais rápida do que em malha aberta.

Figura 4.11 Resposta ao degrau para o sistema em malha fechada.



Fonte: próprio autor.

4.3.2 Projeto do controlador ótimo pelo método *LQR* para o modo *Boost*

O método *Linear Quadratic Regulator (LQR)*, traz a ideia de controle ótimo, ou seja, operar um sistema dinâmico com o menor custo possível. O segundo método de controle proposto ao modo *Boost* consiste em projetar um controlador por realimentação de estados mais integradores, pelo método *LQR*.

Para as entradas do sistema, adotam-se: a variável V_{ref} proveniente do algoritmo *P&O*, e a corrente drenada pela carga I_{out} . Assume-se que pequenas perturbações nestas variáveis, alteram as potências de entrada e saída no conversor. Em outras palavras pequenas perturbações na variável V_{ref} , fariam a tensão na saída do conversor em modo *Boost* aumentar ou diminuir para manter o equilíbrio de potência no sistema, considerando constantes as correntes de entrada e saída do conversor.

O controlador baseia-se em realimentar os estados V_{ci} , I_L e V_{co} , com a inserção de integradores cujo objetivo é garantir que a saída do sistema rejeite perturbações e siga a referência. Os ganhos que foram o ajuste dos estados, são obtidos pelo método *LQR*, mediante o ajuste das matrizes Q e R , de ponderação. A matriz Q , tem uma relação direta com os

estados do sistema, já a matriz R relaciona-se com as entradas diminuindo o risco de saturação e consumo de energia, basicamente o custo de controle. A Equação (4.123) ilustra a estrutura para a utilização da função LQR , a qual retorna os ganhos para os integradores e estados, e os polos para o sistema.

$$[K, S, P] = lqr(A_L, B_L, Q, R) \quad (4.123)$$

Utiliza-se das matrizes A, B e C de estados médios Equações(4.59) (4.60) e (4.61). A matriz aumentada A_L concatena as informações das matrizes A, C e a quantidade de integradores (sendo um para cada entrada está representada pela equação (4.124). A matriz B_L equação (4.125), concatena as informações das quantidades de integradores com a matriz B.

$$A_L = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0,0015 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 51.136 & 0 \\ 0 & 0 & -475030 & -212.053 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -165 & -1573 \\ 0 & 0 & 0 & 23243 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.124)$$

$$B_L = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 475.030 & 0 \\ 3.076 & -2.686 \\ 0 & -4.5454 \end{pmatrix} \quad (4.125)$$

As matrizes Q e R, são ajustadas conforme análises durante o processo de projeto do controlador, encontrando o valor o qual apresenta a melhor resposta conforme o projetista, as matrizes de ponderação estão representadas pelas equações(4.126) e (4.127).

$$Q = \begin{pmatrix} 3,27 \cdot 10^9 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3,27 \cdot 10^9 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 5559 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 5559 \end{pmatrix} \quad (4.126)$$

$$R = \begin{pmatrix} 6,25 \cdot 10^{-5} & 0 \\ 0 & 0,05 \end{pmatrix} \quad (4.127)$$

Substituindo-se os valores das equações(4.124) a (4.127) em (4.123) , obtêm-se os valores contidos na Tabela 4.4 para os ganhos obtidos pela função *LQR*, separados em ganhos para os integradores e o ganho para os estados e para os polos. Sendo a primeira linha para a saída V_{ref} e a segunda linha referente a saída I_{out} .

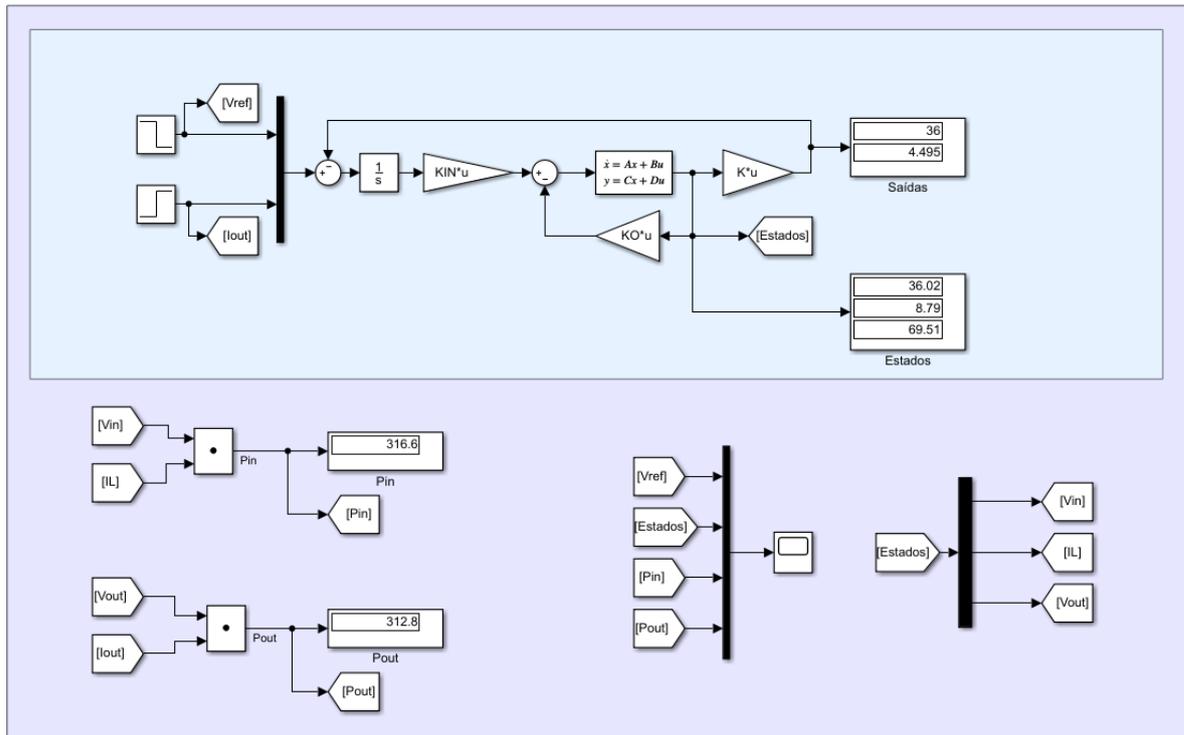
Tabela 4.4 Ganhos obtidos pela função *LQR*

Ganhos Integradores		Ganhos Estados			Polos
$30,66 \cdot 10^4$	$2,26 \cdot 10^6$	27	$2,3 \cdot 10^3$	180	-21,11
					$-15,26 \cdot 10^6$
					$-21,26 \cdot 10^5$
$-25,50 \cdot 10^4$	$34,50 \cdot 10^3$	0,505	69,34	-340	$-3839,24 \pm j42,85$

Fonte: próprio autor

Para obtenção das respostas provenientes do controle *LQR*, elaborou-se uma simulação, utilizando os ganhos calculados, considerou que o ponto de operação para o controlador *LQR* é o mesmo utilizado para o modelo do conversor *FSBB* em modo *Boost*. A Figura 4.12 esboça a estratégia de controle simulada. A potência de P_{in} , de entrada no conversor, é produto entre os estados V_{in} e I_L , já a potência P_{out} é obtida pelo produto do estado V_{out} e da entrada I_{out} . Conforme há perturbações na entrada V_{ref} , o controle ajusta V_{out} a qual é livre para excursionar de maneira a obter o equilíbrio entre as potências de entrada e saída.

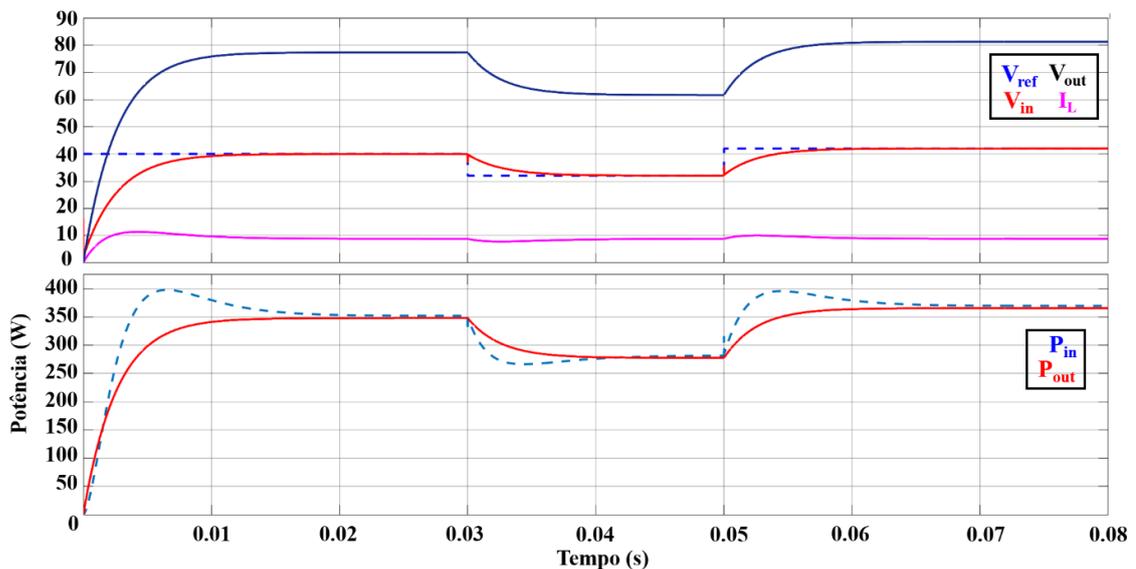
Figura 4.12 Esquema de controle para simulação do modo *Boost* utilizando o controlador *LQR*.



Fonte: próprio autor

Observa-se na Figura 4.12, os valores dos estados obtidos para o ponto de operação, é o mesmo da Equação (4.64). Há uma pequena divergência entre os valores das potências P_{in} e P_{out} , O conversor *FSBB* considera as resistências séries em seu circuito elétrico, logo há pequenas perdas entre a entrada e a saída do processo, a Figura 4.13 ilustra o controle por *LQR*, para degraus na variável V_{ref} .

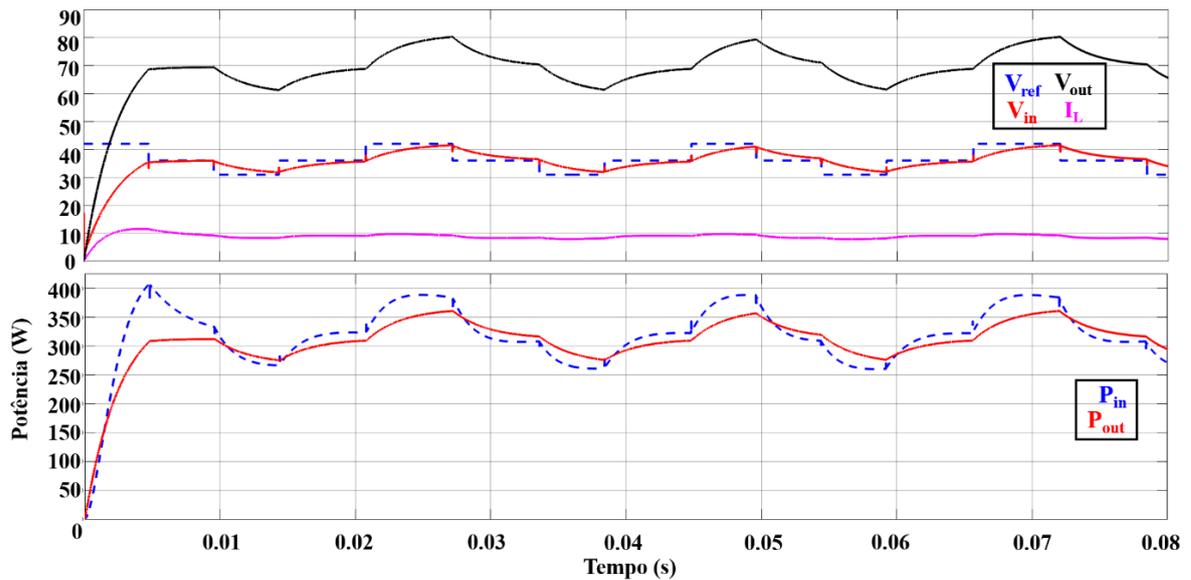
Figura 4.13 Resposta ao degrau do controlador *LQR* projetado para o modo de operação *Boost*.



Fonte: próprio autor

Foram aplicadas pequenas perturbações na variável V_{ref} , representando o processo que o algoritmo *MPPT* conduziria quando houvesse variações na potência gerada pelo módulo fotovoltaico. O controle respondeu como esperado, mediante as perturbações a tensão V_{out} , ajustou-se para garantir o equilíbrio entre as potências P_{in} e P_{out} , no conversor *FSBB*, processo ilustrado pela Figura 4.14.

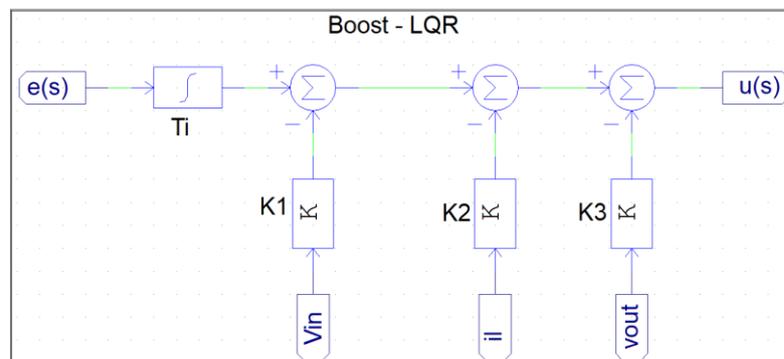
Figura 4.14 Resposta do controlador *LQR* á perturbações em V_{ref} , reproduzindo o princípio de funcionamento do algoritmo *MPPT P&O*.



Fonte: próprio autor

Para a implementação deste controlador no *software PSIM*, não há necessidade de uma segunda entrada, sendo imperativo implementar os ganhos referentes apenas à entrada V_{ref} . Conforme Tabela 4.4, admitem-se os valores: $T_i = 2,26.106$, $K_1=27$, $K_2=2,3.10^3$ e $K_3=180$ sendo, $e(s)$ o erro na entrada do controlador e $u(s)$ o seu sinal de saída, Figura 4.15.

Figura 4.15 Implementação controlador *LQR* no *software PSIM*.



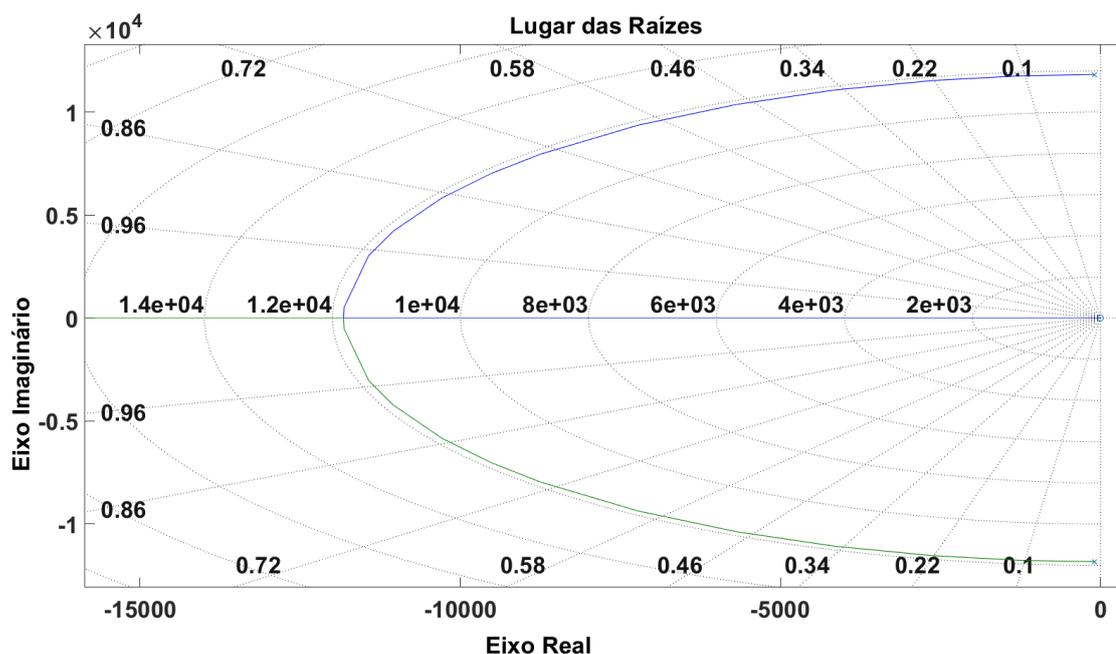
Fonte: próprio autor

4.3.3 Projeto do controlador PID para perturbações na corrente de entrada do conversor *FSBB* operando em modo *Buck*

Com a função de transferência que correlaciona as perturbações na corrente de entrada do conversor *FSBB* Equação (4.118), será utilizada para obtenção dos ganhos do controlador para o modo de operação *Buck*. A referência gerada pelo algoritmo *MPPT* provém das perturbações que o mesmo realiza às variáveis I_{pv} e V_{pv} , mediante variações na potência P_{pv} do módulo fotovoltaico. Mediante este cenário não se torna um problema sintonizar os ganhos do controlador, utilizando da função de transferência $G_{ILD}(s)$.

A Figura 4.16 mostra o lugar das raízes em malha aberta para a função de transferência, o qual contém um par de polos complexos conjugados com magnitude em $-89,48 \pm j1,1826 \cdot 10^4$ e um zero extremamente próximo à origem em $-7,5 \cdot 10^{-12}$, GM infinita, PM de 90° e frequência de cruzamento em $1,12 \cdot 10^5$ rad/s.

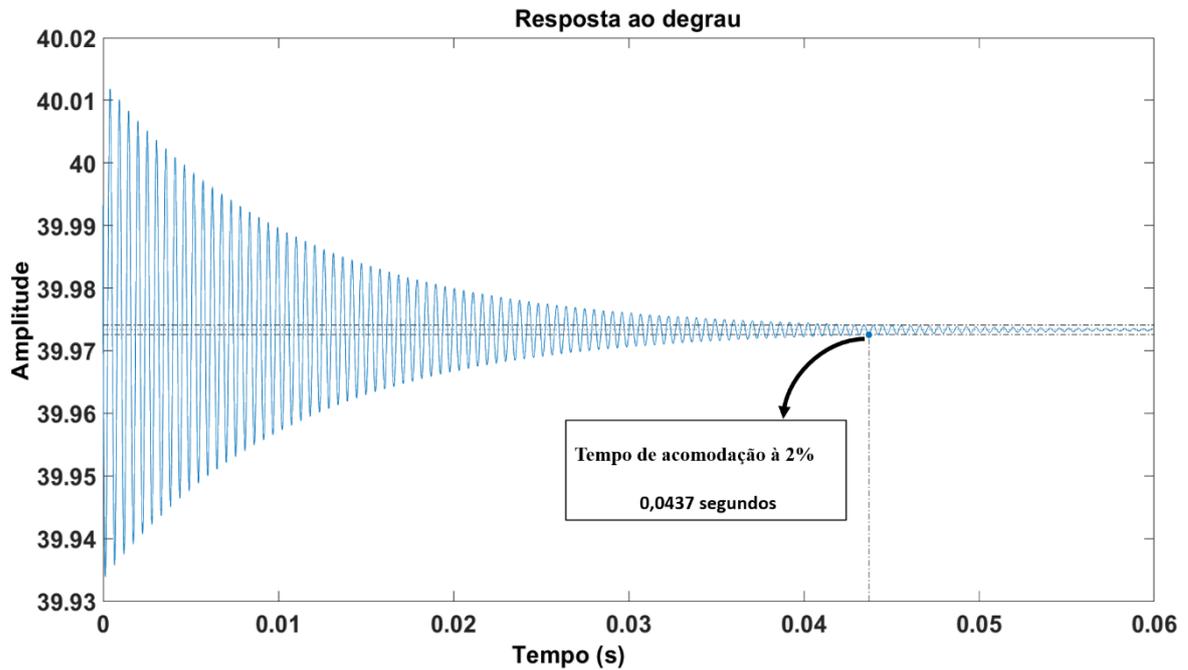
Figura 4.16 Lugar das Raízes para função de transferência $G_{ILD}(s)$



Fonte: próprio autor

Para a sintonia de controladores, não é recomendado que haja cancelamento de polos e/ou zeros. Os sistemas podem conter polos e/ou zeros com valores divergentes entre o modelo teórico e real, esta divergência pode ser de uma magnitude ínfima e causar instabilidade ao controle implementado. O aconselhável é inserir polos e/ou zeros com o controlador de maneira a atrair os polos e zeros da planta. Esboçado na Figura 4.17 encontra-se a resposta ao degrau em malha aberta para a função de transferência de interesse, com tempo de acomodação de 0,047 segundos e de caráter oscilatório.

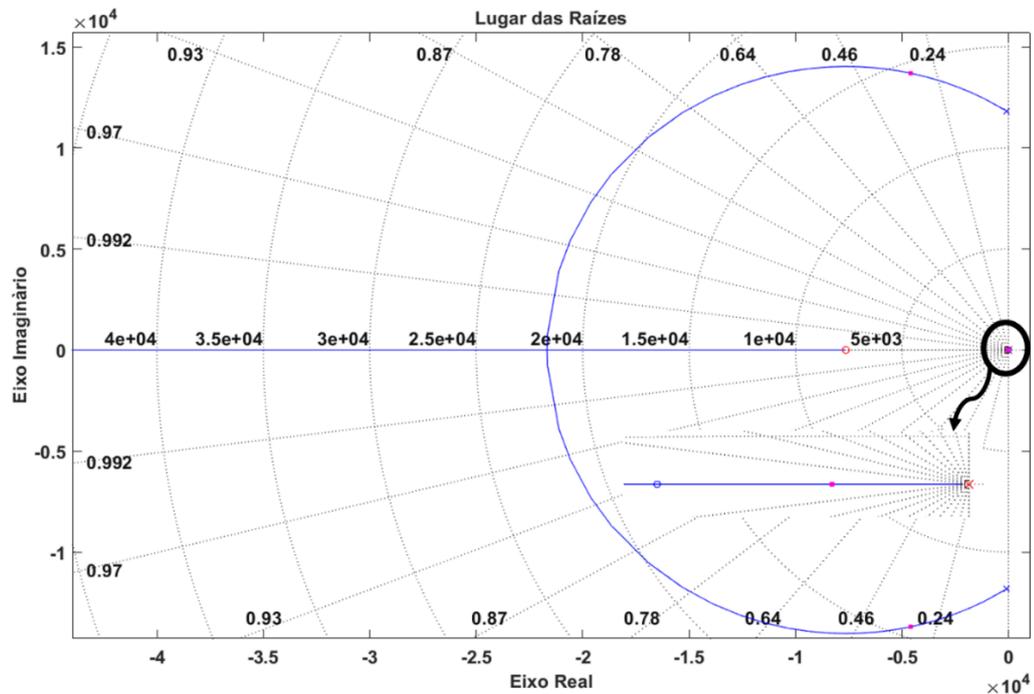
Figura 4.17 Resposta ao degrau em malha aberta para função de transferência $G_{ILD}(s)$



Fonte: próprio autor

A Figura 4.18 ilustra o lugar das raízes em malha fechada, após a inserção dos polos e zeros do controlador e logo em sequência uma breve descrição sobre as alterações feitas.

Figura 4.18 Lugar da Raízes para o sistema em malha fechada.



Fonte: próprio autor

Para a sintonia do controlador insere-se primeiramente um polo na origem, e um zero com magnitude -7540 . O polo inserido garante que o controle rejeite perturbações, siga a

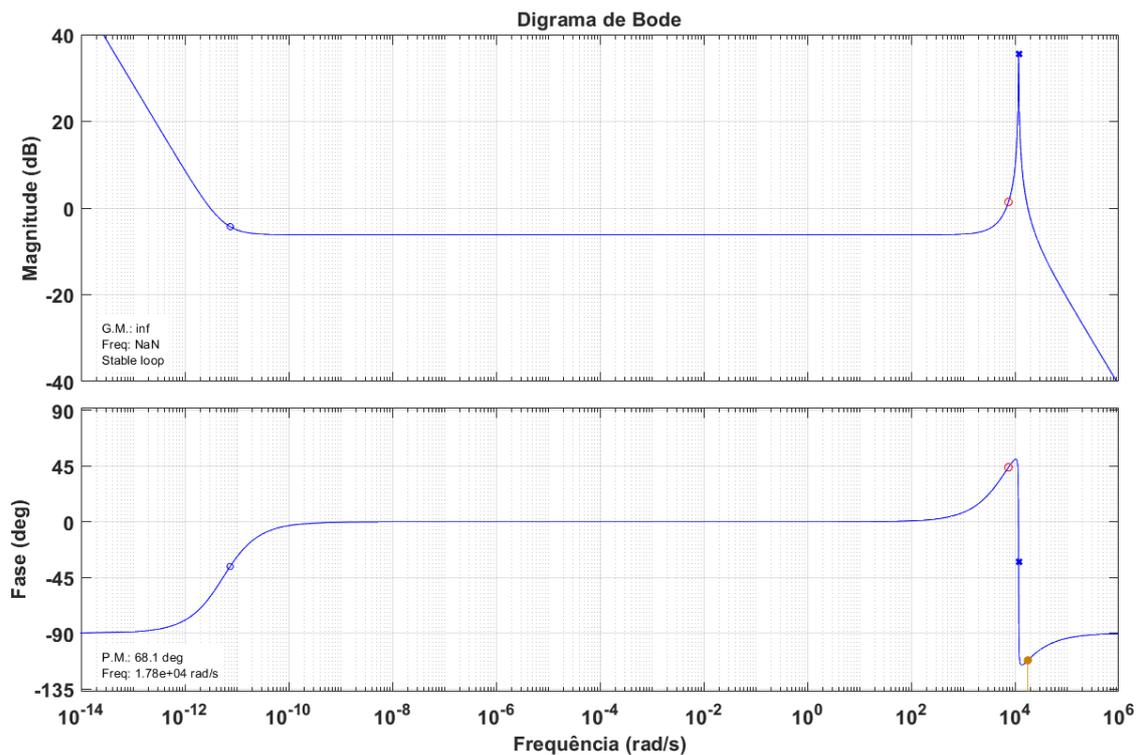
referência, como há o zero da planta, próximo à origem com a inserção do polo do controlador o caminho das raízes entre ambos termina. O problema é com o par de polos conjugados que vão terminar o lugar das raízes no infinito, tornando a resposta em malha fechada oscilatória com a inserção do zero em -7540 , o caminho das raízes é atraído para ele. A função de transferência do controlador $C_1(s)$ está representada pela equação (4.128) em polos e zeros e em constante de tempo pela equação (4.129), em sequência a elas está a função de transferência em malha fechada $T_{ILD}(s)$ e o diagrama de bode está representado pela Figura 4.19.

$$C_2(s) = \frac{76,85 \cdot 10^{-3} (s + 7540)}{s} \quad (4.128)$$

$$C_2(s) = \frac{580 \cdot (s + 0,13 \cdot 10^{-3})}{s} \quad (4.129)$$

$$T_{ILD}(s) = \frac{1,1882 \cdot 10^{05} s^2}{s^3 + 9310s^2 + 2,087 \cdot 10^{08} s} \quad (4.130)$$

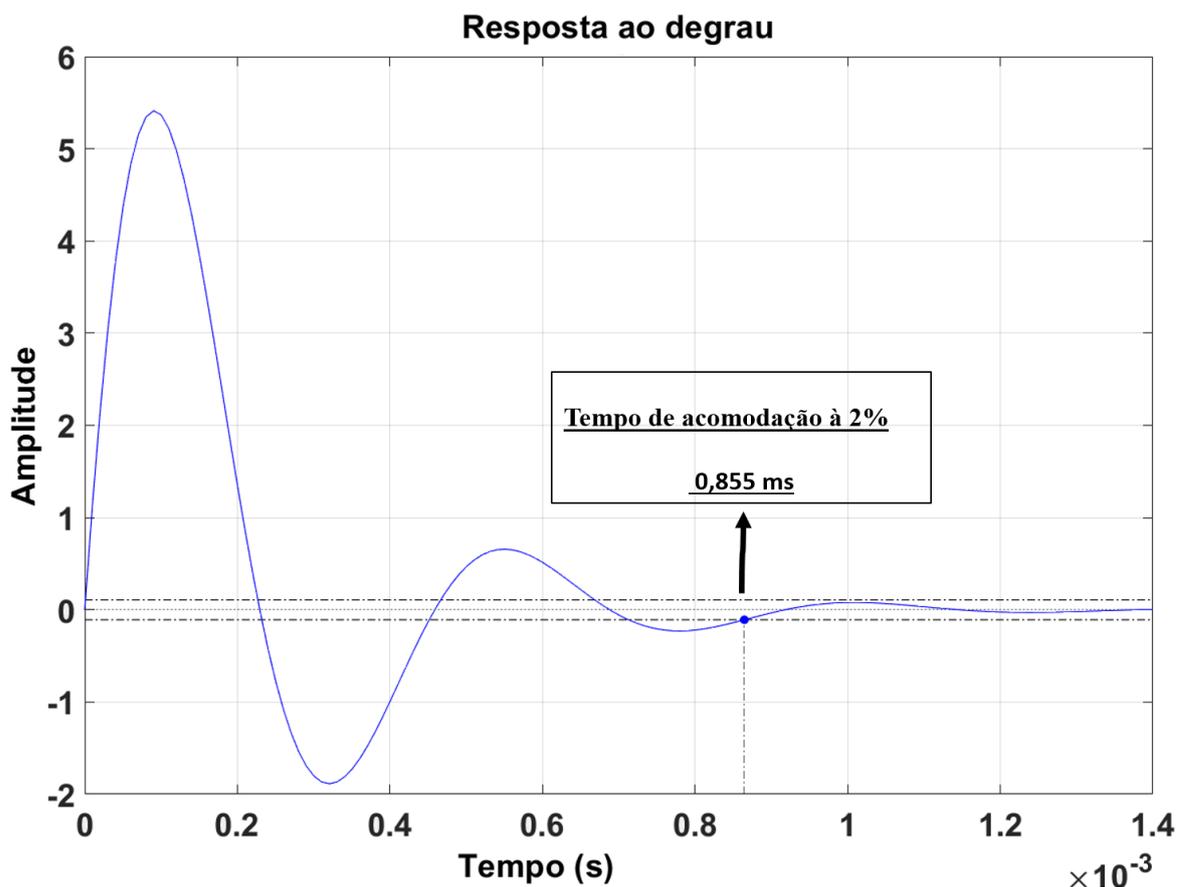
Figura 4.19 Diagrama de Bode para a função de transferência em malha fechada $T_{ILD}(s)$



Fonte: próprio autor

A função de transferência $T_{ILD}(s)$, apresenta GM infinita, PM em 68° e frequência de cruzamento em $1,78 \cdot 10^4$ rad/s, com um tempo de acomodação em $855 \mu\text{s}$, a Figura 4.20 ilustra a resposta ao degrau para a função de transferência.

Figura 4.20 Resposta ao degrau em malha fechada para a função unção de transferência $T_{ILD}(s)$.



Fonte: próprio autor

4.4 Considerações finais

Este capítulo apresentou detalhadamente o modelo matemático do conversor *FSBB* e seus dois modos de operação *Buck* e *Boost*, equacionando-o para obter as funções de transferência utilizando da técnica de espaço de estados médios. A sintonia dos controladores se dá para pequenas perturbações em torno do ponto de operação utilizado para desenvolver o modelo matemático do conversor.

O conversor atua levando a potência em sua entrada para a saída, os controladores garantem a estabilidade do sistema, extraindo o máximo que cada um dos modos de operação pode oferecer. O algoritmo *MPPT P&O* gera uma referência ao controle devido a mudanças sofridas pela potência do módulo fotovoltaico em função de fatores externos e/ou climáticos. Pois, o algoritmo *MPPT* está constantemente “perturbando” as variáveis do módulo

fotovoltaico para encontrar o ponto de máxima potência. Se a corrente do módulo sofre mudanças por conta da irradiância solar, a potência do módulo fotovoltaico irá variar e o algoritmo incrementa ou decrementa a sua variável de referência. O mesmo processo ocorre para a tensão do módulo fotovoltaico, que em relação à corrente sofre variações de menor magnitude.

O modo *Boost* contribui como uma fonte de tensão, já que, para o conversor *FSBB* entrar neste modo de operação, o módulo fotovoltaico encontra-se produzindo uma corrente com uma magnitude mais elevada do que a de saída. Exigindo que uma tensão de maior amplitude do que a tensão na entrada do conversor seja entregue, logo obtendo o equilíbrio entre potência de entrada e potência de saída. O controlador para este modo teve seus ganhos ajustados utilizando da função de transferência para tensão de entrada, visto que não há necessidade de se controlar a tensão de saída do conversor, pois a mesma é livre para excursionar.

O modo *Buck* contribui como uma fonte de corrente, dado que, para o conversor *FSBB* comutar para este modo, a corrente do módulo fotovoltaico deve ser inferior à corrente na saída do conversor que vai para carga. Sendo imperativo que o conversor para equilibrar a potência de saída com a de entrada, entregue uma tensão de saída com uma magnitude mais baixa do que a de entrada. Optou-se por encontrar os ganhos do controlador em função das perturbações para a corrente de entrada, dado que que o conversor sustenta a corrente de saída. Não causando nenhum conflito com a variável de referência, pois o conversor *FSBB* opera como fonte de potência.

A tensão na saída do conversor *FSBB* para a extração de máxima potência é uma consequência. Em outras palavras acontece um controle indireto para a tensão de saída, à medida que se atua na razão cíclica controlando a variável de interesse, também se atua na tensão de saída do conversor.

Em relação aos controladores projetados, não houve necessidade de se utilizar da ação de controle derivativa, logo projetando dois controladores PIs para a proposta. O projeto dos controladores foi pelo lugar das raízes, respeitando o tempo de 2%. Para o modo de operação *Buck* não se projetou um controlador *LQR*, pois este modo de operação está vinculado diretamente à estratégia de controle, para a transição suave entre os dois modos de operação do conversor *FSBB*. Mantendo apenas a alternativa com o controlador PI.

Não foram adotados requisitos específicos para os projetos dos controladores, os critérios de projeto foram baseados em observar o comportamento em malha fechada: da resposta ao degrau, o tempo de acomodação e a resposta em frequência.

O tempo de acomodação projetado é menor que o de malha aberta, ou seja, deixando o sistema em malha fechada mais rápido do que em malha aberta. Pode ocasionar em alguns casos a saturação dos controladores e instabilidade, dependendo do sistema, reforçando a necessidade de se utilizar da ação de *anti-windup*.

Optou-se por margem de fase entre 30° e 60° , garantindo robustez ao controle e maior confiabilidade ao projeto, que dificilmente tenderá à instabilidade por conta de variações na planta: por ela ser não linear ou erros no modelo matemático.

CAPÍTULO 05

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

5.1 Considerações iniciais

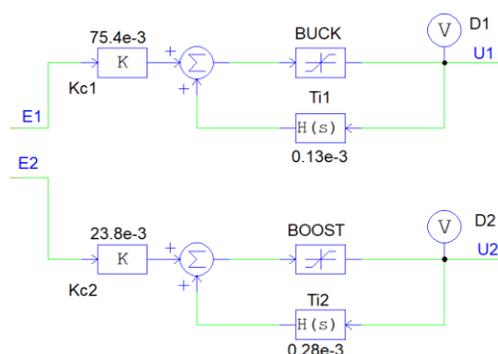
Neste capítulo, são abordados os resultados sobre o desempenho do conversor *FSBB*, mediante à proposta apresentada. Várias situações serão simuladas, para análise do conversor *FSBB* operando e extraindo a potência de módulos fotovoltaicos, sobre condições distintas de irradiância solar e temperatura a 25° C. Posteriormente o conversor *FSBB* será associado em cascata em arranjos fotovoltaicos para análise a saber:

- Fluxo de potência entre o módulo fotovoltaico e a carga;
- Tensões e correntes no conversor *FSBB*;
- Desempenho do conversor mediante situações de instabilidade;
- Capacidade de minimização do efeito de sombreamento em módulos fotovoltaicos.

Para o uso dos controladores no *software PSIM*, necessitou-se de ajustes. Os ganhos para o controlador do modo *Buck* foram obtidos pela Equação (4.129), e o ganhos para o controlador do modo *Boost* pela Equação (4.121), a função de transferência para um controlador PI no *PSIM* é dada por $PI(s) = \frac{k \cdot (1 + sT)}{(sT)}$.

Percebe-se que há um sT no denominador da função de transferência, logo para a implementação dos ganhos obtidos deve-se realizar o produto do ganho K por T , a Figura 5.1 demonstra os controladores implementados e configurados para a evitar a ação *windup*.

Figura 5.1 Controladores implementados no *software PSIM*

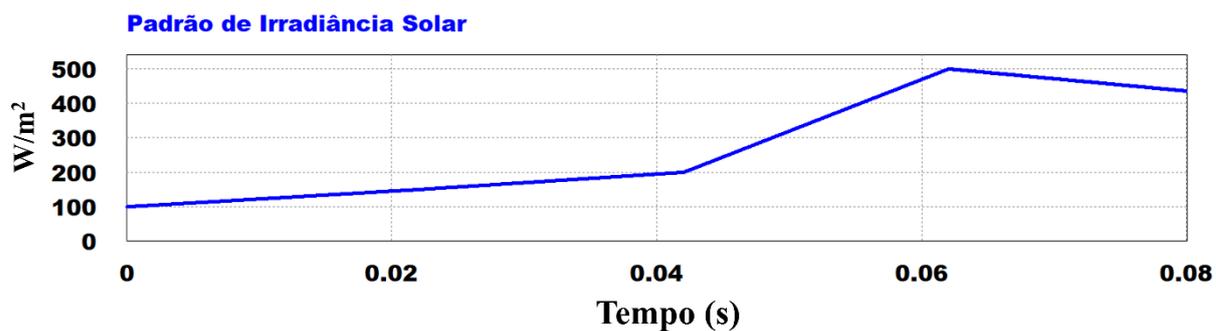


Fonte: próprio autor

5.2 Resultados e análise para a aplicação do conversor *FSBB* no módulo fotovoltaico BYD330P6K-36 sobre o efeito do sombreamento.

Analisa-se o conversor *FSBB*, extraíndo potência no módulo fotovoltaico BYD330P6K-36, conforme o padrão de irradiância e temperatura a 25° C, ilustrado pela Figura 5.2.

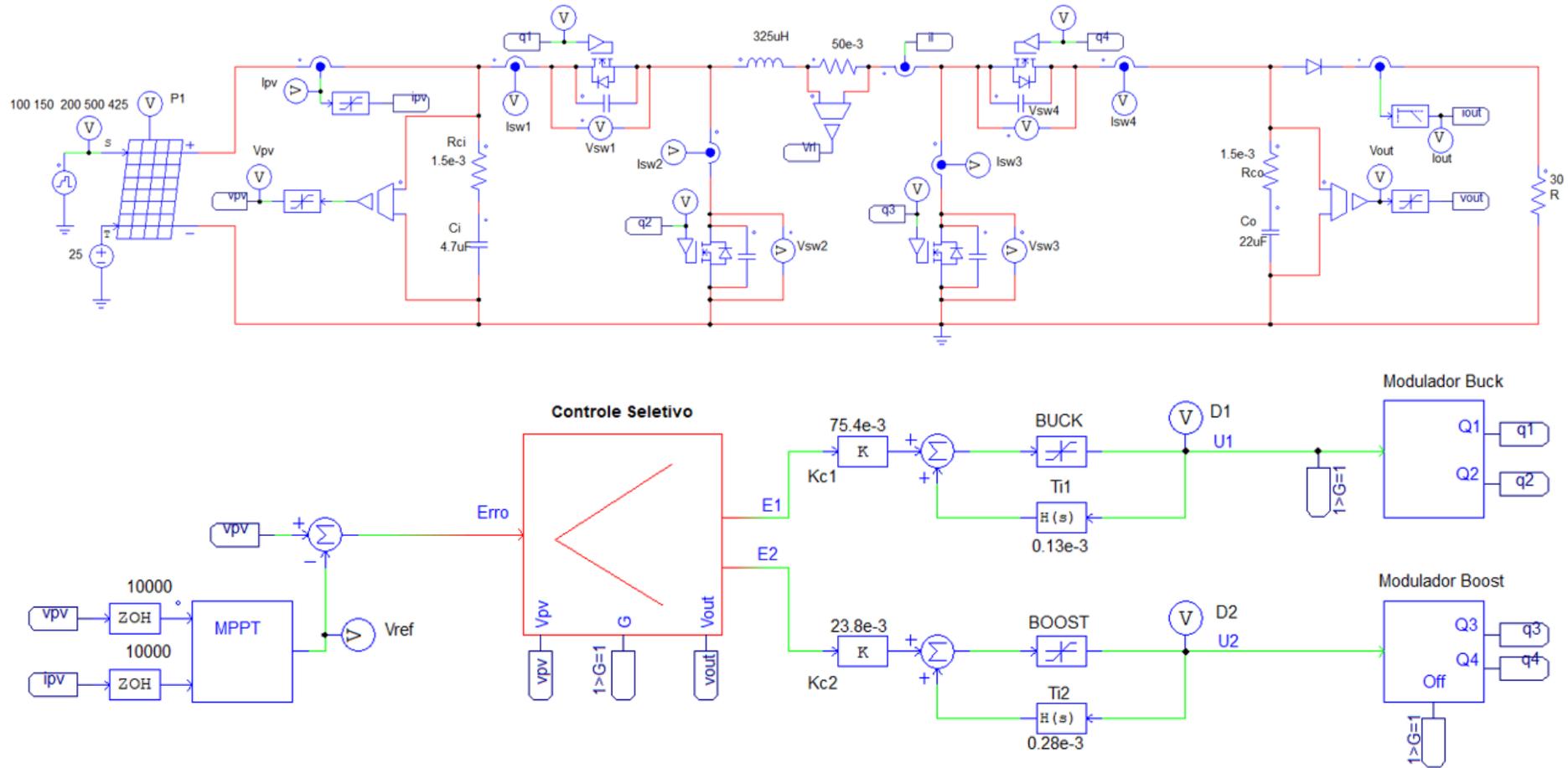
Figura 5.2 Padrões de irradiância e temperatura



Fonte: próprio autor

A Figura 5.3 ilustra o circuito utilizado para análise do desempenho do conversor *FSBB* extraíndo potência junto a variações climáticas conforme Figura 5.2, unido da estratégia de controle conforme Figura 3.23 em malha fechada.

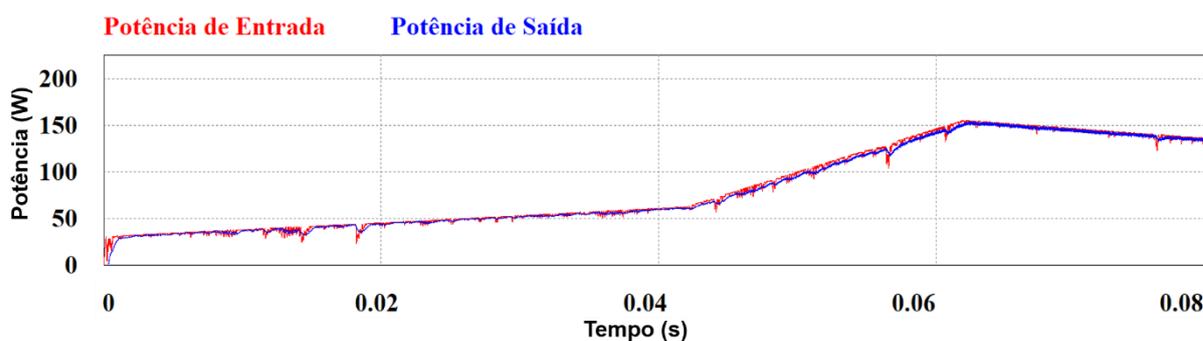
Figura 5.3 Conversor *FSBB* em malha fechada extraindo potência sobre condições de sombreamento.



Fonte: próprio autor

A Figura 5.4 ilustra o comportamento das potências no conversor *FSBB*, nota-se que a potência de saída segue a potência de entrada do conversor, o padrão da forma de onda das potências segue o mesmo padrão das variações na irradiância solar imposto ao módulo fotovoltaico.

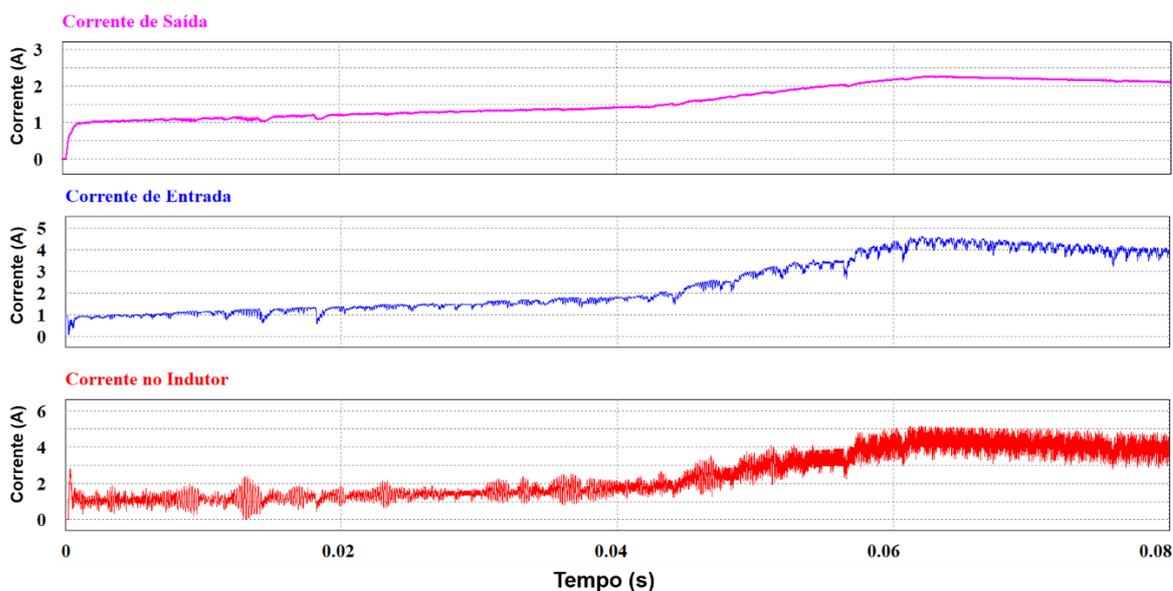
Figura 5.4 Potências de entrada e saída no conversor *FSBB* , com módulo fotovoltaico sobre condições de sombreamento



Fonte: próprio autor

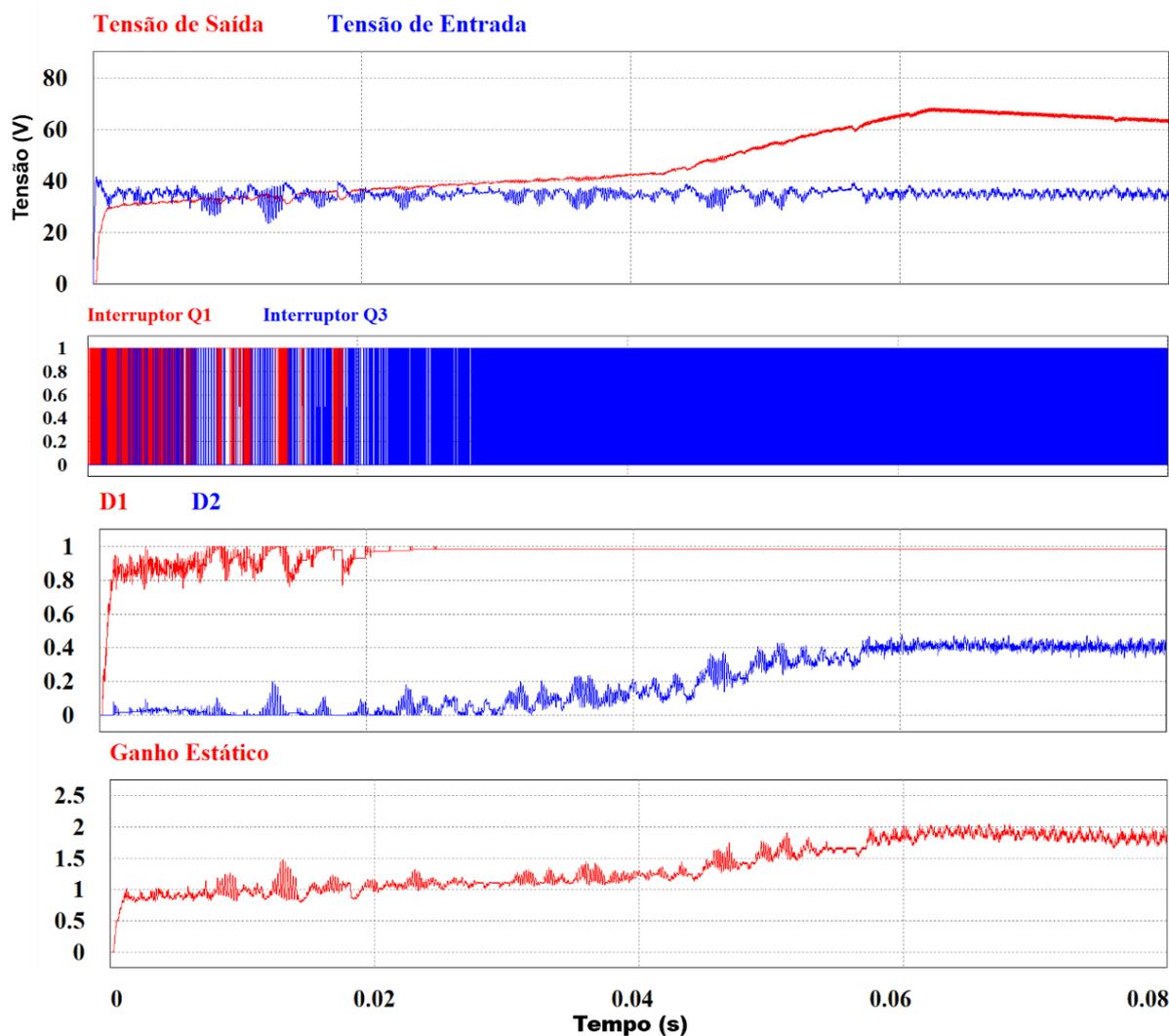
A Figura 5.4 esboça o comportamento das correntes no conversor *FSBB*, a corrente do módulo fotovoltaico variou linearmente com a irradiância solar. Com a maior disponibilidade de potência, a carga drenou uma corrente maior, pois, o conversor *FSBB* apenas entrega a potência que o módulo produz naquele instante. A Figura 5.6 esboça as tensões e as variáveis no conversor *FSBB* conforme o seu funcionamento durante a aplicação.

Figura 5.5 Correntes de: saída, entrada e no indutor no conversor *FSBB*



Fonte: próprio autor

Figura 5.6 Tensões de entrada e saída, interruptores Q1 e Q3, razões cíclicas e ganho estático do conversor.



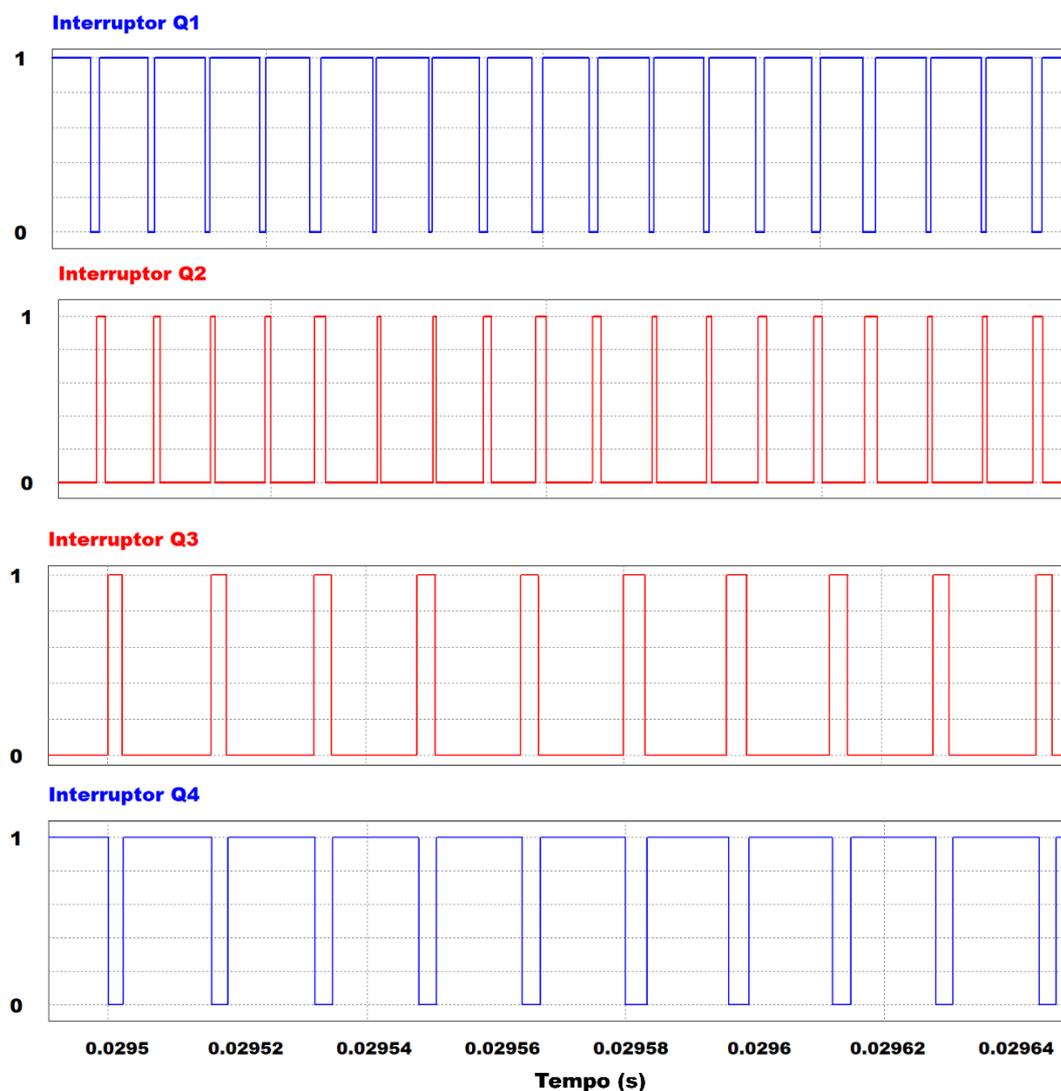
Fonte: próprio autor

Conforme a figura supracita, o conversor *FSBB* alternou entre seus modos de operação de maneira a equilibrar as potências entre o módulo fotovoltaico e a carga Figura 5.4.

Nota-se que as razões cíclicas D_1 (modo *Buck*) e D_2 (modo *Boost*), entre o tempo de zero a 20ms, variaram-se em conjunto de maneira a elevar o ganho estático do conversor. Neste mesmo período, observando as formas de onda das tensões, conclui-se que o conversor *FSBB* seguiu a estratégia de controle proposta. Pois, a tensão de saída, eleva-se até ultrapassar a tensão de entrada, momento em que se percebe a comutação em sincronia dos interruptores Q1 e Q3. Conforme proposto, para uma transição suave entre os modos de operação do conversor *FSBB*, garantindo que Q1 vá fechar completamente enquanto Q3 abre.

A Figura 5.7, contém uma ampliação dado aos sinais *PWMs* gerados pelo controle, aos interruptores do conversor *FSBB* durante o processo de extração de máxima potência, deixando mais claro como funciona a comutação entre eles.

Figura 5.7 Comutação dos interruptores Q1 Q2 Q3 e Q4, conforme o comportamento do conversor *FSBB* durante a aplicação.



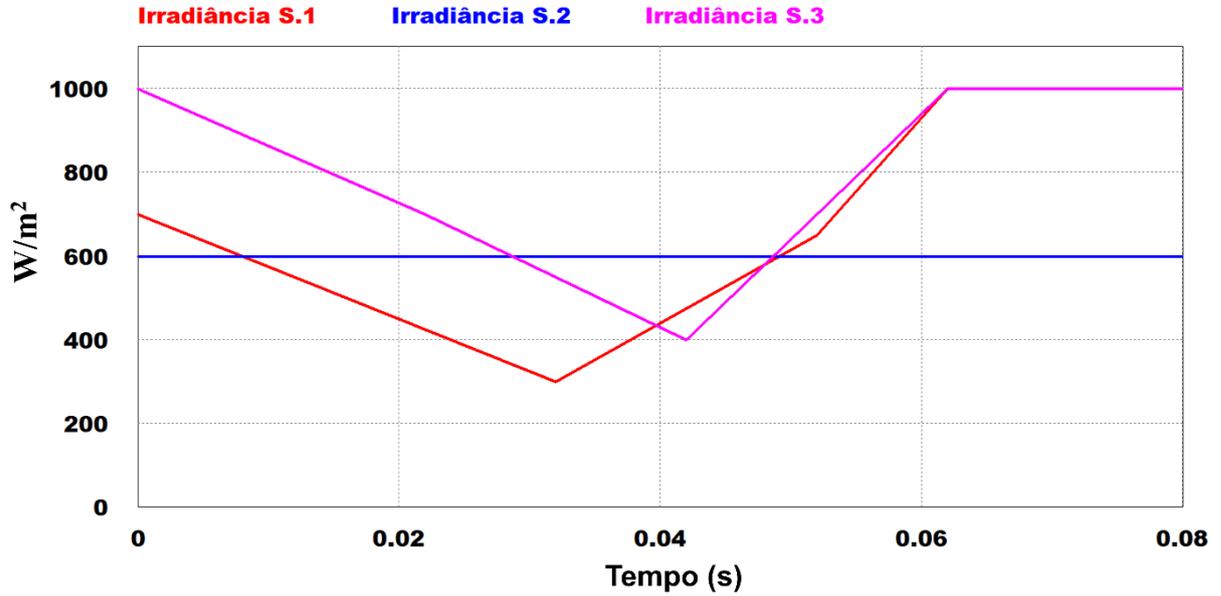
Fonte: próprio autor

5.3 Resultados e análise para a aplicação do conversor *FSBB* em cascata com os módulos fotovoltaicos BYD330P6K-36 sobre o efeito do sombreamento.

Coloca-se o conversor *FSBB* em cascata com mais outros dois conversores interligados extraindo potência dos módulos fotovoltaicos BYD330P6K-36, os quais apresentam padrões de irradiância solar distintas conforme ilustra a Figura 5.8 e com temperatura constante de 25° C, alimentando uma carga e em sequência a Figura 5.9 ilustra o

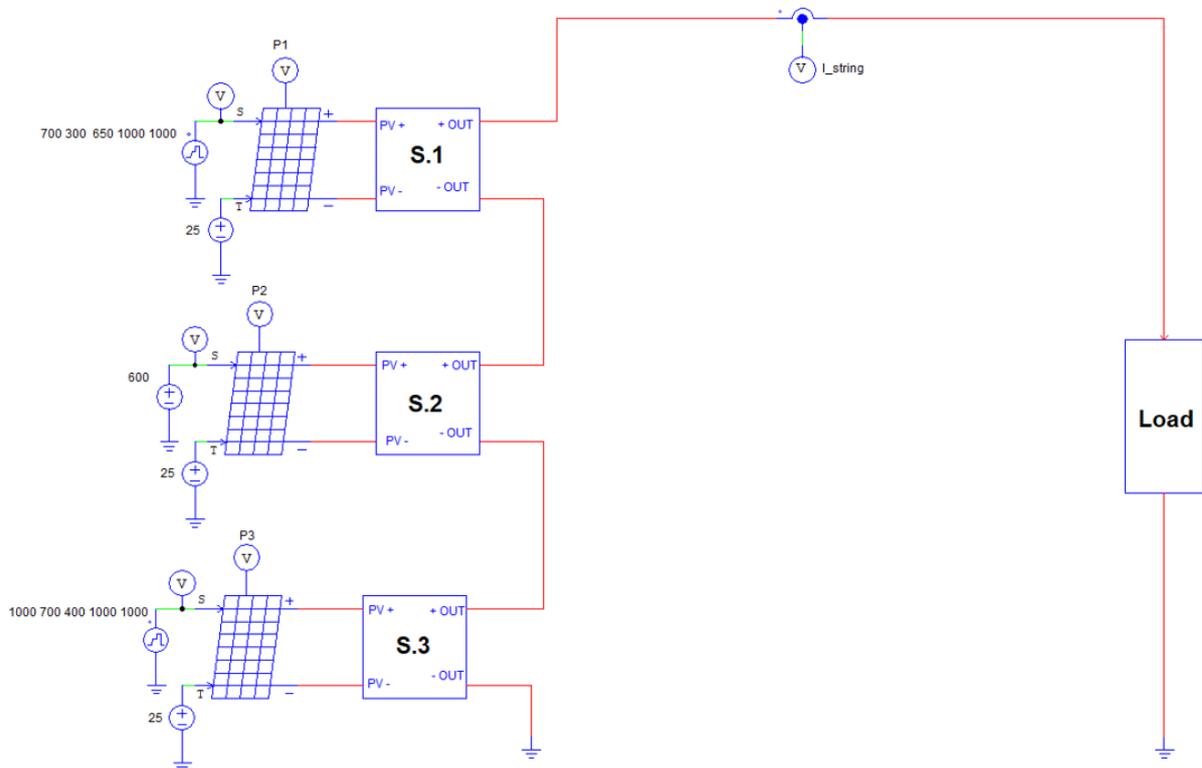
circuito simulado. A carga alimentada pelos módulos é resistiva e drenará toda potência disponível pelo sistema.

Figura 5.8 Padrão de irradiância solar imposto aos módulos fotovoltaicos.



Fonte: próprio autor

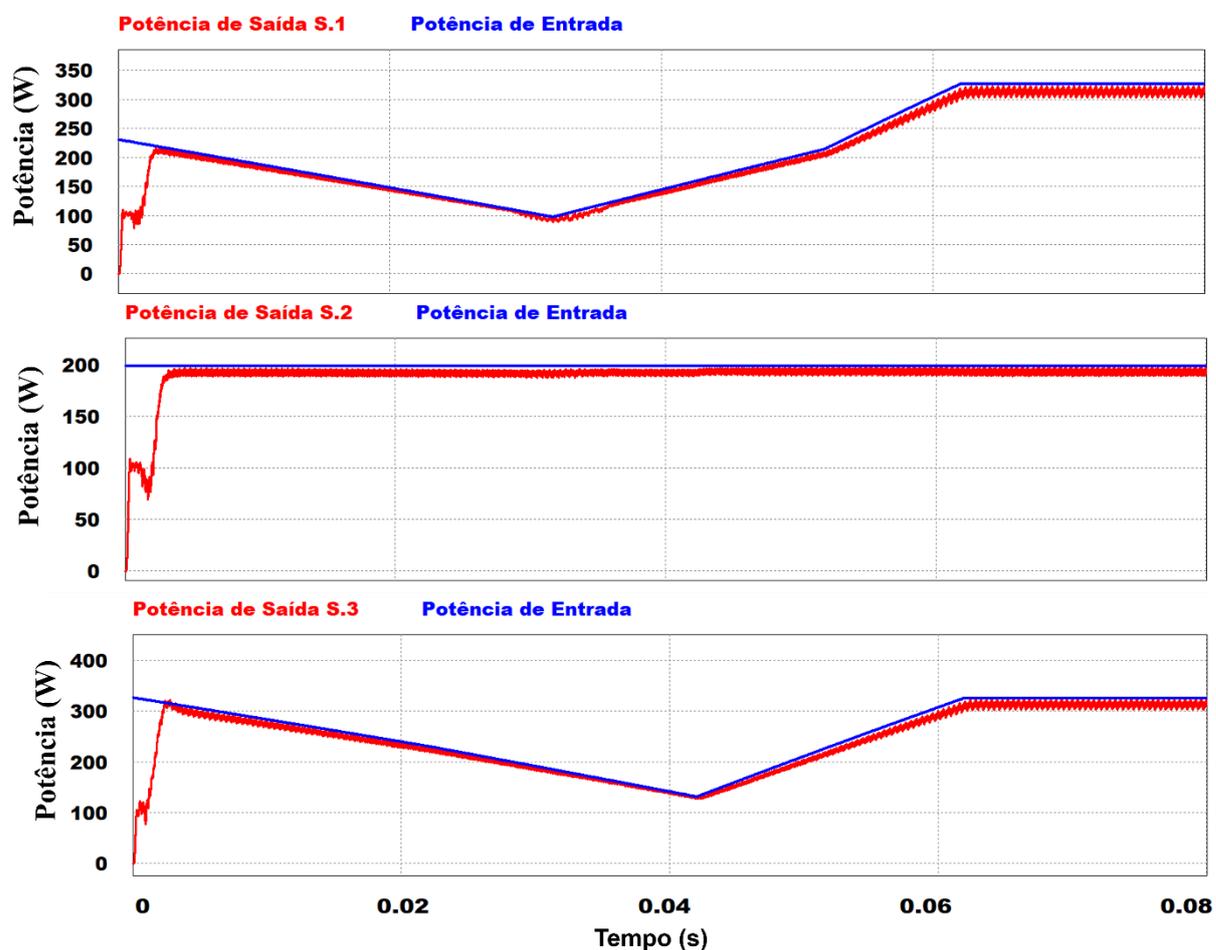
Figura 5.9 Ligação em cascata dos conversores *FSBB*.



Fonte: próprio autor

Presente na Figura 5.10 estão representados os valores das potências produzidas por cada um dos módulos fotovoltaicos junto das potências na saída de cada um dos conversores *FSBB* em cascata.

Figura 5.10 Potência extraída pelos conversores S.1, S.2 e S.3.

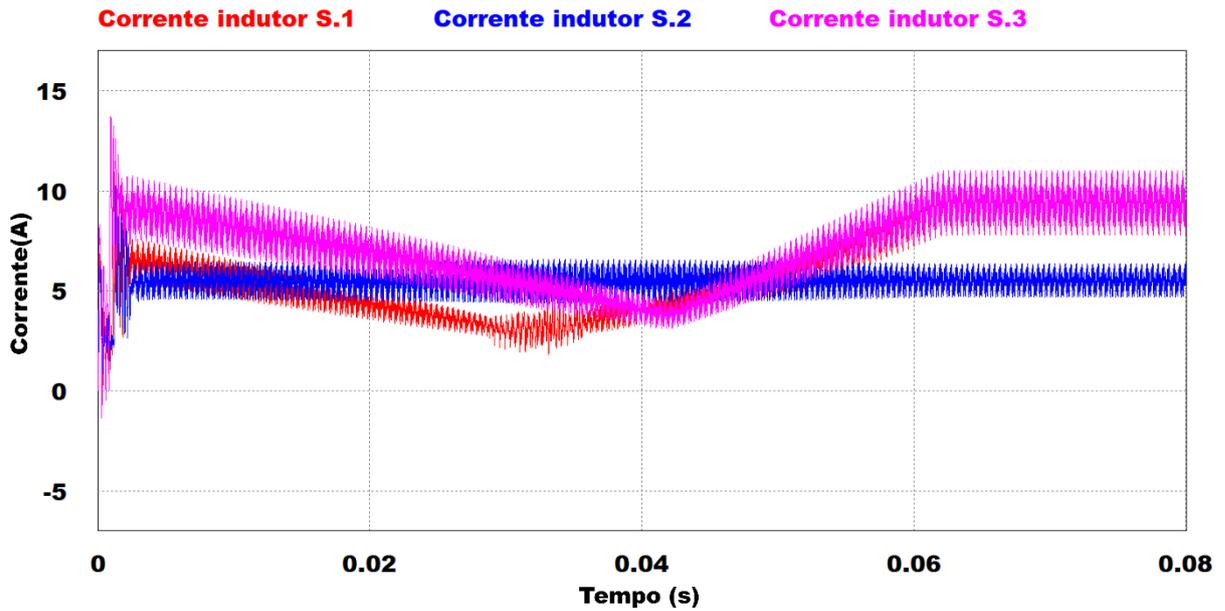


Fonte: próprio autor

Como observado, na figura supracitada as potências seguiram o mesmo padrão da variação na irradiância solar imposta aos módulos fotovoltaicos. Cada conversor *FSBB* extrai a potência seguindo a potência de referência, independente das condições impostas ao módulo fotovoltaico ao qual o conversor estava interligado.

Os conversores conforme o circuito da Figura 5.9, estão interligados em cascata, ou seja, estão compartilhando a mesma corrente em sua saída. Para que o fluxo de potência na saída dos conversores seja o mesmo da entrada, visto que as variações da irradiância solar causam modificações significativas nas correntes dos módulos fotovoltaicos, as quais são as correntes de entrada (indutor) dos conversores *FSBB* representadas pela Figura 5.11.

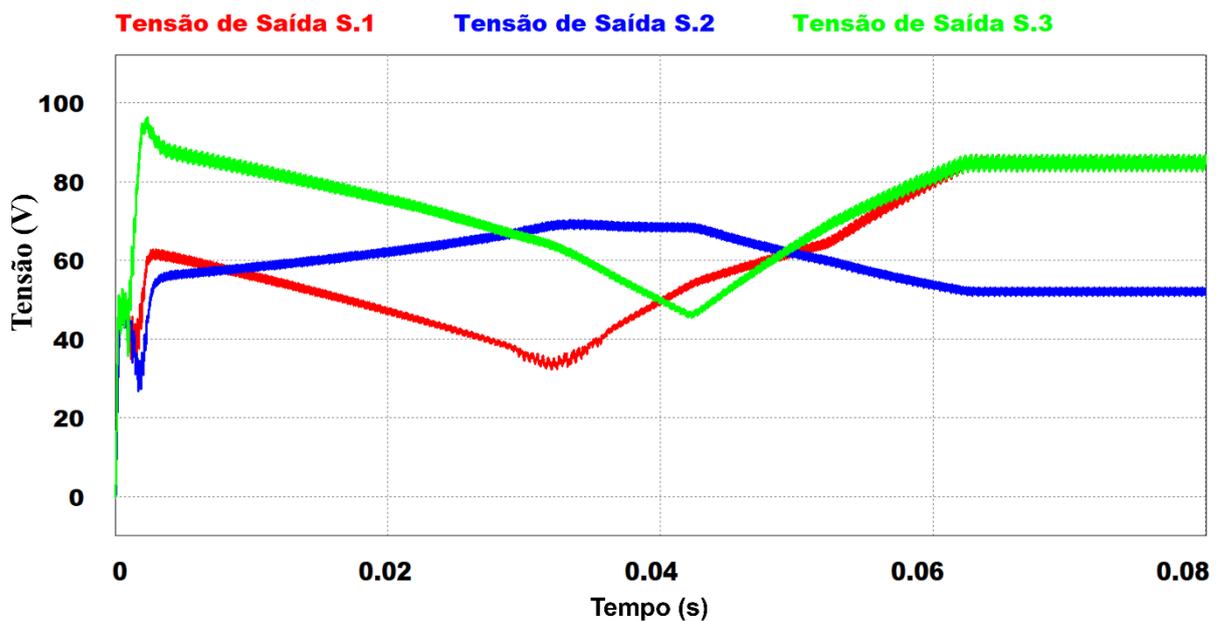
Figura 5.11 Corrente nos indutores dos conversores *FSBB* em cascata.



Fonte: próprio autor

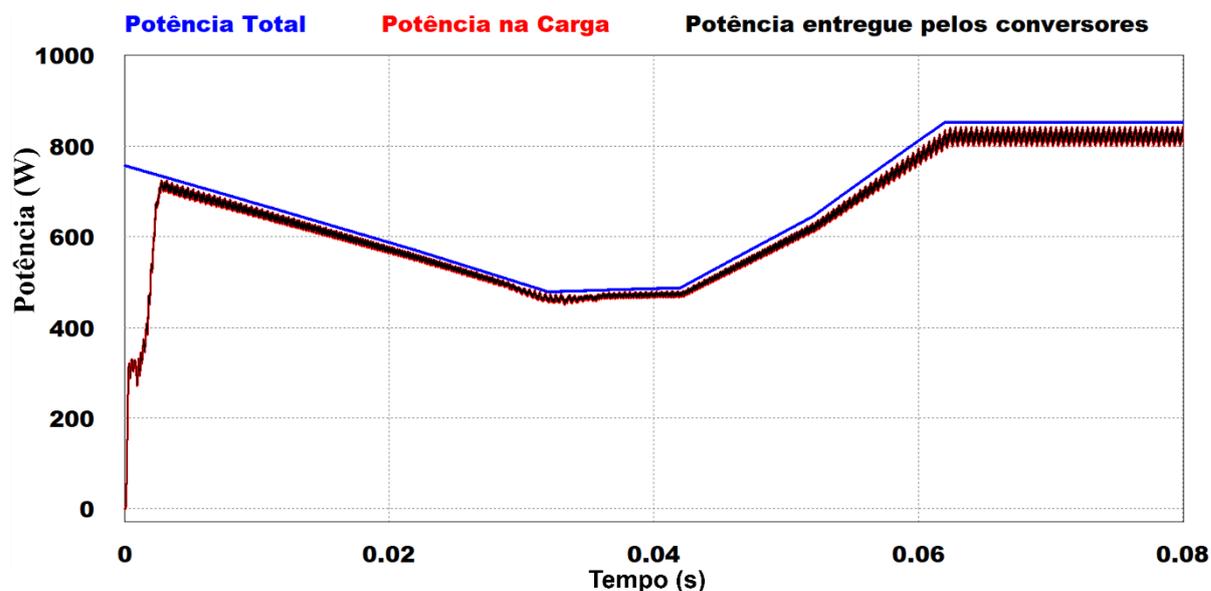
Os conversores interligados vão ajustar suas tensões de saída com a finalidade de manter o fluxo de potência entre entrada e saída, conforme ilustrado na Figura 5.12. Em sequência na Figura 5.13 encontram-se as formas de onda da potência total produzida pelos módulos fotovoltaicos com a potência drenada pela carga e entregue pelos conversores *FSBB* em cascata.

Figura 5.12 Tensão na saída dos conversores *FSBB* em cascata.



Fonte: próprio autor

Figura 5.13 Potência total gerada pelos módulos fotovoltaicos com os conversores em cascata.



Fonte: próprio autor

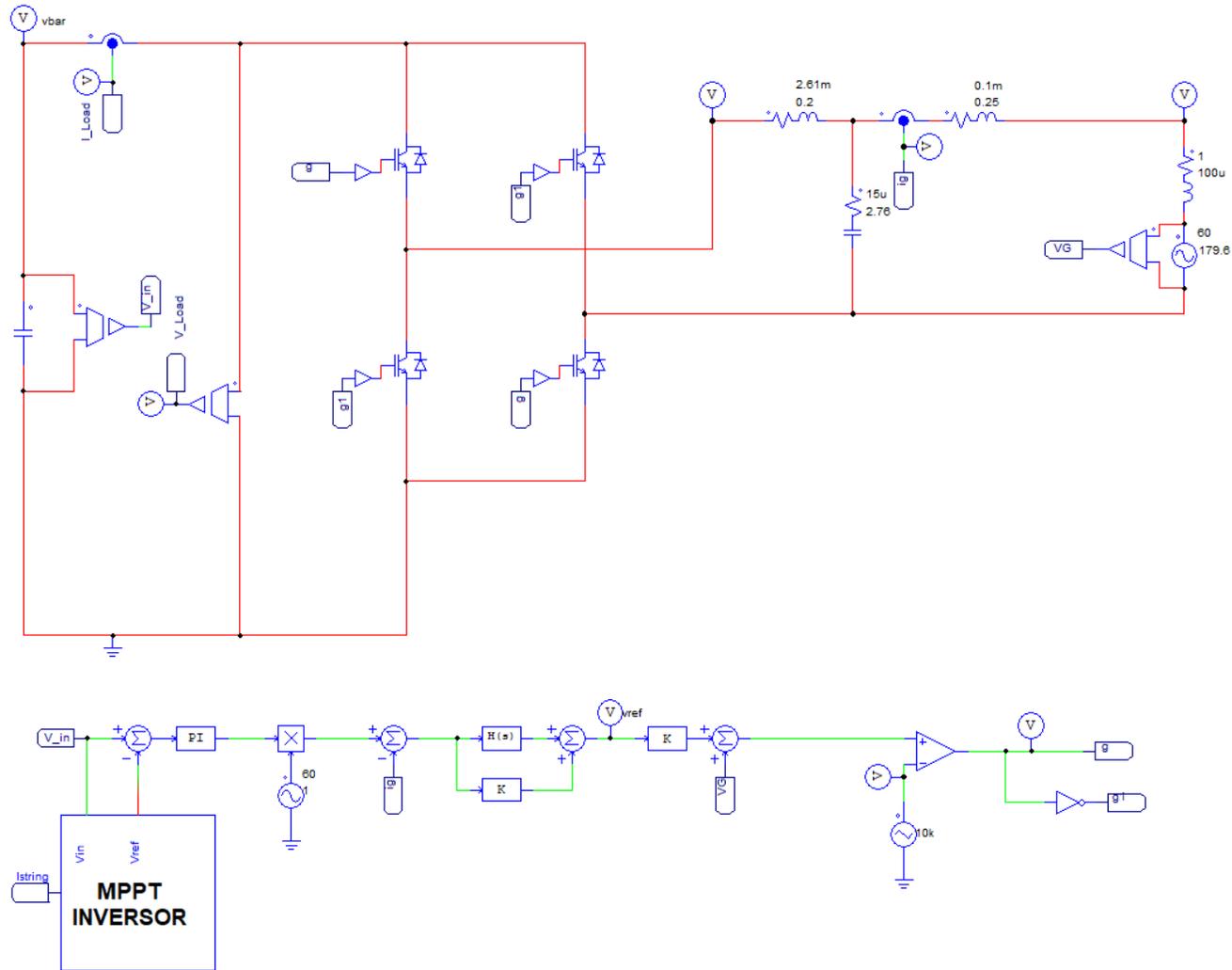
5.4 Aplicação distribuída do conversor *FSBB* fornecendo potência a um sistema *On Grid*.

Monta-se um arranjo fotovoltaico com ligações mistas no *software PSIM*, o sistema montado será conectado a uma unidade inversora com potência de 2,1 kVA, tensão no elo CC do inversor de 350 V, topologia em ponte-completa, filtro LCL na saída e frequência de comutação de 10 kHz. O projeto e implementação da unidade inversora não é o foco deste capítulo.

Para analisar ao máximo o conversor *FSBB*, cada módulo fotovoltaico estará sobre condições distintas de irradiância solar, e seguirão um mesmo padrão de temperatura. Situações de instabilidade serão inseridas aos conversores, com a finalidade de observar como o controle contornar estas adversidades.

Para os módulos fotovoltaicos, foram utilizados nove no total e cada um dos módulos fotovoltaicos está conectado a entrada de um conversor *FSBB*. Utilizou-se dos módulos fotovoltaicos BYD330P6K-36, a unidade inversora está representada pela Figura 5.14, logo em sequência o arranjo fotovoltaico está representado pela Figura 5.15.

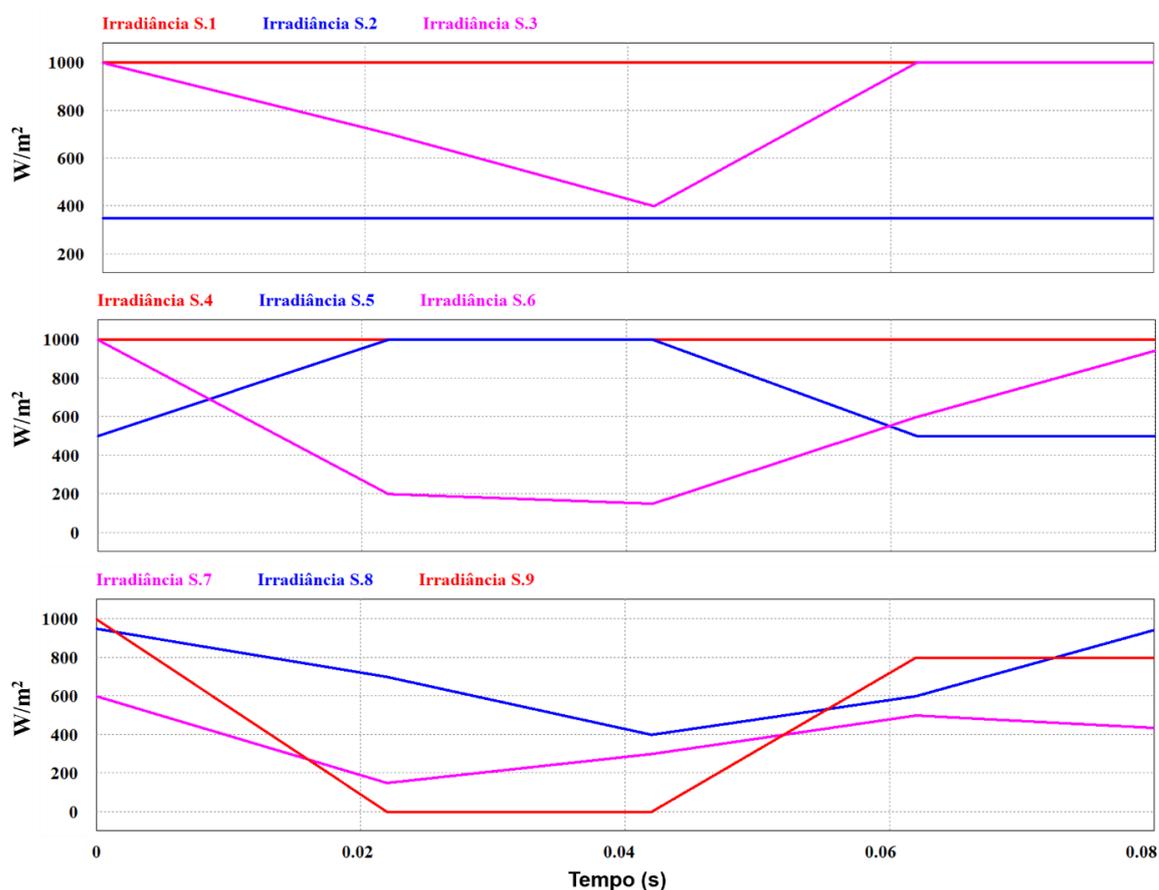
Figura 5.14 Unidade Inversora 2,1kVA.



Fonte: próprio autor.

O padrão de irradiância impostos aos módulos fotovoltaicos estão representados em sequência e em ordem do primeiro ao nono conversor *FSBB* pela Figura 5.16.

Figura 5.16 Padrões de irradiância solar impostos aos módulos fotovoltaicos utilizados em arranjo fotovoltaico



Fonte: próprio autor

Como esboçado na Figura 5.16, cada conversor recebeu um parâmetro de irradiância solar, o conversor *FSBB* S.9 por alguns instantes (20 ms à 42 ms) apresenta irradiância solar quase nula, já outros módulos fotovoltaicos apresentam um padrão de irradiância solar constante, como o caso do conversor S.2.

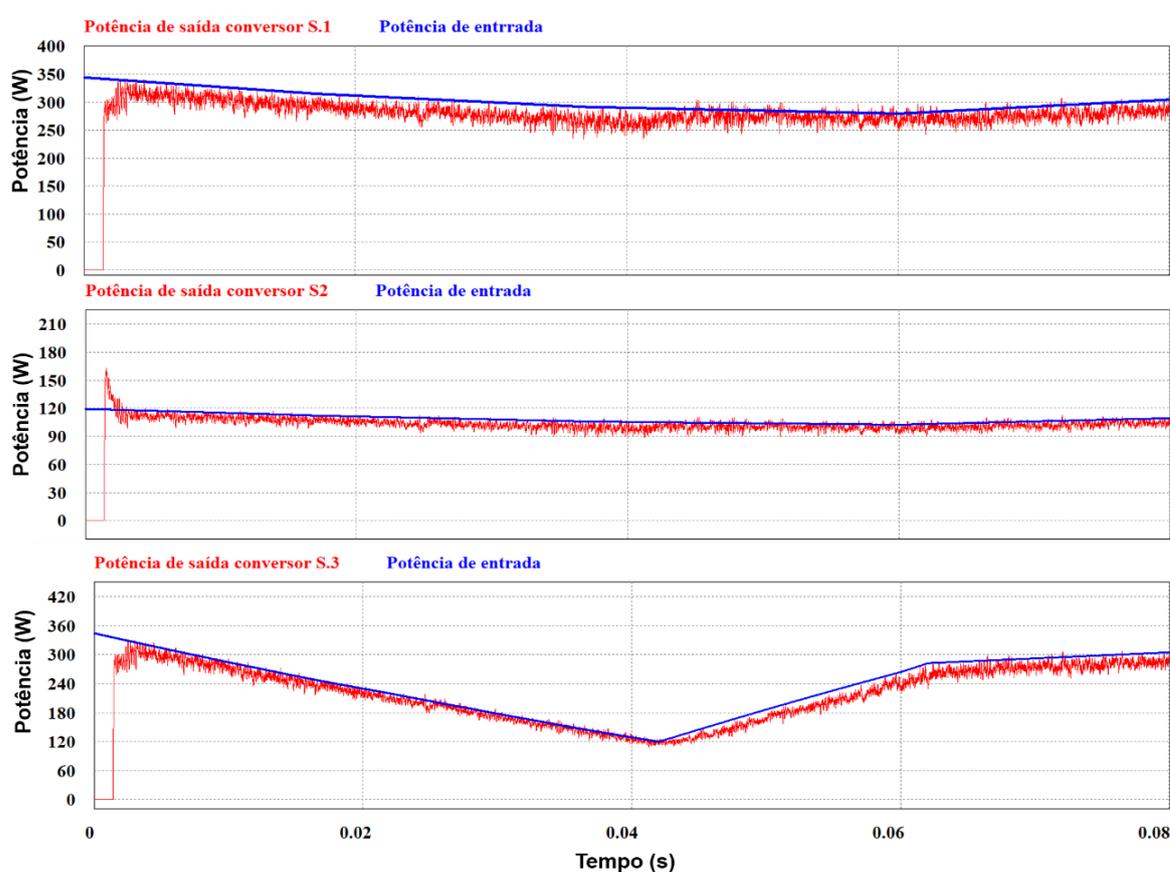
Cada um dos módulos fotovoltaicos sofreu com variações de irradiância de distintas formas e temperatura a 25° C, separam-se as análises das formas de onda de cada um dos conversores *FSBB*, conforme a organização dos conversores em cascata e por barramento. Para uma melhor compreensão e análise do desempenho do conversor *FSBB* proposto neste trabalho.

5.4.1.1 Análise para os conversores *FSBB*, S.1, S.2 e S.3, primeiro barramento.

A Figura 5.17, esboça o comportamento das potências de saída nos conversores em cascata para o primeiro barramento, neste barramento foram impostas três formas de irradiância solar.

Sendo a primeira de maneira praticamente constante, a segunda manteve-se o módulo fotovoltaico em condição de sombreamento durante toda a aplicação e a terceira forma realizaram-se variações na irradiância por um curto espaço de tempo. Os conversores extraíram completamente toda a potência produzida pelos módulos fotovoltaicos.

Figura 5.17 Potências de entrada e saída para o primeiro barramento de conversores em cascata



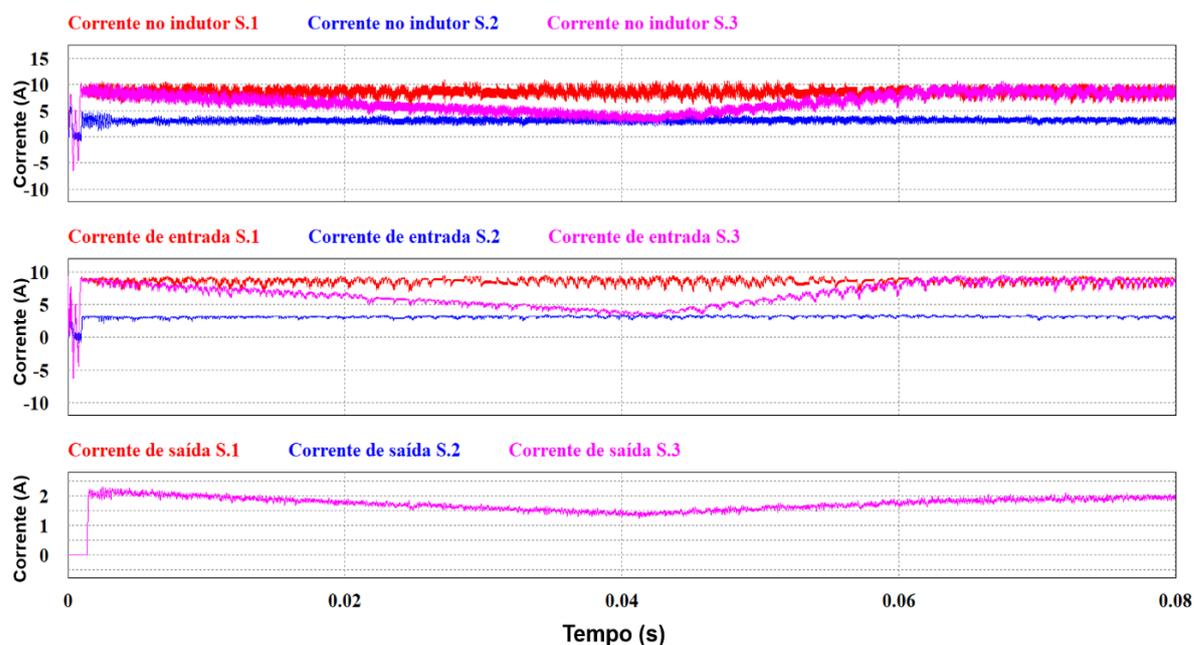
Fonte: próprio autor

A Figura 5.18, esboça as correntes: no indutor, na entrada e na saída para os três conversores em cascata. No início da simulação nota-se um pequeno transitório, o qual não afeta o desempenho dos conversores *FSBB*, este transitório se conduz pelos elementos armazenadores de energia que estão carregando.

As correntes de entrada seguem o mesmo padrão da irradiância solar aplicada ao módulo fotovoltaico onde o conversor *FSBB* está conectada. Se tratando da corrente de saída, percebe-se que ambas possuem a mesma magnitude, pois, estão sobrepostas no gráfico, não

apresentam variações significantes, indicando que os conversores sustentaram a corrente drenada pela carga.

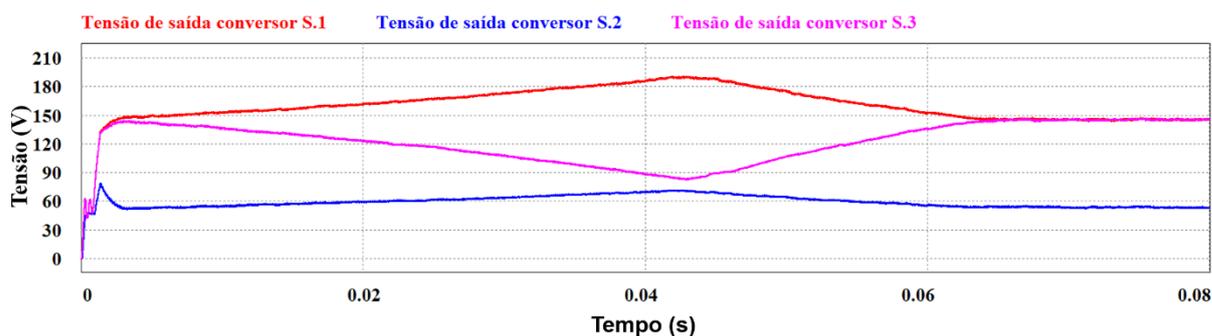
Figura 5.18 Formas de onda das correntes: no indutor, na entrada e na saída dos conversores em cascata no primeiro barramento.



Fonte: próprio autor

Por fim a Figura 5.19, apresenta as formas de onda da tensão de saída nos conversores, percebe-se que as tensões auto ajustaram-se de maneira a obter o equilíbrio de potência entre a entrada do conversor e a sua saída, como consta na Figura 5.17 e proposto.

Figura 5.19 Tensões de saída para os conversores em cascata no primeiro barramento



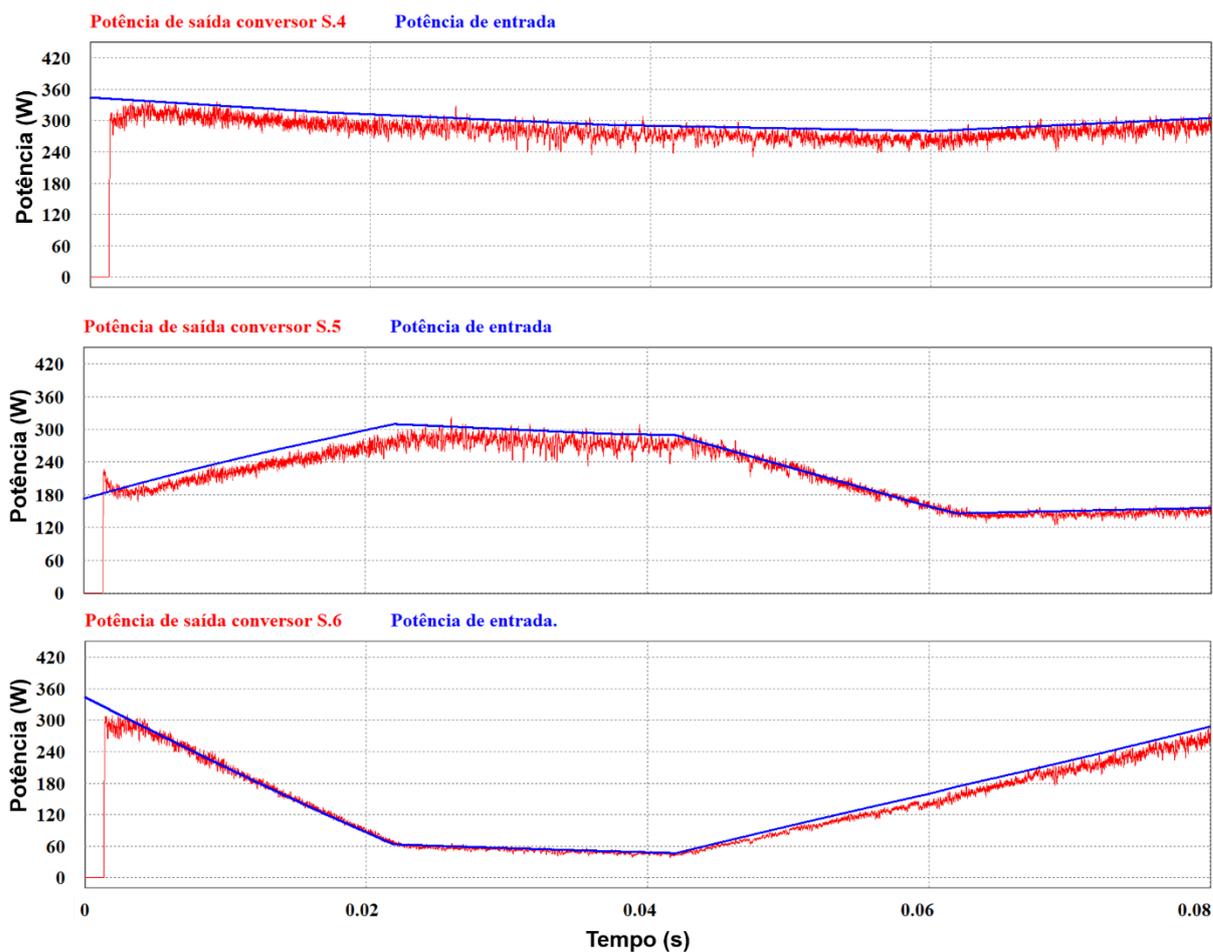
Fonte: próprio autor

Para os padrões de irradiância solar citados a cima, a estrutura utilizando o conversor *FSBB* mostrou-se satisfatória, cumprindo os requisitos impostos, atuando como fonte de potência entre carga e módulo fotovoltaico em condições de sombreamento.

5.4.1.2 Análises para os conversores *FSBB*, S.4, S.5 e S.6, segundo barramento

Em relação ao primeiro barramento, o segundo barramento apresenta perturbações mais complexas, como ilustra a Figura 5.20. O conversor S.6, tem a sua potência praticamente chegando a uma baixa magnitude. Em relação aos demais conversores neste barramento, extraíram-se bem as potências entregues pelos módulos fotovoltaicos.

Figura 5.20 Potências obtidas pelos conversores S.4 S.5 e S.6 para o segundo barramento da aplicação.

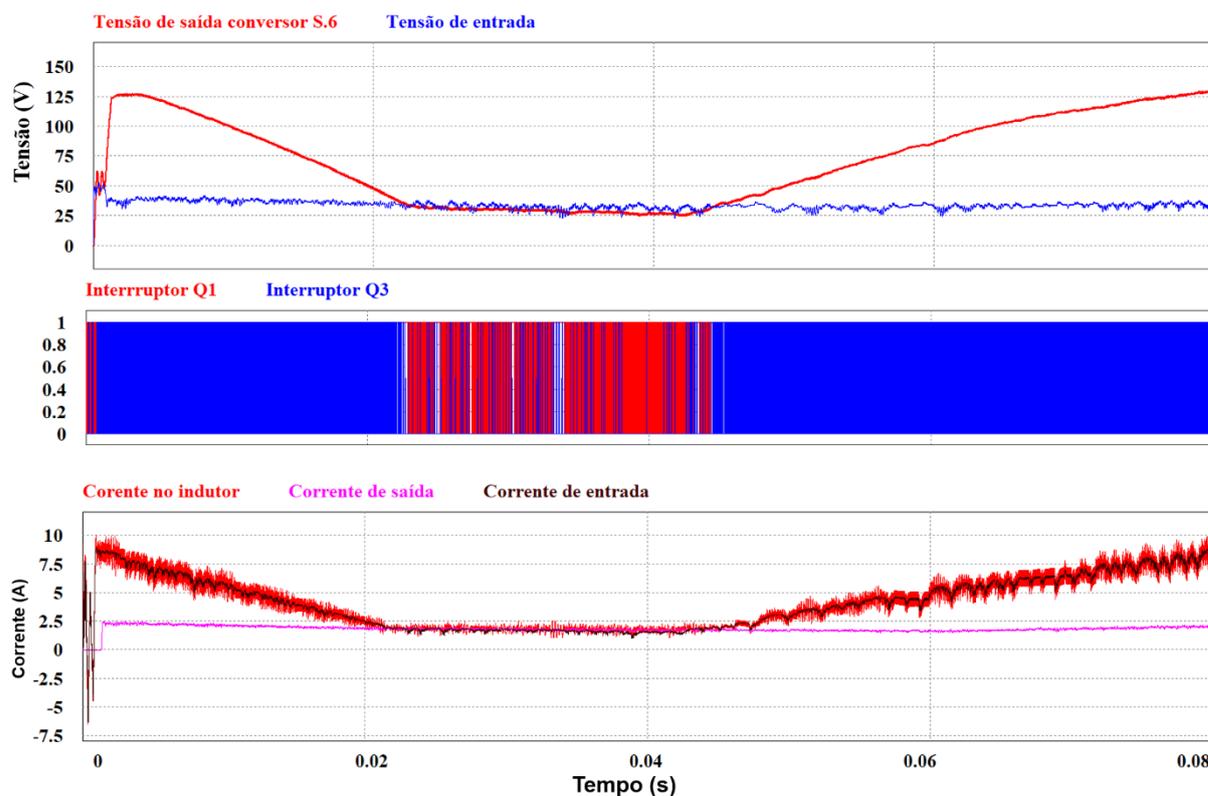


Fonte: próprio autor

Faz-se uma análise do conversor *FSBB* S.6, com a finalidade de verificar como a estratégia de controle lidou com estas perturbações imposta ao módulo fotovoltaico onde o conversor estava conectado.

A Figura 5.21, contém as formas de onda da tensão de saída sobreposta pela tensão de entrada, o chaveamento entre os interruptores Q1 e Q3 e as formas de onda das correntes no indutor, na saída e na entrada do conversor. Em sequência à imagem encontra-se a análise feita com base nas formas de onda do conversor *FSBB* S.6.

Figura 5.21 Formas de onda no conversor *FSBB* S.6 para as tensões e correntes adjunto ao chaveamento entre os interruptores Q1 e Q2



Fonte: próprio autor

Durante as variações de irradiância, a corrente na entrada do conversor excursionou de maneira a ficar próxima ao valor da corrente de saída instantânea entre 20 ms até 40 ms. Momento este que o conversor começa a atuar como uma fonte de corrente para sustentar a corrente na carga.

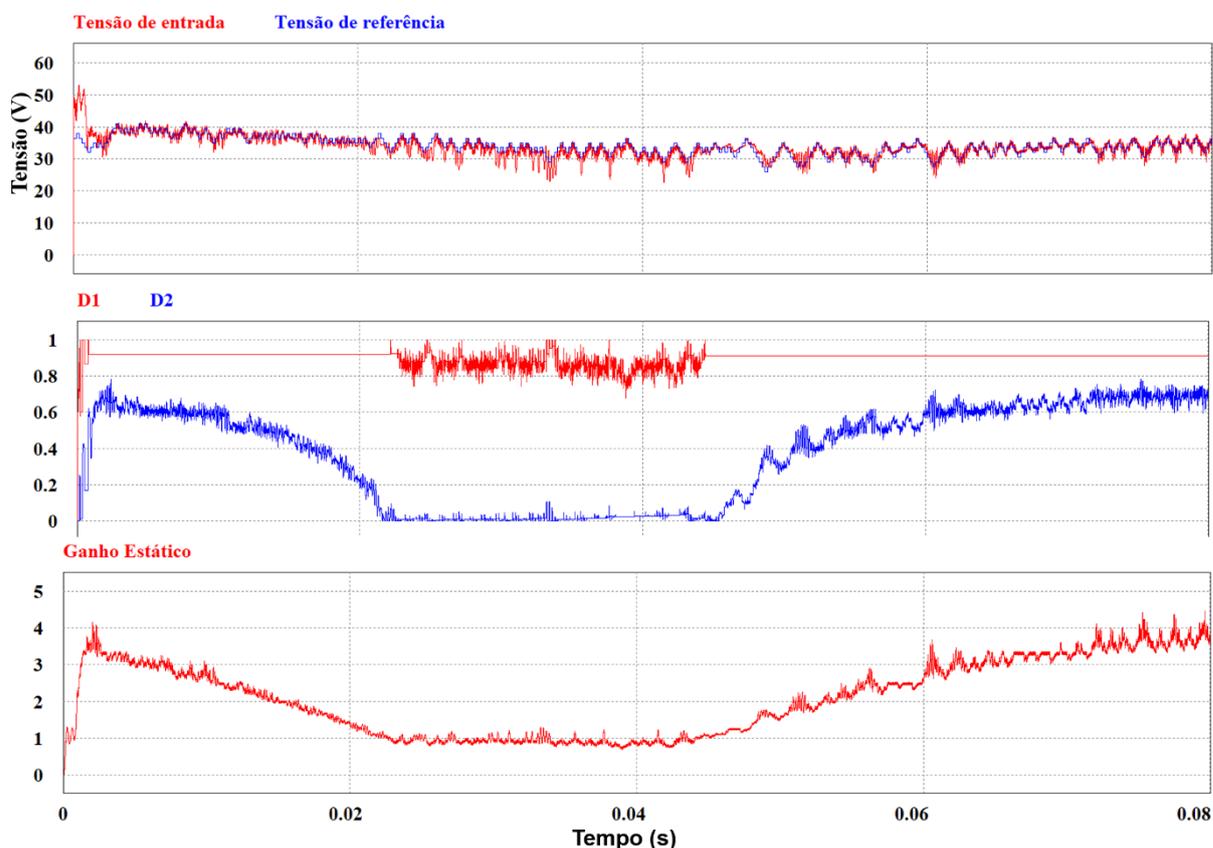
Observando as formas de onda das tensões entrada e saída Figura 5.21, fica evidente que o conversor operou hora em modo *Buck*, hora em modo *Boost*, o controle sustentou o conversor entre o modo de transição suave dos modos de operação. Justifica-se esta análise mediante à comutação entre os interruptores Q1 (modo *Buck*) e Q3 (modo *Boost*), que atuam de forma síncrona.

A Figura 5.22, apresenta as formas de onda da tensão de entrada no conversor e da tensão de referência proveniente do algoritmo *MPPT*, junto às razões cíclicas D_1 e D_2 e o ganho estático do conversor.

Observa-se que durante o período em que a tensão de saída estava abaixo da magnitude da tensão de entrada 20 ms até 40 ms, o ganho estático do conversor encontra-se em valor unitário, mesmo período em que as razões cíclicas atuaram simultaneamente.

Por fim o controle não entrou em instabilidade, fato justificado pelas formas de onda das tensões de referência e de entrada, mantendo o conversor operando entre a transição dos modos de operação.

Figura 5.22 Sinais de controle para o conversor *FSBB* S.6.



Fonte: próprio autor

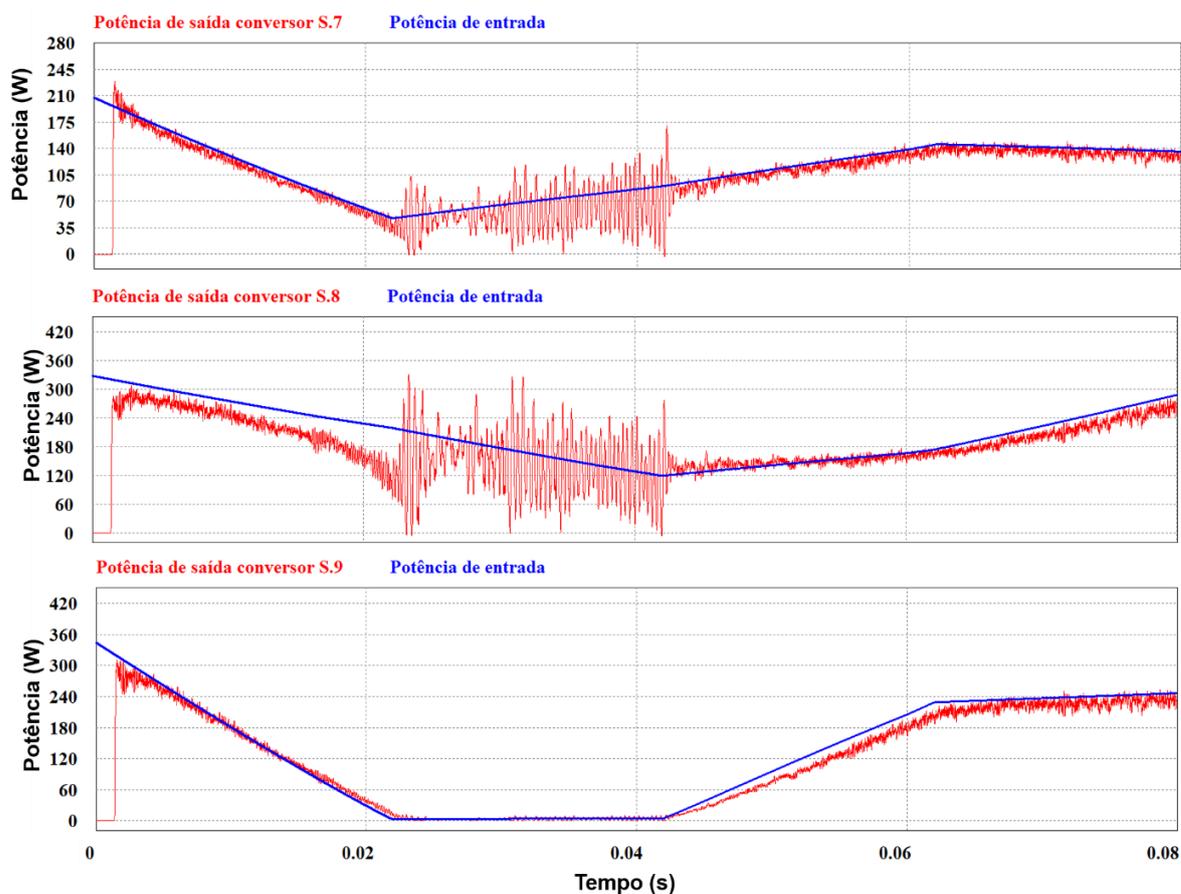
5.4.1.3 Análises para os conversores *FSBB*, S.7, S.8 e S.9, terceiro barramento

Para este barramento, introduziram-se condições de instabilidade aos conversores *FSBB*, além de aplicar padrões de irradiância extremos aos módulos fotovoltaicos.

A unidade inversora a qual o arranjo fotovoltaico está fornecendo potência, possui em seu elo CC uma tensão V_{dc} de 350 V. Os conversores sustentam os barramentos, dividindo-se uma parcela das tensões entre si.

Porém, conforme projeto, o conversor *FSBB* possui limites, Tabela 3.4 e Tabela 3.1. A razão cíclica para o modo de operação *Boost* é limitada até 0,8, gerando um ganho estático de 5. O limite imposto aos conversores *FSBB* foi retirado e aplicaram-se mudanças de irradiância, de modo que para a sustentar o barramento de tensão, os conversores elevem suas tensões de saída além do máximo projetado. A Figura 5.23 contém as formas de onda das potências de entrada e saída dos conversores.

Figura 5.23 Formas de onda para potência de entrada e saída dos conversores *FSBB* provenientes de condições de instabilidade.



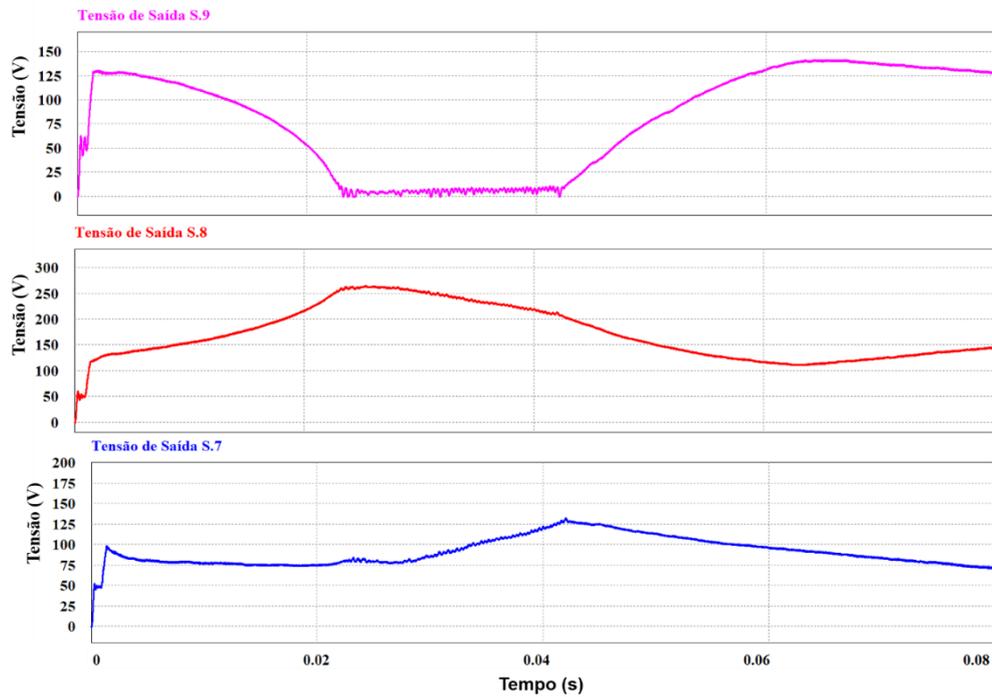
Fonte: próprio autor

Conforme a Figura 5.23 no período de 20 ms à 40 ms, os conversores S.8 e S.7, apresentam instabilidades, perdendo a referência de potência, estas instabilidades são geradas quando o conversor S.9, tem a sua potência quase anulada.

Com os limites para a tensão de saída dos conversores retirados, quando o conversor S.9 é praticamente retirado do sistema, os conversores S.8 e S.7 assumem a tensão de barramento, contudo os módulos fotovoltaicos a eles conectados, passam por perturbações, os limitando ainda mais.

A Figura 5.24, esboça as formas de onda das tensões de saída nos conversores *FSBB* S.7, S.8 e S.9. Percebe-se que a tensão do conversor S.8 ultrapassou 250 V, valor a cima do de projeto que é de 220 V, assim confirmando a causa das instabilidades no barramento.

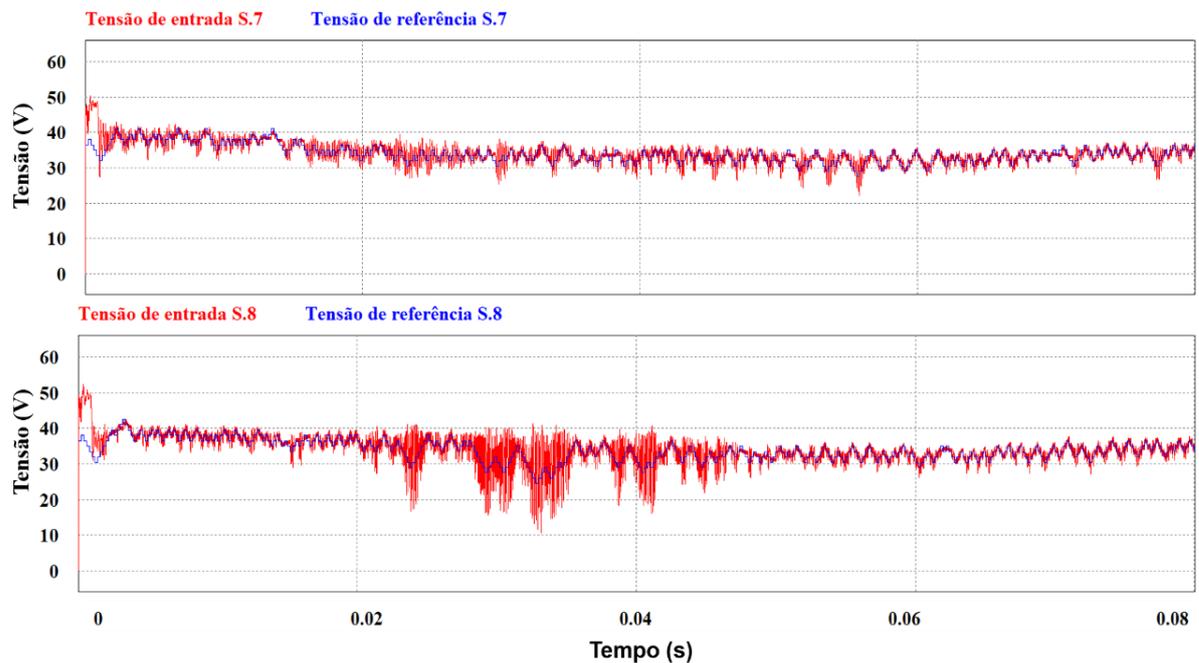
Figura 5.24 Tensões de saída conversores *FSBB* S.7, S.8 e S.9.



Fonte: próprio autor

Enquanto o conversor S.9, não volta a operar, contribuindo para a parcela da tensão do barramento, o controle nos conversores instáveis, não se perde e continua procurando retomar a referência de potência. A Figura 5.25 esboça as formas de onda para as tensões de referência e tensões de entrada para os conversores S.7 e S.8.

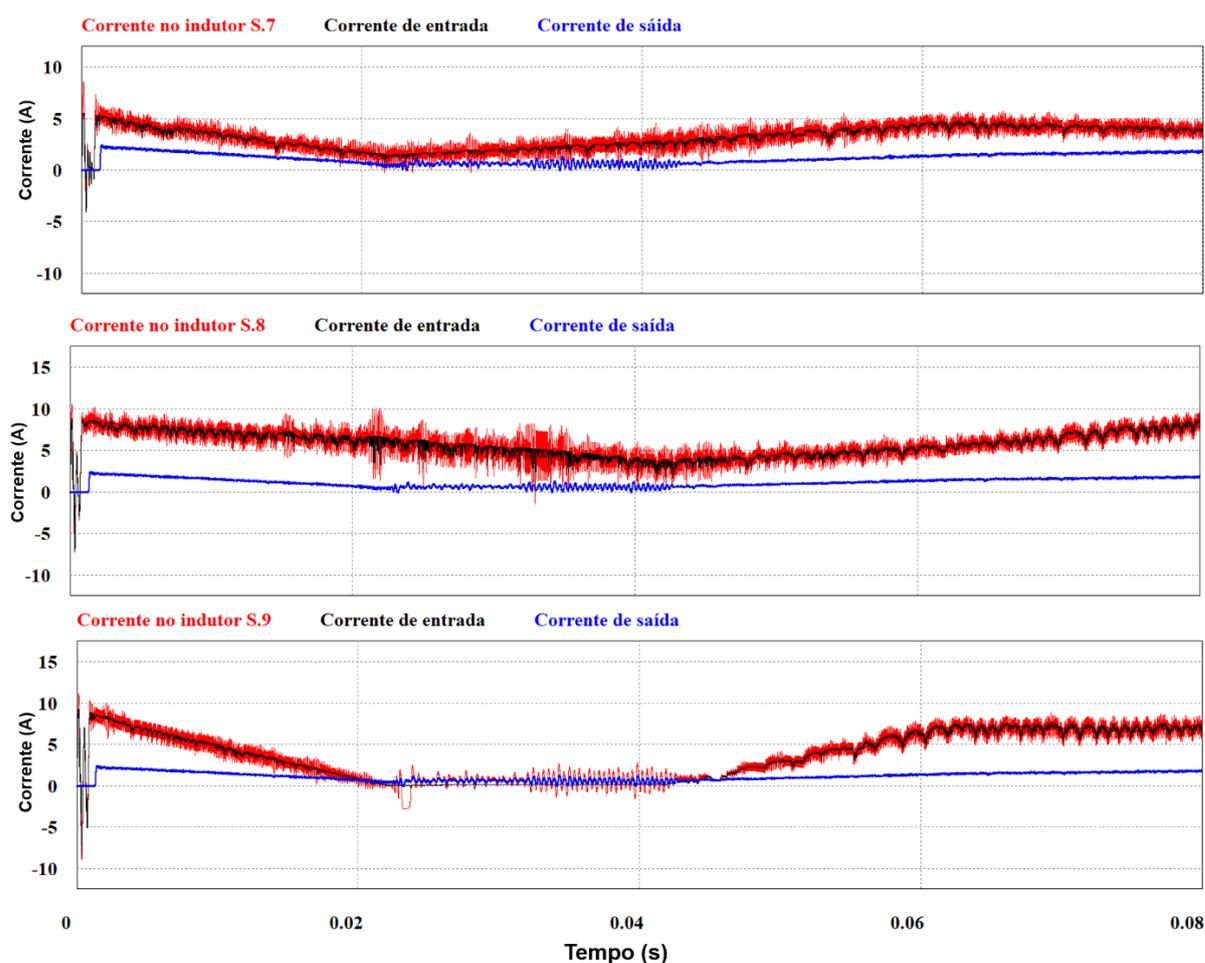
Figura 5.25 Tensões de referência e de entrada conversores S.7 e S.8



Fonte: próprio autor

Com a ação de *anti-windup* presente nos controladores, não ocorreu a sua saturação, logo permitindo que o controle mesmo com o conversor instável tente retomar a referência e extrair a potência disponível. Quando o conversor S.9, volta ao sistema contribuindo para estabilizar a tensão de barramento, e a tensão na saída do conversor S.8 normaliza, o controle retoma a referência e o sistema volta para a estabilidade. A Figura 5.26 contém as formas de ondas para as correntes dos conversores S.7, S.8 e S.9.

Figura 5.26 Correntes para os conversores S.7, S.8 e S.9



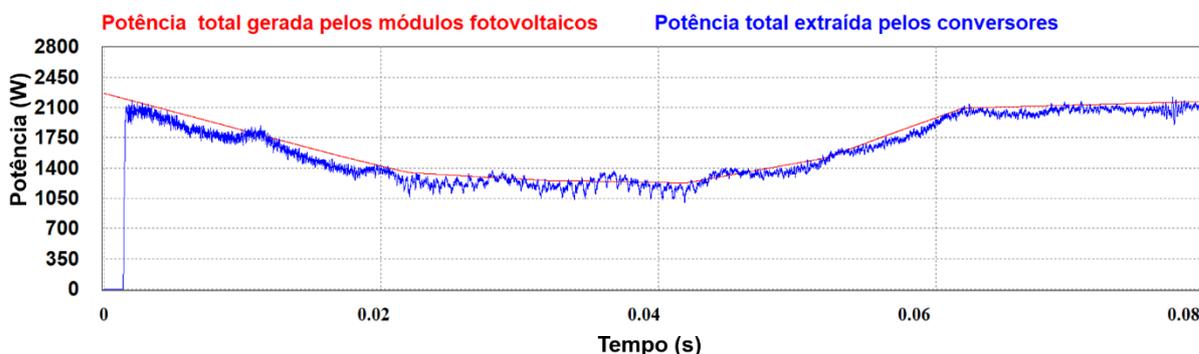
Fonte: próprio autor

Por fim a Figura 5.27 contém as formas de onda da potência total extraída pelos conversores *FSBB*, junto a forma de onda da potência produzida pelos módulos fotovoltaicos sobrepostas.

Concluindo que a aplicação distribuída dos conversores *FSBB*, satisfaz a proposta desenvolvida ao longo deste trabalho. Os conversores atuam extraíndo o maior potencial energético disponível pelos módulos fotovoltaicos independente das condições climáticas, além de lidar com perturbações causadas por ocasiões inesperadas. A estratégia de controle cumpre os

requisitos de projeto, apresentando robustez ao sistema, evitando saturação dos controladores, realizando a transição suave dos modos de operação do conversor *FSBB*.

Figura 5.27 Potência máxima extraída pelos conversor *FSBB*



Fonte: próprio autor

5.5 Considerações finais

Este capítulo apresentou a aplicação distribuída dos conversores *FSBB*, em um arranjo fotovoltaico, conectado a uma unidade inversora, com a finalidade de minimizar o efeito de sombreamento em módulos fotovoltaicos e extrair a máxima potência disponível, não importando o valor.

Simulou-se o arranjo fotovoltaico, com nove módulos em que cada um dos módulos se encontrava conectado a um conversor *FSBB* conforme desenvolvido ao longo dos capítulos deste trabalho.

O conversor *FSBB* atribuído da estratégia de controle, a qual é responsável por garantir a estabilidade do sistema, rastreamento do ponto de máxima potência e fazer a transição entre os modos de operação do conversor *FSBB*. Mostrou-se bastante eficaz quando se submeteu os conversores às condições extremas de instabilidade e/ou padrões de irradiância solar e temperatura.

Ao variar a irradiância solar aplicada aos módulos fotovoltaicos, os conversores *FSBB* obtiveram sucesso, extraíndo sempre a máxima potência disponível, mesmo em casos onde a potência disponível era praticamente nula. Retomando a referência de controle e não indo para a instabilidade em condições extremas de sombreamento.

O controle aplicado ao conversor *FSBB*, mantém o conversor estável mesmo em condições as quais o conversor necessita operar em uma faixa muito próxima à transição entre os modos de operação *Buck* e *Boost*, quando a tensão de saída é igual à tensão de entrada, sem causar problemas à estrutura.

Os conversores *FSBB* mantiveram o equilíbrio das potências em sua entrada (produzida pelo módulo fotovoltaico) e em sua saída (carga), preenchendo os requisitos da proposta para atuar como fonte de potência módulo fotovoltaico — carga.

CAPÍTULO 06

6 CONCLUSÕES GERAIS

6.1 Conclusões e considerações finais

Esta dissertação de mestrado retratou o estudo e desenvolvimento detalhado da proposta do uso da aplicação distribuída do conversor *four switch Buck-Boost (FSBB)*, como o foco de minimizar o efeito de sombreamento causados a módulos fotovoltaicos e maximizar a extração de potência. O crescimento constante da utilização da energia fotovoltaica acende uma ampla demanda para o estudo e análise de estruturas/técnicas, para o aproveitamento máximo deste recurso. Buscou-se implementar estratégias de controle, de modo que o conversor *FSBB* opere como fonte de potência entre a carga e o módulo fotovoltaico. Contornando adversidades impostas à entrada e a saída da estrutura por fatores externos e garantindo robustez ao sistema.

O segundo capítulo deste documento, apresentou informações sobre a construção e os princípios de funcionamento de estruturas fotovoltaicas. Com a finalidade de mostrar o comportamento dos módulos fotovoltaicos conforme as variações das condições climáticas de irradiância solar e temperatura, as quais são variáveis não controladas. Posteriormente introduziram-se técnicas de *MPPT* e as topologias dos conversores CC-CC não isolados, os quais trabalhando em cooperação são utilizados para obter o máximo potencial energético fornecido pelo sistema fotovoltaico.

Além disto o terceiro capítulo, apresentou a topologia do conversor *FSBB*, seus princípios de funcionamento, o projeto de seus componentes elétricos conforme (HAGEDORN et al., 2018) ajustando-o para a utilização em módulos fotovoltaicos. Por conseguinte, as formas de onda em malha aberta do conversor foram introduzidas para averiguar a conduta de cada um dos modos de operação do conversor. O conversor *FSBB* é a união entre duas topologias de conversores CC-CC, o *Buck* e o *Boost*, optou-se então pelo desacoplar dos modos de operação do conversor, criando um controle autônomo e cooperativo entre ambos, utilizando da técnica de controle seletivo. Quando a irradiância solar decair, a corrente no módulo fotovoltaico a acompanha, se a carga alimentada pelo sistema estiver drenando uma corrente maior que a fornecida, o conversor necessita entrar em modo *Buck*, atuando como uma fonte de corrente para a saída. No inverso, o conversor entra em modo *Boost*, pois a corrente na saída é menor que a corrente na entrada, logo o conversor *FSBB* atua

como uma fonte de tensão para a saída. Esta abordagem proporciona explorar ao máximo os recursos de cada um dos modos de operação do conversor *FSBB* e extrair toda a potência que os módulos fotovoltaicos podem oferecer junto ao algoritmo de *MPPT P&O*.

O capítulo quatro, retratou a modelagem matemática completa do conversor *FSBB*, para a obtenção das funções de transferência (para as tensões de entrada e saída e corrente no indutor) de cada um dos modos de operação deste conversor. Se tratando da sintonia dos controladores, o projeto adotou o método pelo LGR seguindo o critério de 2% para o tempo de acomodação, a utilização dos controladores PIs pelo método LGR traz uma maior robustez ao sistema. Dado que ao fazer a realocação dos polos e/ou zeros da planta em malha fechada, tem-se um controle sobre a zona de estabilidade da planta. Mesmo que haja mudanças constantes dos parâmetros na entrada do sistema ou uma alteração física da planta por conta de fatores externos, o controle mantém o sistema estável. Uma segunda alternativa de controle utilizando o método ótimo LQR, foi apresentado para o modo de operação *Boost*.

Por fim, o capítulo cinco trata os resultados computacionais do conversor *FSBB* junto da estratégia de controle, a qual é composta por duas malhas de controle. Uma malha externa utilizando o algoritmo *MPPT P&O*, com uma frequência de amostragem de 10 kHz gera uma tensão de referência para a malha de controle interna. A segunda malha é composta pelo controle seletivo, que comuta o sinal de erro entre os controladores PIs, conforme o modo de operação do conversor *FSBB*, comutado com uma frequência de 50 kHz. O conversor *FSBB* em primeiro caso extrai o máximo potencial no módulo fotovoltaico (BYD, 2021), em condição de sombreamento alimentando uma carga R. Em segundo caso o conversor *FSBB* é interligado em cascata com outros dois conversores, que estão acoplados individualmente em módulos fotovoltaicos sobre distintas condições de irradiância solar, o sistema alimenta uma carga R. Em último caso o conversor *FSBB* é colocado em uma aplicação distribuída em uma *String* fotovoltaica em ligação mista com cada módulo sobre condições distintas de irradiância solar, fornecendo potência a um sistema *On Grid*, a unidade inversora possui potência de 2,1 kVA, tensão no elo CC do inversor de 350 V, topologia em ponte-completa, filtro LCL na saída e frequência de comutação de 10 kHz.

Os resultados obtidos demonstram que, a estrutura fonte de potência com o conversor *FSBB* independente das condições externas onde o sistema fotovoltaico estiver exposto ou da carga a ser alimentada, transfere todo potencial energético disponível da entrada para a saída. A estratégia de controle implementada garante a transição entre os modos de operação do conversor conforme necessário, além de manter o sistema estável mesmo em condições extraordinárias de operação, como quando a potência do módulo fotovoltaico ao qual o

conversor *FSBB* estiver interligado for nula. A configuração *anti-windup* presente nos controladores impede a sua saturação, fazendo com que o conversor sempre volte a operar, quando na condição onde o limite da tensão de saída nos conversores foi retirado do controle, mantendo o fluxo de potência entre fonte e carga.

As perturbações nas formas de onda da potência de saída dos conversores *FSBB*, são provenientes do algoritmo *MPPT P&O* que foi utilizado, além dos fatores já mencionados, para gerar uma maior dificuldade a estratégia de controle. Visto que este algoritmo gera oscilações na potência de saída por estar constantemente causando “perturbações” nas variáveis de entrada do módulo fotovoltaico e pela característica de subida da coluna. Característica essa que dificulta o rastreamento da potência em determinadas condições de sombreamento, conduzindo o algoritmo a se perder. Outro fator que causas as perturbações no sistema são os próprios conversores *FSBB* que em aplicação distribuída, interligados de maneira mista, estão influenciando uns nos outros, já que constantemente ajustam as tensões em suas saídas para se igualar a tensão de barramento.

6.2 Propostas para trabalhos futuros

- Construção e implementação do protótipo do conversor *FSBB*
 - Implementação e validação experimental da estratégia primária de controle ao protótipo do conversor *FSBB* (controle seletivo).
 - Estudo de técnicas de estabilidade para o modelo matemático, como para pequenos sinais;
 - Estudo e implementação de novas técnicas *MPPT* para maximizar a eficácia da estrutura distribuída.
 - Desenvolvimento, implementação e validação experimental da estratégia secundária de controle (*LQR*);
- Implementação e validação experimental do conversor *FSBB* em Arranjos Fotovoltaicos conectados a:
 - MicroGrid DC;
 - Sistema *On-Grid*;
 - Sistemas *Off-Grid*;

REFERÊNCIAS

- ALMEIDA, Rildo Afonso et al. **Estudo sobre os componentes utilizados em sistemas fotovoltaicos conectados à Rede**. Brazilian Journal of Development, v. 7, n. 8, p. 77752-77769, 2021.
- ANEEL. **RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº 482, DE 17 DE ABRIL DE 2012**. [S. l.], 17 abr. 2012. Disponível em: https://www.cemig.com.br/wp-content/uploads/2020/08/REN-482_2012.pdf. Acesso em: 19 ago. 2021.
- ANEEL. **RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº 687, DE 24 DE NOVEMBRO DE 2015**. [S. l.], 24 nov. 2015. Disponível em: <http://www2.ANEEL.gov.br/cedoc/ren2015687.pdf>. Acesso em: 19 ago. 2021.
- ANEEL. **RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº 786, DE 17 DE OUTUBRO DE 2017(*)**. [S. l.], 17 out. 2017. Disponível em: <http://www2.ANEEL.gov.br/cedoc/ren2017786.pdf>. Acesso em: 19 ago. 2021.
- ANEEL. **Geração Distribuída**. [S. l.], 28 set. 2015. Disponível em: <https://www.ANEEL.gov.br/geracao-distribuida>. Acesso em: 19 ago. 2021.
- BARBI, Ivo. **Modelagem de conversores CC-CC empregando modelo médio em espaço de estados**. Edição do autor. Florianópolis-SC, 2015.
- BYD. **Módulo PV (fotovoltaico) BYD - Potência nominal 325-340W-POLICRISTALINO P6K-36-SÉRIE-5BB 325-340W**. [S. l.], 18 ago. 2021. Disponível em: https://www.byd.ind.br/2020/wp-content/uploads/2020/09/P6K_36_SÉRIE_5BB_pnl_solar_byd_01_020320.pdf. Acesso em: 18 ago. 2021.
- CANTOR, Guillermo Andres Rodriguez et al. **Influência dos fatores climáticos no desempenho de módulos fotovoltaicos em regiões de clima tropical**. 2017.
- CARNEIRO, Joaquim AO. **Módulos fotovoltaicos: características e associações**. 2010.
- CHEPP, Ellen David. **Metodologia para análise de perdas por sombreamento em instalações fotovoltaicas**. 2018.

COELHO, Roberto F.; CONGER, Filipe M.; MARTINS, Denizar C. **A MPPT approach based on temperature measurements applied in PV systems.** In: 2010 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET). IEEE, 2010. p. 1-6. <https://doi.org/10.1109/ICSET.2010.5684440>

COELHO, Roberto F.; CONGER, Filipe; MARTINS, Denizar C. **A study of the basic DC-DC converters applied in maximum power point tracking.** In: 2009 Brazilian power electronics conference. IEEE, 2009. p. 673-678. <https://doi.org/10.1109/COBEP.2009.5347723>

COELHO, Roberto Francisco et al. **Estudo dos conversores Buck e Boost aplicados ao rastreamento de máxima potência de sistemas solares fotovoltaicos.** 2008.

DARLA, R., (2007). **Development of Maximum Power Point Tracker for PV Panels Using SEPIC Converter.** In: INTELEC 07 - 29th International Telecommunications Energy Conference, pp. 650-655. <https://doi.org/10.1109/INTLEC.2007.4448860>

DEL MORAL, D. Lopez et al. **Static and dynamic analysis of a 300W Séries Connection Flyback converter applied to photovoltaic panels.** In: 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2015. p. 350-357.

DIBYO, S.; AMRI, B.; ASHARI, M. **The comparative study of Buck-Boost, Cúk, Sepic and Zeta converter for maximum power point tracking photovoltaic using P&O method.** Conference on Information Technology, Computer and Electrical Engineering (ICITACEE), p. 01-06, 2015.

FRANKLIN, Gene F.; POWELL, J. David; EMAMI-NAEINI, Abbas. **Sistemas de controle para engenharia.** Bookman Editora, 2013.

GOMES, Adjeferson Custódio et al. **Análise, projeto e implementação de um conversor Boost com técnica de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos.** 2014.

GONTEAN, Aurel et al. **A novel high accuracy PV cell model including self-heating and parameter variation.** Energies, v. 11, n. 1, p. 36, 2018. <https://doi.org/10.3390/en11010036>

GUO, Siyu et al. **Analysing solar cells by circuit modelling**. Energy Procedia, v. 25, p. 28-33, 2012. <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2012.07.004>

HAGEDORN, Julian. **Basic calculations of a 4 switch *Buck-Boost* power stage**. Texas Instruments, Dallas, Texas, USA, Rep. SLVA535B, 2018.

HERINGER, N. M. F. **Modelagem de Arranjo Fotovoltaico com Sombreamento Parcial para Referência de Emuladores Estáticos**. Orientador: Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti. 2016. 89 f. Dissertação (Mestre em Engenharia Elétrica.) - Universidade Federal do Espírito Santo – UFES, Brasil, 2016.

HESTER, Richard K. et al. **High efficiency wide load range *Buck/Boost/bridge* photovoltaic microconverter**. In: 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2011. p. 309-313. <https://doi.org/10.1109/APEC.2011.5744613>

HOSSEINI, Seyed Hossein; ALISHAH, Rasoul Shalchi; GHAREHKOUSHAN, Amirreza Zarrin. **Enhancement of extracted maximum power from partially shaded multi-*String* PV panels using a new cascaded high step-up DC-DC-AC converter**. In: 2015 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO). IEEE, 2015. p. 644-648. <https://doi.org/10.1109/ELECO.2015.7394619>

LIMA, Nélio N. et al. **Low complexity system for real-time determination of current-voltage characteristic of PV modules and *Strings***. In: 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2013. p. 2817-2823. <https://doi.org/10.1109/APEC.2013.6520697>

LOPES, Yona; FERNANDES, Natalia Castro; MUCHALUAT-SAADE, Débora Christina. **Geração distribuída de energia: Desafios e perspectivas em redes de comunicação**. Simpósio Brasileiro de Redes de Computadores e Sistemas Distribuídos, v. 33, p. 40, 2015.

LUZ, C. M. A. **Análise comparativa de técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência de sistemas solares fotovoltaicos sob condição de sombreamento parcial**. Orientador: Prof. Dr. Fernando Lessa Tofoli. 2018. 152 f. Dissertação (Mestre em Engenharia Elétrica.) - Universidade Federal de São João del-Rei, São João del-Rei, 2018.

MARTINS, D. and Barbi, I. (2006). **Eletrônica De Potência: Conversores CC-CC Não Isolados**. 2nd ed. Florianópolis: Edição dos Autores.

MODAK, G. and Dhote, V. (2017). **Analysis and Study of Zeta Converter Fed by Solar Photovoltaic Array**. In: International Conference on Innovations in Power and Advanced Computing Technologies, pp.01-06.

MORAIS, Aniel Silva de. **Revisão de sistemas de controle contínuos**. In: SISTEMAS Realimentados. 1ª edição. ed. Uberlândia-MG: [s. n.], 2012.

PADHI, Radhakant. **Optimal Control, Guidance and Estimation**. 2014

PETRY, Clóvis Antônio. **Introdução aos Conversores CC-CC**. 2001.

PORTAL SOLAR. **Conforme indicado pela ANEEL, a fonte solar protagonizou cenário de crescimento da matriz elétrica brasileira em 2020**. [S. l.], 14 jan. 2021. Disponível em: <https://www.portalsolar.com.br/blog-solar/energia-solar/conforme-indicado-pela-ANEEL-a-fonte-solar-protagonizou-cenario-de-crescimento-da-matriz-eletrica-brasileira-em-2020.html>. Acesso em: 19 ago. 2021.

PORTAL SOLAR. **Dados do Mercado de Energia Solar no Brasil**. [S. l.], 14 jan. 2021. Disponível em: <https://www.portalsolar.com.br/mercado-de-energia-solar-no-brasil.html>. Acesso em: 19 ago. 2021.

PORTAL SOLAR. **Efeito do sombreamento em módulos solares fotovoltaicos e consequências para o arranjo solar em sistemas de geração de energia solar fotovoltaica (parte I)**. [S. l.], 28 jan. 2018. Disponível em: <https://www.solarbrasil.com.br/blog/efeito-do-sombreamento-em-modulos-solares-fotovoltaicos-e-consequencias-para-o-arranjo-solar-em-sistemas-de-geracao-de-energia-solar-fotovoltaica-parte-i/>. Acesso em: 19 ago. 2021.

PORTAL SOLAR. **Energia solar on-grid ou off-grid? Qual devo escolher?** [S. l.], 14 jan. 2021. Disponível em: <https://www.portalsolar.com.br/energia-solar-on-grid-ou-off-grid-qual-devo-escolher>. Acesso em: 19 ago. 2021.

PORTAL SOLAR. **ON-GRID X OFF-GRID**. [S. l.], 28 jan. 2018. Disponível em: <http://solarfonte.com.br/blog/grid-x-grid>. Acesso em: 19 ago. 2021.

RAMOS, Cristina de Moura. **Procedimentos para caracterização e qualificação de módulos fotovoltaicos**. Dissertação de Mestrado. Programa de Pós-Graduação em Energia. Univ. de S. Paulo, São Paulo, Brasil. 140p, p. 18-23, 2006.

REN, Xiaoyong et al. **Four switch *Buck-Boost* converter for telecom DC-DC power supply applications**. In: 2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. IEEE, 2008. p. 1527-1530. <https://doi.org/10.1109/APEC.2008.4522927>

REN, Xiaoyong et al. **Three-mode dual-frequency two-edge modulation scheme for four-switch *Buck-Boost* converter**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 24, n. 2, p. 499-509, 2008. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.2005578>

RICHARD C. DORF; BISHOP, Robert H. **Modern control systems**. Pearson Prentice Hall, 2008.

RODRIGUES, Marinaldo de Jesus dos Santos et al. **Avaliação teórica e experimental de geradores fotovoltaicos sob diferentes condições de sombreamento**. 2017.

SARKAR, Md Nazmul Islam. **Effect of various model parameters on solar photovoltaic cell simulation: a SPICE analysis**. Renewables: Wind, Water, and solar, v. 3, n. 1, p. 1-9, 2016. <https://doi.org/10.1186/s40807-016-0035-3>

SILVA, Leonardo Rosenthal Caetano et al. **Análise computacional de técnicas de rastreamento de máxima potência (MPPT) para aplicação em arranjos fotovoltaicos**. Revista Brasileira de Energia Solar, v. 8, n. 1, p. 26-33, 2017.

SILVA, Leonardo Rosenthal Caetano. **Análise comparativa de técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência de sistemas solares fotovoltaicos sob condição de sombreamento parcial**. 2015. 178 p. Dissertação (Mestre em Engenharia Elétrica.) - Universidade Federal de Uberlândia -UFU, [S. l.], 2015.

SURICHAQUI, Roberto Carlos Colonia; FROTA, Maurício Nogueira; TICONA, Epifanio Mamani. **Impacto do sombreamento parcial na conversão fotovoltaica: experimentos e simulação**. 2015.

TOFOLI, Fernando Lessa (2018). **Conversores CC-CC Não Isolados Análise, Modelagem E Controle**. São Paulo: Artliber.

VICENTE, Eduardo Moreira et al. **High-efficiency MPPT method based on irradiance and temperature measurements**. IET Renewable Power Generation, v. 14, n. 6, p. 986-995, 2020. <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2019.0849>

VICENTE, PAULA DOS SANTOS. **Reconfiguração de painéis fotovoltaicos sombreados utilizando a teoria dos conjuntos aproximados**. Orientador: Professor Tales Cleber Pimenta. 2015. 116 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Itajubá) - Universidade Federal de Itajubá, Itajubá – MG, 2015.

VILLALVA, Marcelo Gradella; GAZOLI, Jonas Rafael; RUPPERT FILHO, Ernesto. **Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays**. IEEE Transactions on power electronics, v. 24, n. 5, p. 1198-1208, 2009. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2009.2013862>

WADE, H. **Regulatory and Advanced Regulatory Control**. [S. l.]: Research Triangle Park, NC: Instrument Soc. of America, 1994.

WIRTH, Harry; WEIß, Karl-Anders; WIESMEIER, Cornelia. **Photovoltaic Modules**. De Gruyter, 2016. <https://doi.org/10.1515/9783110348286>

APÊNDICE A – CÓDIGO PARA OS CÁLCULOS DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS DO CONVERSOR *FSBB*

```

%%calculos dos paramentros eletricos do conversor FSBBc
clear;
clc;
format shorte;

% Dados de entrada
vout=220; %tensão de saída
voutb=45;
vinmax= 50 ; % tensão maxima de entrada;
vinmim= 25; %tensão minima de saída;
n=0.9; %rendimento do conversor;
kind= (0.12) ; %maximo ripple de corrente aceito do indutor;
fsw= 50e3 ; % maxima frequencia de comutação;
iout= 4.5 ; %corrente maxima de saída;
ilim=25; %limite de corrente do interruptor, especificado no conversor
voutripple=0.10; %ondulação de tensão de saída desejada
esr= 1.5e-3; %resistência em série equivalente da saída usada capacitor

%%
%Periodo de comutação
t=1/fsw;

P=vout*iout

dBuck= (voutb )/(vinmax)
dBoost= (1 - ((vinmax*n) / (vout)))

%%
%Indutancia

lBuck= (voutb* (vinmax-voutb)) / ( kind*fsw*vinmax*iout);

lBoost= ((vinmax^2)*(vout-vinmax)) / ( kind*fsw*(vout^2)*iout);

if lBuck>lBoost
    l=lBuck;
else
    l=lBoost;
end
%%
% ondulação máxima de corrente através do indutor
v_imax_Buck= ((vinmax-voutb)*dBuck)/ (fsw*l);
v_imax_Boost= (vinmim*dBoost)/ (fsw*l);

if v_imax_Buck > v_imax_Boost
    v_imax=v_imax_Buck
else
    v_imax=v_imax_Boost
end

%%
%maxima corrente nos interruptores
iswmax_Buck= (v_imax/2)+iout
iswmax_Boost= (v_imax/2)+((iout)/(1-dBoost))

```

```

%%
%corrente máxima entregue através do indutor pelo conversor

imax_out_Buck= ilim - (v_imax/2)
imax_out_Boost= (ilim - (v_imax/2)) * (1-dBoost)

%%
%Capacitancia
%capacitância de saída mínima necessária
c_outmin_Buck_01= (kind*iout) / (8*fsw* voutripple);
%capacitância de saída mínima necessária para umultrapassagem desejada
c_outmin_Buck_02= (((kind*iout)^2)*l) / ( 2*voutb*voutripple);
%capacitância de saída mínima
c_outmin_Boost= (iout*dBoost*t) / (vout*voutripple);
%ondulação de tensão de saída adicional devido resistência em série
equivalente da saída usada capacitor
v_voutesr_Buck= esr*kind*iout
v_voutesr_Boost= esr * (iout/(1-dBoost))+ ((kind*iout*vout)/ (2+vinmax))
%maximo capacitor de saida
c_out=max([ c_outmin_Buck_01; c_outmin_Buck_02 ; c_outmin_Boost])
1
c_in= vinmax/(fsw*vinmax*(0.1*vinmax))

```

**APÊNDICE B – CÓDIGOS PARA A OBTENÇÃO DAS MATRIZES DE
ESPAÇO DE ESTADOS MÉDIOS E FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA
PARA O MODO DE OPERAÇÃO *BOOST*.**

```

clear
clc
syms rp rci ci rs1 rs2 rs3 rs4 rl D co rco l vp io

%Matrizes para S1=on S2=OFF S3=OFF S4=ON

A1= [ (-1/((rp+rci)*ci))      (-rp/((rp+rci)*ci))      (0)
      (0)                    (- (rs1+rs3+rl)/(l))          (0)
      (0)                    (0)                          (0) ];

B1= [ (1/((rp+rci)*ci))      (0);
      (1/l)                  (-rp/(l*(1-D))) ;
      (0)                    (-1/co)      ];

C1= [ 1      -rci      0 %vi
      0      0      0 %i
      0      0      1]; %vco

D1=[ 0      rci/(1-D) ;
      0      1/(1-D) ;
      0      -rco   ];

%Matrizes para S1=on S2=OFF S3=ON S4=OFF

A2= [ (-1/((rp+rci)*ci))      (-rp/((rp+rci)*ci))      (0)
      (0)                    (- (rs1+rs4+rl+rco)/(l))      (-1/l)
      (0)                    (1/co)                          (0) ];

B2= [ (1/((rp+rci)*ci))      (0);
      (1/l)                  ( (-rp/(l*(1-D)))-rco) ;
      (0)                    (-1/co)      ];

C2= [ 1      -rci      0 %vi
      0      1      0 %i
      0      rco   1]; %vco

D2= [ 0      rci/(1-D) ;
      0      0 ;
      0      -rco   ];

```



```
B1= [ (1/((rp+rci)*ci))      (0);
      (1/l)                  (-rp/(1*(1-D))) ;
      (0)                    (-1/co)      ];
```

```
C1= [ 1      -rci      0 %vi
      0      0        0  %i
      0      0        1]; %vco
```

```
D1=[ 0      rci/(1-D) ;
      0      1/(1-D)  ;
      0      -rco    ];
```

```
%Matrizes para S1=on S2=OFF S3=ON S4=OFF
```

```
A2= [ (-1/((rp+rci)*ci))      (-rp/((rp+rci)*ci))      (0)
      (0)                    (- (rs1+rs4+r1+rco)/(1))      (-
1/l)
      (0)                    (1/co)                    (0)
];
```

```
B2= [ (1/((rp+rci)*ci))      (0);
      (1/l)                  ( (-rp/(1*(1-D)))-rco) ;
      (0)                    (-1/co)      ];
```

```
C2= [ 1      -rci      0 %vi
      0      1        0  %i
      0      rco     1]; %vco
```

```
D2= [ 0      rci/(1-D) ;
      0      0        ;
      0      -rco    ];
```

```
A = (A1*D) + (A2*(1-D))
Bu = ( B1*D) + (B2*(1-D))
C = (C1*D) + (C2*(1-D))
D3 = (D1*D) + (D2*(1-D))
```

```
U=[vp;io];
X = -inv(A)*Bu*U
```

```
Pi=X(1,1)*X(2,1)
```

```
Po=X(3,1)*io

s=tf('s');
Bd = ((A1-A2)*X)+(B1-B2)*U;
Cx= (C1-C2)*X;
Du= (D1-D2)*U;

G = simplify( zpk((C*(inv(s*eye(size(A))-A)*Bd))+Cx+Du ))
T=1/50e3;%menor tempo de acomodacao

gvid=-G(1,1)
plgv=(pole(gvid))
zgv=zero(gvid)
[ Gm , Pm , Wcg , Wcp ] = margin(gvid)

kc=0.023611;
cs= (s+3.6e03)/(s);
css=zpk(cs*kc)
wc=2*pi*5e3;
fii=wc/(s+wc);

sisotool(gvid,css)
```

**APÊNDICE C – CÓDIGO PARA OS OBTENÇÃO DAS MATRIZES DE
ESPAÇO DE ESTADOS MÉDIOS E FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA
PARA O MODO DE OPERAÇÃO *BUCK*.**

```

clear
clc
syms rp rci ci rs1 rs2 rs3 rs4 rl D co rco l vp io
%Matrizes para S1=on S2=OFF S3=Off S4=On

A1= [ (-1/((rp+rci)*ci))      (-rp/((rp+rci)*ci))      (0)
      (0)                    -((rs1+rs4+rl+rco)/(l))      (-
1/l)
      (0)                    (1/co)                    (0)
];

B1= [ (1/((rp+rci)*ci))      (0);
      (1/l)                  -((rp*D)-rco)/(l) ;
      (0)                    (-1/co)      ];

C1= [ 1      -rci      0 %vi
      0      1      0 %i
      0      rco     1]; %vco

D1= [ 0      (rci*D) ;
      0      0      ;
      0      -rco   ];

%Matrizes para S1=OFF S2=ON S3=OFF S4=ON

A2= [ (-1/((rci)*ci))      (0)      (0)
      (0)                    -((-rs2+rs4+rl+rco)/(l))
(-1/l)
      (0)                    (1/co)      (0)
];

B2= [ (1/((rci)*ci))      ((-rp*D)/((rci)*ci));
      (0)                  (rco/(l)) ;
      (0)                  (-1/co)      ];

```

```
C2= [ 1      0      0 %vi
      0      1      0 %i
      0      (rco)  1]; %vco
```

```
D2=[ -1      (D*(rci)) ;
      0      0 ;
      0      -rco ];
```

```
A = simplify((A1*D) + (A2*(1-D)))
Bu = simplify(( B1*D) + (B2*(1-D)))
C = simplify((C1*D) + (C2*(1-D)))
D3 = simplify((D1*D) + (D2*(1-D)))
```

```
%-----
```

```
clear
clc
close all
format long
% syms d ci l rpv il vi vout ;
```

```
% resistencia dos interruptores
rs1=5e-3;
rs2=5e-3;
rs3=5e-3;
rs4=5e-3;
```

```
%capacitores
rco=1.5e-3;
co=22e-6;
rci=1.5e-3;
ci=4.7e-6;
```

```
%indutor
rl=0.05;
l=325e-6;
```

```
%modulo fotovoltaico
rp=0.0062*72;
io=4.5;
ipv=3;
vp=40;
```

```
%Ciclo de trabalho
```

D=ipv/io

%Matrizes para S1=on S2=OFF S3=Off S4=On

```
A1= [ (-1/((rp+rci)*ci))      (-rp/((rp+rci)*ci))      (0)
      (0)                    -((rs1+rs4+r1+rco)/(l))      (-
1/l)
      (0)                    (1/co)                    (0)
];
```

```
B1= [ (1/((rp+rci)*ci))      (0);
      (1/l)                  -((rp*D)-rco)/(l) ;
      (0)                    (-1/co)      ];
```

```
C1= [ 1      -rci      0 %vi
      0      1      0 %i
      0      rco     1]; %vco
```

```
D1= [ 0      (rci*D) ;
      0      0      ;
      0      -rco   ];
```

%Matrizes para S1=OFF S2=ON S3=OFF S4=ON

```
A2= [ (-1/((rci)*ci))      (0)      (0)
      (0)                    -((-rs2+rs4+r1+rco)/(l))
(-1/l)
      (0)                    (1/co)      (0)
];
```

```
B2= [ (1/((rci)*ci))      ((-rp*D)/((rci)*ci));
      (0)                  (rco/(l)) ;
      (0)                  (-1/co)      ];
```

```
C2= [ 1      0      0 %vi
      0      1      0 %i
      0      (rco)  1]; %vco
```

```
D2=[ -1      (D*(rci)) ;
```

```

0      0      ;
0      -rco   ];

A = ((A1*D) + (A2*(1-D)))
Bu = (( B1*D) + (B2*(1-D)))
C = ((C1*D) + (C2*(1-D)))
D3 = ((D1*D) + (D2*(1-D)))

U=[vp;io]
X = -inv(A)*Bu*U

Pi=X(1,1)*X(2,1);
Po=X(3,1)*io;

s=tf('s');
Bd = ((A1-A2)*X)+((B1-B2)*U);
Cx= (C1-C2)*X;
Du= (D1-D2)*U;

G = simplify( zpk((C*(inv(s*eye(size(A))-A)*Bd))+Cx+Du) );

gvid=G(1,1)
gid=G(2,1)
gvo=G(3,1)

kc=0.07685;
cs=(s+7.54e3)/(s);
sisotool(gid,kc*cs);

[ Gm , Pm , Wcg , Wcp ] = margin(gid)

```

ANEXO A – BASE UTILIZADA PARA OS CÁLCULOS DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS DO CONVERSOR *FSBB*



Application Report
SLVA535B–January 2018–Revised July 2018

Basic Calculations of a 4 Switch Buck-Boost Power Stage

Hagedorn, Julian

ABSTRACT

This application note gives the equations to calculate the power stage of a non-inverting buck-boost converter built with an IC with integrated switches and operating in continuous conduction mode. See the references at the end of this document if more detail is needed.

For a design example without description, see [appendix A](#).

Contents

1	Basic Configuration of a Buck-Boost Converter	2
2	Duty Cycle Calculation	2
3	Inductor Selection	2
4	Calculating Maximum Switch Current	3
5	Output Voltage Setting	5
6	Input Capacitor Selection	5
7	Output Capacitor Selection	8
8	References	7
Appendix A	Design Example Using TPS63802	8
Appendix B	Formulas to Calculate the Power Stage of a 4-Switch Buck-Boost Converter	10

List of Figures

1	Buck-Boost Converter Schematic	2
2	Feedback Circuit	5

List of Tables

1	11
---	-------	----

Trademarks

All trademarks are the property of their respective owners.

1 Basic Configuration of a Buck-Boost Converter

Figure 1, shows the basic configuration of a buck-boost converter where the switches are integrated in the IC. Many of the Advanced Low Power buck-boost converters (TPS63xxx) have all four switches integrated in the IC. This reduces solution size and eases the difficulty of the design.

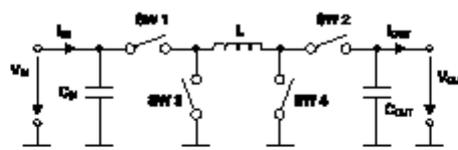


Figure 1. Buck-Boost Converter Schematic

1.1 Necessary Parameters of the Power Stage

The following four parameters are needed to calculate the power stage:

1. Input voltage range: $V_{IN\ min}$ and $V_{IN\ max}$
2. Nominal output voltage: V_{OUT}
3. Maximum output current: I_{OUT}
4. Integrated circuit used to build the buck-boost converter. This is necessary because some parameters for the calculations must be derived from the data sheet.

If these parameters are known, the power stage can be calculated.

2 Duty Cycle Calculation

The first step after selecting the operating parameters of the converter is to calculate the minimum duty cycle for buck mode and maximum duty cycle for boost mode. These duty cycles are important because at these duty cycles the converter is operating at the extremes of its operating range. The duty cycle is always positive and less than 1.

$$D_{Buck} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN\ max} \times \eta} \quad (1)$$

$$D_{Boost} = 1 - \frac{V_{IN\ max} \times \eta}{V_{OUT}}$$

where

- $V_{IN\ max}$ = maximum input voltage
- $V_{IN\ min}$ = minimum input voltage
- V_{OUT} = desired output voltage
- D_{Buck} = minimum duty cycle for buck mode
- D_{Boost} = maximum duty cycle for boost mode
- η = estimated efficiency at calculated V_{IN} , V_{OUT} , and I_{OUT}

(2)

3 Inductor Selection

Data sheets often give a range of recommended inductor values. If this is the case, choose an inductor from this range. The higher the inductor value, the higher is the possible maximum output current because of the reduced ripple current.

Normally, the lower the inductor value, the smaller is the solution size. Note that the inductor must always have a higher current rating than the largest value of current given from Equation 5 and Equation 8; this is because the peak current increases with decreasing inductance.



For device datasheets where no inductor range is given, an inductor that satisfies both buck and boost mode conditions must be chosen. Follow both [Section 3.1](#) and [Section 3.2](#) to find the right inductance. Select the largest value of inductance calculated from either [Equation 3](#) and [Equation 4](#).

3.1 Buck Mode

For buck mode the following equation is a good estimate for the right inductance:

$$L > \frac{V_{OUT} \times (V_{INmax} - V_{OUT})}{K_{IND} \times F_{SW} \times V_{INmax} \times I_{OUT}}$$

where

- V_{INmax} = maximum input voltage
- V_{OUT} = desired output voltage
- I_{OUT} = desired maximum output current
- F_{SW} = switching frequency of the converter
- K_{IND} = estimated coefficient that represents the amount of inductor ripple current relative to the maximum output current. (3)

A good estimation for the inductor ripple current is 20% to 40% of the output current, or $0.2 < K_{IND} < 0.4$.

3.2 Boost Mode

For boost mode the following equation is a good estimate for the right inductance:

$$L > \frac{V_{INmin}^2 \times (V_{OUT} - V_{INmin})}{F_{SW} \times K_{IND} \times I_{OUT} \times V_{OUT}^2}$$

where

- V_{INmin} = minimum input voltage
- V_{OUT} = desired output voltage
- I_{OUT} = desired maximum output current
- F_{SW} = switching frequency of the converter
- K_{IND} = estimated coefficient that represents the amount of inductor ripple current relative to the maximum output current. (4)

A good estimation for the inductor ripple current is 20% to 40% of the output current, or $0.2 < K_{IND} < 0.4$.

4 Calculating Maximum Switch Current

To calculate the maximum switch current the duty cycle must be derived as done in [Section 2](#) of this application note. There are two operating cases to consider for these calculations: buck and boost mode. Derive the maximum switch current for both cases. Use the greater of the two switch currents for remainder of this application note.

4.1 Buck Mode

In buck mode, the maximum switch current is when the input voltage is at its maximum. Using [Equation 5](#) and [Equation 6](#), the maximum switch current can be calculated.

$$I_{SWmax} = \frac{\Delta I_{IND}}{2} + I_{OUT} \quad (5)$$

$$\Delta I_{IND} = \frac{(V_{INmax} - V_{OUT}) \times D_{BUCK}}{F_{SW} \times L}$$

where

- V_{INmax} = maximum input voltage



Calculating Maximum Switch Current

www.ti.com

- V_{OUT} = desired output voltage
- I_{OUT} = desired output current
- ΔI_{max} = maximum ripple current through the inductor
- $I_{SW\ max}$ = maximum switch current
- D_{buck} = minimum duty cycle for buck mode
- F_{SW} = switching frequency of the converter
- L = selected inductor value

(6)

To obtain the switching frequency, refer to the datasheet for the given converter.

Before continuing, verify that the converter can deliver the maximum current using Equation 7. $I_{max\ out}$ must be greater than I_{out} .

$$I_{max\ out} = I_{LM} - \frac{\Delta I_{max}}{2}$$

where

- $I_{max\ out}$ = maximum deliverable current through inductor by the converter
- I_{LM} = switch current limit, specified in converter datasheet
- ΔI_{max} = Ripple current through the inductor calculated in equation 6.

(7)

4.2 Boost Mode

In boost mode, the maximum switch current is when the input voltage is at its minimum. Using Equation 8 and Equation 9, the maximum switch current can be calculated.

$$I_{SW\ max} = \frac{\Delta I_{max}}{2} + \frac{I_{OUT}}{1 - D_{Boost}}$$

(8)

$$\Delta I_{max} = \frac{V_{Min} \times D_{Boost}}{F_{SW} \times L}$$

where

- V_{Min} = minimum input voltage
- V_{OUT} = desired output voltage
- I_{OUT} = desired output current
- ΔI_{max} = maximum ripple current through the inductor
- $I_{SW\ max}$ = maximum switch current
- D_{Boost} = maximum duty cycle for boost mode
- F_{SW} = switching frequency of the converter
- L = selected inductor value

(9)

To obtain the switching frequency, refer to the datasheet for the given converter.

Before continuing, verify that the converter can deliver the maximum current using Equation 10. $I_{max\ out}$ must be greater than $I_{out\ max}$. $I_{out\ max}$ is specified as the maximum output current required by the application.

$$I_{max\ out} = \left(I_{LM} - \frac{\Delta I_{max}}{2} \right) \times (1 - D_{Boost})$$

where

- $I_{max\ out}$ = maximum deliverable current through inductor by the converter
- D_{Boost} = maximum duty cycle for boost mode
- I_{LM} = switch current limit, specified in converter datasheet
- ΔI_{max} = Ripple current through the inductor calculated in Equation 9.

(10)

5 Output Voltage Setting

Most converters set the output voltage with a resistive divider network. This is integrated if the converter is a fixed output voltage converter. In this case, the external voltage divider described in this section is not used.

With the given feedback voltage, V_{FB} , and feedback bias current, I_{FB} , the voltage divider can be calculated.

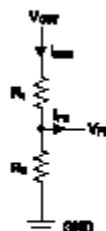


Figure 2. Feedback Circuit

The current through the resistive divider must be at least 100 times the size of the feedback bias current. [SLYT469](#) is also available for a detailed discussion on resistive feedback divider design.

$$I_{R1/2} \geq 100 \times I_{FB}$$

where

- $I_{R1/2}$ = current through the resistive divider to GND
- I_{FB} = feedback bias current from data sheet

This adds less than 1% inaccuracy to the voltage measurement. For the calculation of the feedback divider, the current into the feedback pin can be neglected. The disadvantage of using smaller resistor values than computed from [Equation 12](#) and [Equation 13](#) is a higher power loss in the resistive divider and thus lower efficiency at light loads, but the accuracy does increase. Again, for a more detailed discussion on this subject matter see the [SLYT469](#).

Neglecting the current into the FB pin, the resistors are calculated as followed:

$$R2 = \frac{V_{FB}}{I_{R1/2}} \tag{12}$$

$$R1 = R2 \times \left(\frac{V_{OUT}}{V_{FB}} - 1 \right)$$

where

- $R1, R2$ = resistive divider values, see [Figure 2](#).
- V_{FB} = feedback voltage from the datasheet
- $I_{R1/2}$ = current through the resistive divider to GND, calculated in [Equation 11](#)
- V_{OUT} = desired output voltage

6 Input Capacitor Selection

The minimum value for the input capacitor is normally given in the datasheet. This minimum value is necessary to stabilize the input voltage due to the peak current requirement of a switching power supply. The best practice is to use low-equivalent series resistance (ESR) ceramic capacitors. The dielectric material must be X5R or better. Otherwise, the capacitor loses much of its capacitance due to dc bias or temperature.

The value can be increased if the input voltage is noisy.



7 Output Capacitor Selection

The best practice is to use low-ESR capacitors to minimize the ripple on the output voltage. Ceramic capacitors are a good choice if the dielectric material is X5R or better.

If the converter has external compensation, any capacitor value above the recommended minimum in the datasheet can be used, but the compensation has to be adjusted for the used output capacitance.

With internally compensated converters, the recommended inductor and capacitor values must be used, or the recommendations in the datasheet for adjusting the output capacitors to the application must be followed. This usually involves keeping the same ratio of $L \times C$ as the recommended values.

With external compensation, a solution that satisfies both buck and boost mode must be chosen. Follow both [Section 7.1](#) and [Section 7.2](#) to develop minimum output capacitance for both buck and boost mode operations. Select output capacitance that is larger than both minimum required output capacitance for buck and boost mode operation. Always account for DC bias capacitance drop and derate the capacitance of the output capacitors for the design calculations.

7.1 Buck Mode

For buck mode, and [Equation 16](#) are used to calculate the minimum output capacitor value for a desired output voltage ripple. For the minimum output capacitance use the maximum value from and [Equation 16](#).

$$C_{OUTmin1} = \frac{K_{ind} \times I_{OUT}}{8 \times F_{sw} \times V_{OUTripple}}$$

where

- $C_{OUTmin1}$ = minimum output capacitance required
- F_{sw} = switching frequency of the converter
- $V_{OUTripple}$ = desired output voltage ripple
- I_{OUT} = desired maximum output current
- K_{ind} = estimated coefficient that represents the amount of inductor ripple current relative to the maximum output current. (14)

The ESR of the output capacitor adds some more ripple, which can be calculated with [Equation 15](#):

$$\Delta V_{OUTesr} = ESR \times K_{ind} \times I_{OUT}$$

where

- ΔV_{OUTesr} = additional output voltage ripple due to capacitors ESR
- ESR = equivalent series resistance of the used output capacitor (15)

Often the selection of the output capacitor is not driven by the steady-state ripple, but by the output transient response. The output voltage deviation is caused by the time it takes the inductor to catch up with the increased or reduced output current needs.

The following formula can be used to calculate the necessary output capacitance for a desired maximum overshoot caused by the removal of the load current.

$$C_{OUTmin2} = \frac{(K_{ind} \times I_{OUT})^2 \times L}{2 \times V_{OUT} \times \Delta V_{OUT}}$$

where

- $C_{OUTmin2}$ = minimum output capacitance required for a desired overshoot
- I_{OUT} = desired maximum output current
- K_{ind} = estimated coefficient that represents the amount of inductor ripple current relative to the maximum output current
- V_{OUT} = desired output voltage
- ΔV_{OUT} = desired output voltage change due to the overshoot (16)



7.2 Boost Mode

With external compensation, the following equations can be used to adjust the output capacitor values for a desired output voltage ripple:

$$C_{OUTmin} = \frac{I_{OUT} \times D_{Boost}}{F_{SW} \times \Delta V_{OUT}}$$

where

- C_{OUTmin} = minimum output capacitance
- I_{OUT} = maximum output current of the application
- D_{Boost} = duty cycle calculated with [Equation 7](#)
- F_{SW} = switching frequency of the converter
- ΔV_{OUT} = desired output voltage ripple

(17)

The ESR of the output capacitor adds some more ripple, given with the [Equation 18](#). Be sure to account for this V_{OUT} ESR ripple.

$$\Delta V_{OUTESR} = ESR \times \left(\frac{I_{OUT}}{1 - D_{Boost}} + \frac{K_{ind} \times I_{OUT} \times V_{OUT}}{2 \times V_{IN}} \right)$$

where

- ΔV_{OUTESR} = additional output voltage ripple due to capacitors ESR
- ESR = equivalent series resistance of the used output capacitor
- I_{OUT} = maximum output current of the application
- D_{Boost} = duty cycle calculated with [Equation 7](#)
- K_{ind} = estimated coefficient that represents the amount of inductor ripple current relative to the

(18)

8 References

- Basic Calculation of a Boost Converter's Power Stage ([SLVA372B](#))
- Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage ([SLVA477](#))



Design Example Using TPS63802

A.1 System Requirements

$$V_{OUT} = 3.3 \text{ V}$$

$$I_{OUT} = 2 \text{ A}$$

$$V_{IN \text{ min}} = 2.6 \text{ V}$$

$$V_{IN \text{ max}} = 5.0 \text{ V}$$

$$\text{Efficiency } (V_{OUT} = 3.3 \text{ V @ } V_{IN} = 5.0 \text{ V}_{IN}) = 93\%$$

$$\text{Efficiency } (V_{OUT} = 3.3 \text{ V @ } V_{IN} = 2.6 \text{ V}) = 85\%$$

A.2 Duty Cycle

For buck mode duty cycle use Equation 1, $D_{\text{Buck}} = 0.614$. For boost mode duty cycle use Equation 2, $D_{\text{Boost}} = 0.330$.

A.3 Inductor Selection

Buck	Boost
Using Equation 3:	Using Equation 4:
• $L = 0.881 \mu\text{H}$, (assuming $K_{\text{ind}} = 0.3$)	• $L = 0.341 \mu\text{H}$, (assuming $K_{\text{ind}} = 0.3$)
Inductor Selected: $1.0 \mu\text{H}$	

A.4 Maximum Switch Current

Buck	Boost
Using Equation 5 through Equation 7:	Using Equation 8 through Equation 10:
• $D_{\text{Buck}} = 0.614$	• $D_{\text{Boost}} = 0.330$
• $\Delta I_{\text{max}} = 492 \text{ mA}$	• $\Delta I_{\text{max}} = 405 \text{ mA}$
• $I_{\text{SW max}} = 2.24 \text{ A}$	• $I_{\text{SW max}} = 3.19 \text{ A}$
• $I_{\text{max out}} = 4.25 \text{ A}$ which is greater than 2 A	• $I_{\text{max out}} = 2.88 \text{ A}$ which is greater than 2 A

A.5 Output Voltage Setting

Using Equation 11 and assuming $I_{\text{FB}} = 0.01 \mu\text{A}$, $I_{\text{RT1/2}}$ minimum is found to be $1 \mu\text{A}$. By assuming $5 \mu\text{A}$ for $I_{\text{RT1/2}}$, $100 \text{ k}\Omega$ is calculated from Equation 12 for R2. $91 \text{ k}\Omega$ is chosen for R2 as per datasheet recommendation. Equation 13 then yields $509 \text{ k}\Omega$ for R1 which, $511 \text{ k}\Omega$ is chosen for R1. The typical output voltage with these values of resistors is 3.308 V .

A.6 Input Capacitor Selection

A single $10 \mu\text{F}$, 6.3 V , X5R ceramic capacitors are chosen for the design.



A.7 Output Capacitor Selection

Using [Equation 14](#), [Equation 16](#), and [Equation 17](#), the minimum capacitance required is calculated by taking the maximum of these values. [Equation 14](#), [Equation 16](#), and [Equation 17](#) yield 0.71 μF , 0.55 μF , and 3.11 μF . The maximum was the result from [Equation 17](#), 3.11 μF . A single 22 μF , 6.3 V, X5R, +/- 20% ceramic capacitor, (Murata, GRM188R80J226MEAD), was chosen for the output capacitance. This capacitor is commonly chosen in low power DC/DC applications by Texas Instruments due to its enhanced DC-bias performance. By using the manufacture's provided information, the derated value of the output capacitor is 8.2 μF which is sufficient for the minimum output capacitance calculated in [Equation 17](#).



Appendix B
SLVA535B—January 2018—Revised July 2018

Formulas to Calculate the Power Stage of a 4-Switch Buck-Boost Converter

B.1 Formula Summary



www.ti.com

Formule Summary

Table 1.

Buck	Buck	Buck	Parameter
	Duty Cycle Calculation		
$D_{\text{Buck}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN(max)}} \times \eta}$ (19)	$D_{\text{Buck}} = 1 - \frac{V_{\text{IN(max)}} \times \eta}{V_{\text{OUT}}}$ (20)		where <ul style="list-style-type: none"> $V_{\text{IN(max)}}$ = maximum input voltage $V_{\text{IN(min)}}$ = minimum input voltage V_{OUT} = desired output voltage D_{Buck} = minimum duty cycle for buck mode D_{Buck} = maximum duty cycle for boost mode η = estimated efficiency at calculated V_{IN}, V_{OUT}, and I_{OUT}
	Inductor Selection		
$L > \frac{V_{\text{OUT}} \times (V_{\text{IN(max)}} - V_{\text{OUT}})}{K_{\text{IND}} \times F_{\text{SW}} \times V_{\text{IN(max)}} \times I_{\text{OUT}}}$ (21)	$L > \frac{V_{\text{IN(max)}}^2 \times (V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN(min)})}}{F_{\text{SW}} \times K_{\text{IND}} \times I_{\text{OUT}} \times V_{\text{OUT}}}$ (22)		where <ul style="list-style-type: none"> $V_{\text{IN(max)}}$ = maximum input voltage $V_{\text{IN(min)}}$ = minimum input voltage V_{OUT} = desired output voltage I_{OUT} = desired maximum output current F_{SW} = switching frequency of the converter K_{IND} = selected coefficient that represents the amount of inductor ripple current relative to the maximum output current.
	Calculating Maximum Switch Current		
$I_{\text{SW(max)}} = \frac{\Delta I_{\text{max}}}{2} + I_{\text{OUT}}$ (23)	$I_{\text{SW(max)}} = \frac{\Delta I_{\text{max}}}{2} + \frac{I_{\text{OUT}}}{1 - D_{\text{Buck}}}$ (24)		where <ul style="list-style-type: none"> $V_{\text{IN(max)}}$ = maximum input voltage $V_{\text{IN(min)}}$ = minimum input voltage V_{OUT} = desired output voltage I_{OUT} = desired output current ΔI_{max} = maximum ripple current through the inductor $I_{\text{SW(max)}}$ = maximum switch current D_{Buck} = minimum duty cycle for buck mode D_{Buck} = maximum duty cycle for boost mode F_{SW} = switching frequency of the converter L = selected inductor value $I_{\text{L(max)}}$ = maximum deliverable current through inductor by the converter I_{L} = peak current limit, specified in converter datasheet
$\Delta I_{\text{max}} = \frac{(V_{\text{IN(max)}} - V_{\text{OUT}}) \times D_{\text{Buck}}}{F_{\text{SW}} \times L}$ (25)	$\Delta I_{\text{max}} = \frac{V_{\text{IN(max)}} \times D_{\text{Buck}}}{F_{\text{SW}} \times L}$ (26)		
$I_{\text{max(sat)}} = I_{\text{LH}} - \frac{\Delta I_{\text{max}}}{2}$ (27)	$I_{\text{max(sat)}} = \left(I_{\text{LH}} - \frac{\Delta I_{\text{max}}}{2} \right) \times (1 - D_{\text{Buck}})$ (28)		



www.ti.com

Formula Summary

Table 1. (continued)

Input	Block	Parameter
Output Voltage Boost		
$I_{RYS} \geq 100 \times I_{FB}$	(29)	where <ul style="list-style-type: none"> I_{FB} = current through the resistive divider to GND I_{FB} = feedback bias current from data sheet $R1, R2$ = resistive divider values, see Figure 2 V_{FB} = feedback voltage from the divider I_{FB} = current through the resistive divider to GND, calculated in Equation 11 V_{OUT} = desired output voltage
$R2 = \frac{V_{FB}}{I_{FB}}$	(30)	
$R1 = R2 \times \left(\frac{V_{OUT}}{V_{FB}} - 1 \right)$	(31)	
Output Capacitor Selection		
$C_{OUTmin1} = \frac{K_{IND} \times I_{OUT}}{\beta \times F_{SW} \times V_{OUTripple}}$	(32)	
$\Delta V_{OUT} = ESR \times K_{IND} \times I_{OUT}$	(34)	
$C_{OUTmin2} = \frac{\left(K_{IND} \times I_{OUT} \right)^2 \times L}{2 \times V_{OUT} \times \Delta V_{OUT}}$	(36)	
$C_{OUTmin} = \frac{I_{OUT} \times D_{load}}{F_{SW} \times \Delta V_{OUT}}$	(33)	where <ul style="list-style-type: none"> C_{OUTmin} = minimum output capacitance C_{OUTmin} = minimum output capacitance required C_{OUTreq} = minimum output capacitance required for a desired overshoot I_{OUT} = maximum output current of the application D_{load} = duty cycle calculated with Equation 7 F_{SW} = switching frequency of the converter V_{OUT} = desired output voltage ΔV_{OUT} = desired output voltage ripple V_{OUTmax} = desired output voltage ripple K_{IND} = inductor coefficient that represents the amount of inductor ripple current relative to the maximum output current. ΔI_{OUT} = additional output voltage ripple due to capacitor ESR ESR = equivalent series resistance of the used output capacitor
$\Delta V_{OUT} = ESR \times \left(\frac{I_{OUT}}{1-D_{load}} + \frac{K_{IND} \times I_{OUT} \times V_{OUT}}{2 \times V_{IN}} \right)$	(35)	

IMPORTANT NOTICE AND DISCLAIMER

TI PROVIDES TECHNICAL AND RELIABILITY DATA (INCLUDING DATASHEETS), DESIGN RESOURCES (INCLUDING REFERENCE DESIGNS), APPLICATION OR OTHER DESIGN ADVICE, WEB TOOLS, SAFETY INFORMATION, AND OTHER RESOURCES "AS IS" AND WITH ALL FAULTS, AND DISCLAIMS ALL WARRANTIES, EXPRESS AND IMPLIED, INCLUDING WITHOUT LIMITATION ANY IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE OR NON-INFRINGEMENT OF THIRD PARTY INTELLECTUAL PROPERTY RIGHTS.

These resources are intended for skilled developers designing with TI products. You are solely responsible for (1) selecting the appropriate TI products for your application, (2) designing, validating and testing your application, and (3) ensuring your application meets applicable standards, and any other safety, security, or other requirements. These resources are subject to change without notice. TI grants you permission to use these resources only for development of an application that uses the TI products described in the resource. Other reproduction and display of these resources is prohibited. No license is granted to any other TI Intellectual property right or to any third party Intellectual property right. TI disclaims responsibility for, and you will fully indemnify TI and its representatives against, any claims, damages, costs, losses, and liabilities arising out of your use of these resources.

TI's products are provided subject to TI's Terms of Sale (www.ti.com/legal/termsofsale.html) or other applicable terms available either on ti.com or provided in conjunction with such TI products. TI's provision of these resources does not expand or otherwise alter TI's applicable warranties or warranty disclaimers for TI products.

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2019, Texas Instruments Incorporated