



CONTROLE MULTIMALHAS DE CONVERSORES CC/CC E CC/CA  
APLICADOS A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS ISOLADOS

Gonçalo Fontenele Batista Junior

Projeto de Graduação apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Escola Politécnica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Engenheiro.

Orientadores: Luís Guilherme Barbosa Rolim  
Marcello da Silva Neves

Rio de Janeiro  
Outubro de 2024

CONTROLE MULTIMALHAS DE CONVERSORES CC/CC E CC/CA  
APLICADOS A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS ISOLADOS

Gonçalo Fontenele Batista Junior

PROJETO DE GRADUAÇÃO SUBMETIDO AO CORPO DOCENTE DO  
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA ESCOLA POLITÉCNICA  
DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE  
DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE  
ENGENHEIRO ELETRICISTA.

Examinado por:

---

Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing.

---

Prof. Walter Issamu Suemitsu, Dr. Ing.

---

Prof. Marcello da Silva Neves, M.Sc.

---

Prof. Thiago Cardoso Tricarico, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL  
OUTUBRO DE 2024

Fontenele Batista Junior, Gonçalo

CONTROLE MULTIMALHAS DE CONVERSORES  
CC/CC E CC/CA APLICADOS A SISTEMAS  
FOTOVOLTAICOS ISOLADOS/Gonçalo Fontenele  
Batista Junior. – Rio de Janeiro: UFRJ/ Escola  
Politécnica, 2024.

XVII, 93 p.: il.; 29, 7cm.

Orientadores: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Marcello da Silva Neves

Projeto de Graduação – UFRJ/ Escola Politécnica/  
Curso de Engenharia Elétrica, 2024.

Referências Bibliográficas: p. 74 – 77.

1. Fotovoltaica. 2. Controle. 3. Conversor Boost.  
4. Inversor. I. Barbosa Rolim, Luís Guilherme *et al.* II.  
Universidade Federal do Rio de Janeiro, Escola Politécnica,  
Curso de Engenharia Elétrica. III. Controle Multimalhas  
de Conversores CC/CC e CC/CA Aplicados a Sistemas  
Fotovoltaicos Isolados.

*Ao TIO!*

# Agradecimentos

Gostaria de aproveitar este espaço para expressar meus sinceros agradecimentos a todos aqueles que tornaram possível a conclusão deste trabalho. É muito bom ter a liberdade de falar de maneira mais espontânea, em um documento tão técnico quanto um trabalho de conclusão de curso.

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer à minha mãe, Fábiana, que sempre foi meu maior apoio e incentivadora em minha jornada acadêmica. Não somente por seu suporte inabalável, mas também por seu tratamento respeitoso como "irmãos planetários" que nós somos, eu agradeço. Foram fundamentais para que eu pudesse chegar até aqui.

Também não poderia deixar de agradecer ao meu pai, que vê agora um filho engenheiro, como acredito que sempre quis ter. Me deu suporte em importantes atividades extra-curriculares ao longo do curso, que me ajudaram a conhecer mais o mundo da Engenharia Elétrica e me moldaram como profissional.

Agradeço ainda aos meus amigos e a minha namorada Juliana, por todo o suporte e compreensão durante este período. Seus conselhos, palavras de encorajamento e companhia foram essenciais para que eu pudesse manter o equilíbrio emocional e enfrentar os desafios da graduação.

Em especial, gostaria de agradecer ao Gabriel, João, Ícaro e Rodrigo por terem me acompanhado na maior parte das disciplinas que cursei, proporcionando uma corrente de amizade e suporte que foi importantíssimo. Acredito que para todos nós. Foram companheiros de laboratório por algum tempo, e esse vínculo nos fez crescer.

Também agradeço ao Matheus Sotero, que influenciou diretamente nesse jornada. Ao longo do trajeto ainda publicamos um artigo em parceria, creio que o primeiro de muitos.

No final de 2016 ingressei o Laboratório de Eletrônica de Potência e Média Tensão - LEMT, ainda como estudante do ensino médio. Agradeço, portanto, à minha professora Patrícia, do CEFET, por ter me proporcionado o encontro com o Bruno Corrêa, Milena Chifarelli e Maurício Aredes, para que pudesse começar minha empreitada no Laboratório. Desde então, começando a cursar Engenharia Elétrica na UFRJ, encontrei no LEMT uma segunda casa.

Ao meu supervisor Marcello Neves, cuja dedicação e empenho me possibilitaram desenvolver meu projeto com excelência, devo muito do que aqui está escrito, e do conhecimento que hoje carrego comigo. Devo todas as minhas participações em congresso, apresentações de jornada científica e futuras submissões a você.

Por fim, gostaria de agradecer ao meu orientador, Maurício Aredes, que nos deixou no ano de 2023. Sua irreverência, sabedoria e orientação foram fundamentais para o sucesso deste projeto. Sempre com um copo de cerveja na mão ou um pouco de cheiro de cigarro que não sou fã, mas não me importava nem um pouco quando estava por perto. Sempre me mostrava caminhos a serem seguidos. Todos terminando com um propósito de renovar a Ciência brasileira. Sinto-me honrado por ter tido a oportunidade de aprender com ele e sou grato por todo o conhecimento transmitido. Devo a ele meu interesse de continuar fazendo mestrado e quem sabe doutorado, certamente na área de energias renováveis.

Agradeço imensamente ao PRH 17.1 ANP da UFRJ pela bolsa de estudos que me foi concedida, sendo fundamental para a realização do meu trabalho de conclusão de curso com ênfase em eficiência energética e energias renováveis. Destaco a importância do Programa de Formação de Recursos Humanos da ANP, do qual o PRH 17.1 faz parte, visando aprimorar o conhecimento técnico e científico no setor de petróleo, gás e biocombustíveis, contribuindo para o desenvolvimento econômico. A bolsa não apenas possibilitou o aprimoramento técnico, mas também a interação com profissionais e pesquisadores, ampliando minha visão sobre o setor. Agradeço novamente ao PRH 17.1 ANP da UFRJ pelo suporte e tenho certeza de que as experiências adquiridas serão fundamentais para minha atuação profissional futura.

A todos vocês, meu sincero obrigado. Sei que sem o apoio e incentivo de vocês, não teria sido possível chegar até aqui. Este trabalho é, em parte, fruto de todo o amor, carinho e dedicação que recebi de cada um de vocês. Muito obrigado!

Resumo do Projeto de Graduação apresentado à Escola Politécnica/ UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

## CONTROLE MULTIMALHAS DE CONVERSORES CC/CC E CC/CA APLICADOS A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS ISOLADOS

Gonçalo Fontenele Batista Junior

Outubro/2024

Orientadores: Luís Guilherme Barbosa Rolim  
Marcello da Silva Neves

Curso: Engenharia Elétrica

Sistemas fotovoltaicos têm sido responsáveis por grande parte da geração de energia elétrica inserida no Brasil nos últimos anos, seja ela proveniente de usinas de grande porte ou em menor escala, chamadas de micro e mini geração, normalmente localizados próximos à distribuição, ou até conectados à distribuidora de energia elétrica, sendo chamados de geração distribuída (GD). Entretanto, a geração conectada a rede não é suficiente para atender locais remotos, que possuem uma distância grande de qualquer ponto de conexão e, por isso, tornam inviável financeiramente implementar uma conexão de um sistema fotovoltaico nessas condições. Dessa forma, o projeto visa estudar esse tipo de aplicação. A geração dos módulos fotovoltaicos é feita na forma de corrente contínua (CC), enquanto que o consumo ocorre na forma de corrente alternada (CA). Assim, são necessários conversores de eletrônica de potência que façam a conversão dessa energia elétrica gerada e a tornem própria para utilização. Estuda-se um método de cálculo de ganhos para controladores proporcional integral (PI) e proporcional ressonante (PR), utilizados no controle de conversores CC/CC e CC/CA em sistemas fotovoltaicos isolados, especificamente um *boost* e um inversor trifásico. A topologia estudada é composta por três conversores: um responsável pela conexão de um banco de baterias ao ponto de conexão CC, um conversor CC/CC que conecta o arranjo fotovoltaico ao barramento CC e um inversor conectado ao elo CC e à carga do lado CA. Através da modelagem matemática dos conversores, é possível obter o ganho dos seus controladores.

Abstract of Undergraduate Project presented to POLI/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Engineer.

## CASCADE CONTROL LOOP OF DC/DC AND DC/AC CONVERTERS APPLIED TO ISOLATED PHOTOVOLTAIC SYSTEMS

Gonçalo Fontenele Batista Junior

October/2024

Advisors: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Marcello da Silva Neves

Course: Electrical Engineering

Photovoltaic systems have been responsible for a large part of the electrical energy generation inserted in Brazil in recent years, whether it comes from large-scale or smaller-scale plants, called micro and mini generation, normally located close to the distribution, or even connected to the distributor of electrical energy, being called distributed generation (DG). However, grid-connected generation is not sufficient to serve remote locations, which are a long distance from any connection point and, therefore, make it financially unfeasible to implement a photovoltaic system connection under these conditions. Therefore, the project aims to study this type of application. The generation of photovoltaic modules is done in the form of direct current (DC), while consumption occurs in the form of alternating current (AC). Therefore, power electronic converters are needed to convert this generated electrical energy and make it suitable for use. A gain calculation method is studied for proportional integral (PI) and proportional resonant (PR) controllers, used to control DC/DC and DC/AC converters in isolated photovoltaic systems, specifically a boost and a three-phase inverter. The topology studied is composed of three converters: one responsible for connecting a battery bank to the DC connection point, a DC/DC converter that connects the photovoltaic array to the DC bus and an inverter connected to the DC link and the load on the AC side. Through mathematical modeling of the converters, it is possible to obtain the gain of their controllers.



# Sumário

<b>Lista de Figuras</b>	<b>xii</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xvi</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Objetivo . . . . .	1
1.2 Estrutura do Texto . . . . .	1
1.3 Contexto Geográfico e Energético . . . . .	2
1.3.1 Participação na Indústria de Óleo e Gás . . . . .	3
1.4 Utilização de Eletrônica de Potência em sistemas fotovoltaicos . . . . .	4
1.5 Justificativa . . . . .	5
1.6 Sistemas Conectados e Isolados da Rede . . . . .	5
1.7 Proposta de Topologia dos Conversores Estudada . . . . .	6
1.8 Sistema de Referência . . . . .	7
<b>2 Fundamentação Teórica</b>	<b>9</b>
2.1 Conversor CC/CC Elevador de Tensão do Tipo Boost . . . . .	9
2.2 Conversor CC/CA Trifásico Fonte de Tensão . . . . .	10
2.3 Transformada de Clarke Aplicada ao Controle de Conversores . . . . .	11
2.4 Métodos de Controle . . . . .	13
2.4.1 Seleção do Tipo de Controlador . . . . .	13
2.4.2 Metodologia de Cálculo de Ganhos . . . . .	15
2.4.3 Utilização de <i>Anti-windup</i> . . . . .	20
2.5 Modelagem de Células Fotovoltaicas . . . . .	21
2.5.1 Representação de Circuito e Modelo Matemático . . . . .	21
2.5.2 Efeito das Não Idealidades do Circuito . . . . .	24
2.5.3 Componentes Auxiliares na Modelagem . . . . .	24
2.5.4 Módulo Usado como Referência . . . . .	25
2.6 Algoritmos de Seguimento do Ponto de Máxima Potência (SPMP) . . . . .	26
2.6.1 Perturbar & Observar (P&O) . . . . .	26
2.6.2 Outros Algoritmos . . . . .	28

<b>3</b>	<b>Modelagem e Implementação do Controle no Lado de Corrente Contínua</b>	<b>29</b>
3.1	Conversor CC/CC para o Sistema de Armazenamento de Energia . . .	29
3.1.1	Topologia de Controle Adotada . . . . .	29
3.1.2	Modelagem do Conversor . . . . .	30
3.1.3	Controle de Corrente no Indutor . . . . .	31
3.1.4	Controle de Tensão de Saída . . . . .	32
3.1.5	Resultados Obtidos a Partir de Simulação do Circuito no PSIM™ . . . . .	34
3.2	Conversor CC/CC com SPMP Conectado ao Arranjo Fotovoltaico . .	37
3.2.1	Controle de Tensão de Entrada . . . . .	37
3.2.2	Controle com Seguimento do Ponto de Máxima Potência - SPMP	43
<b>4</b>	<b>Modelagem e Implementação do Controle no Lado de Corrente Alternada</b>	<b>47</b>
4.1	Definição da Tensão do Barramento de Corrente Contínua . . . . .	47
4.2	Topologia de Controle . . . . .	48
4.3	Modelagem do Conversor . . . . .	48
4.4	Controle de Corrente de Linha . . . . .	49
4.5	Controle de Tensão de Linha . . . . .	50
4.6	Implementação em circuito no PSIM™ . . . . .	51
4.7	Resultado Obtidos no PSIM™ para o Inversor Trifásico . . . . .	53
4.8	Inclusão de um Loop Anti-Windup . . . . .	54
4.8.1	Estratégia Adotada . . . . .	55
4.8.2	Implementação no PSIM™ . . . . .	55
4.8.3	Resultados no PSIM™ . . . . .	56
4.9	Resposta final obtida no PSIM™ . . . . .	59
4.10	Funcionamento do Inversor Trifásico a Vazio . . . . .	60
4.11	Amortecimento do Capacitor do Filtro . . . . .	61
<b>5</b>	<b>Simulação do Sistema Completo</b>	<b>63</b>
5.1	Observação do Lado de Corrente Contínua do Sistema . . . . .	63
5.2	Observação do Lado de Corrente Alternada do Sistema . . . . .	68
5.3	Constatação do Comportamento . . . . .	71
<b>6</b>	<b>Conclusões</b>	<b>72</b>
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>74</b>

<b>A</b>	<b>Modelagem de um Módulo Fotovoltaico em Software de Simulação de Circuitos</b>	<b>78</b>
A.1	Simulação . . . . .	78
A.1.1	Representação matemática do modelo no software simulador de circuitos . . . . .	78
A.1.2	Parâmetros relevantes para simulação . . . . .	82
A.1.3	Representação como circuito da célula fotovoltaica . . . . .	83
A.2	Resultados Encontrados . . . . .	84
A.3	Discussão . . . . .	87
A.4	Conversão do Modelo para um Arranjo Fotovoltaico Simulável . . . . .	88
A.4.1	Simulação com a Quantidade de Módulos em Série e Paralelo . . . . .	88
A.4.2	Elementos Adicionados ao Circuito . . . . .	88
A.4.3	Circuitos Obtidos para o Arranjo no PSIM™ . . . . .	90
A.4.4	Cálculo de Resistência Máxima . . . . .	92

# Lista de Figuras

1.1	Diagrama do sistema com os conversores CC/CC elevador conectado ao arranjo fotovoltaico (CCFV), CC/CC conectados aos armazenadores de energia (CCSA) e conversor CC/CA conectado à carga (CCCA).	7
2.1	Conversor CC/CC Elevador.	9
2.2	Conversor CC/CC <i>boost</i> síncrono com IGBTs e diodos em antiparalelo integrados.	10
2.3	Conversor CC/CA - Inversor trifásico - Ponte completa.	11
2.4	Representação das componentes $\alpha\beta$ no tempo originadas a partir da Transformada de Clarke aplicada a um sinal senoidal trifásico equilibrado de valor eficaz igual a 127.	12
2.5	Diagrama de blocos a ser controlado antes da inserção de um controlador.	16
2.6	Diagrama de blocos controlado com a inserção de C(s).	16
2.7	Diagrama de blocos de um controlador PI com anti- <i>windup</i> .	21
2.8	Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica com diodo simples.	22
2.9	Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica com resistor série.	22
2.10	Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica com resistor paralelo e série.	22
2.11	Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica com diodo duplo.	22
2.12	Exemplo do módulo solar escolhido.	25
2.13	Algoritmo de SPMP Perturbar & Observar.	27
3.1	Topologia de controle do conversor CC/CC <i>boost</i> - Controle de tensão de saída e de corrente no indutor.	30
3.2	Resposta em frequência da malha interna do conversor CCSA.	32
3.3	Resposta em frequência da malha externa do conversor CCSA.	33
3.4	Simulação do sistema geral realizada no MATLAB™ e no PSIM™ considerando uma variação de referência mínima.	34
3.5	Circuito do conversor CCSA no PSIM.	34

3.6	Malha de controle utilizada para acionamento da chave do conversor <i>boost</i> no PSIM. . . . .	35
3.7	Resposta à variação de referência de tensão aplicada ao <i>boost</i> no PSIM.	36
3.8	Resposta à variação de resistência de carga aplicada ao <i>boost</i> no PSIM.	36
3.9	Topologia de controle do conversor CC/CC <i>boost</i> - Controle de tensão de entrada e de corrente no indutor. . . . .	37
3.10	Resposta em frequência da malha interna do conversor CCFV. . . . .	39
3.11	Resposta em frequência da malha externa do conversor CCFV. . . . .	40
3.12	Simulação do CCFV realizada no MATLAB™ e no PSIM™ considerando uma variação de referência mínima. . . . .	41
3.13	Circuito do conversor <i>boost</i> no PSIM para controle de Tensão de entrada.	42
3.14	Variação de referência de tensão de entrada aplicada ao <i>boost</i> no PSIM.	43
3.15	Sinais de corrente após diodo e tensão sobre o capacitor de saída do conversor CCFV no PSIM. . . . .	44
3.16	Alteração de irradiância sobre os módulos fotovoltaicos aplicada ao <i>boost</i> no PSIM. . . . .	45
3.17	Variação de referência de tensão de entrada aplicada ao <i>boost</i> no PSIM.	46
3.18	Variação de referência de tensão de entrada aplicada ao <i>boost</i> no PSIM para intervalo de 0.2 até 0.6 segundos. . . . .	46
4.1	Topologia de controle do conversor CC/CA - Controle de tensão de linha e de corrente de linha. . . . .	48
4.2	Resposta em frequência da malha interna do conversor CC/CA. . . . .	50
4.3	Resposta em frequência da malha externa do Conversor CC/CA. . . . .	51
4.4	Inversor trifásico montado no PSIM™ . . . . .	52
4.5	Diagrama de controle no nível do inversor (Nota-se a transformada de Clarke aplicada para utilização do controlador PR que fica nos níveis de subcircuito abaixo). . . . .	52
4.6	Resposta do sistema para uma variação de 80 % da carga nominal para 100 %. . . . .	54
4.7	Controlador PR com AW no PSIM™ . . . . .	55
4.8	Resposta para variação de resistência acoplada do conversor CC/CA, com e sem AW. . . . .	56
4.9	Resposta para variação de tensão no elo de corrente contínua do conversor CC/CA, com e sem AW. . . . .	57
4.10	Resposta para variação de resistência acoplada do conversor CC/CA, testando diferentes possibilidades de inserção do AW. . . . .	58
4.11	Resposta para variação de tensão no elo de corrente contínua do conversor CC/CA, testando diferentes possibilidades de inserção do AW. . . . .	58

4.12	Resposta para final variação de resistência acoplada do conversor CC/CA. . . . .	59
4.13	Resposta final para variação de tensão no elo de corrente contínua do conversor CC/CA. . . . .	60
4.14	Resposta a vazio do conversor CC/CA. . . . .	61
4.15	Resposta a vazio do conversor CC/CA após inserção de resistência de amortecimento em série com capacitor do filtro LC. . . . .	62
5.1	Resposta do barramento de Corrente Contínua durante o período de inicialização e entrada do CCFV. . . . .	64
5.2	Resposta do conversor CFFV durante a inicialização do elo CC. . . . .	65
5.3	Resposta do sistema à variação de irradiância. . . . .	66
5.4	Aproximação - Resposta do sistema à variação de irradiância. . . . .	66
5.5	Resposta do barramento de Corrente Contínua em condições de sobrecarga. . . . .	67
5.6	Resposta do barramento de Corrente Contínua com adição de condições de subtensão - Imposta pelo controle associado ao CCSA. . . . .	68
5.7	Resposta do sistema no lado de Corrente Alternada. . . . .	69
5.8	Resposta do sistema no lado de Corrente Alternada após aplicação de uma carga maior que a prevista. . . . .	70
5.9	Resposta do sistema no lado de Corrente Alternada após aplicação de subtensão no barramento CC. . . . .	70
A.1	Subsistema 1 PSIM <sup>TM</sup> - Conversão de temperaturas em graus Celsius para Kelvin. . . . .	79
A.2	Subsistema 2 PSIM <sup>TM</sup> - Cálculo da corrente de entrada do modelo de célula fotovoltaica - $I_{pv}$ . . . . .	79
A.3	Subsistema 3 PSIM <sup>TM</sup> - Cálculo da corrente $I_{rs}$ . . . . .	80
A.4	Subsistema 4 PSIM <sup>TM</sup> - Cálculo da corrente $I_{sh}$ . . . . .	80
A.5	Subsistema 5 PSIM <sup>TM</sup> - Parâmetro de referência calculado com base na temperatura de operação $N_s \cdot kAT_{ak}$ . . . . .	80
A.6	Subsistema 6 PSIM <sup>TM</sup> - Cálculo da corrente de saída - $I$ - Objetivo final. . . . .	81
A.7	Junção de todos os subsistemas - Visão geral PSIM <sup>TM</sup> . . . . .	81
A.8	Modelo de módulo PV definido no PSIM <sup>TM</sup> . . . . .	82
A.9	Modelo de arranjo PV definido no PSIM <sup>TM</sup> - $M_s$ representa o número de módulos em série e $M_p$ o número de séries fotovoltaicas ou módulos em paralelo. . . . .	82
A.10	Circuito elétrico equivalente montado no PSIM. . . . .	83

A.11	Curvas retiradas da operação do painel com 25 °C com variação de irradiância - Temperatura de referência de 25 °C. . . . .	84
A.12	Comparação das curvas VI e PV do módulo para 40 °C e 25 °C em 1000 W/m <sup>2</sup> - Temperatura de referência de 25 °C. . . . .	85
A.13	Comparação das curvas VI do módulo para 40 °C e 25 °C com variação de irradiância - Temperatura de referência de 25 °C. . . . .	85
A.14	Comparação do modelo matemático com o circuito elétrico de referência para uma resistência shunt de 100 kΩ e temperatura de 25 °C. . . . .	86
A.15	Variação da resistência shunt. . . . .	87
A.16	Circuito final do módulo fotovoltaico, com terminal positivo e negativo. . . . .	91
A.17	Análise da resposta do modelo com uma carga puramente resistiva. . . . .	91
A.18	Respostas do modelo, corrente e tensão, quando com carga resistiva - carga de 4,9 Ω. . . . .	92

# Lista de Tabelas

1.1	Parâmetros do Sistema de Referência Adotado. . . . .	8
2.1	Características do Módulo Fotovoltaico Escolhido. . . . .	25
3.1	Requisitos de projeto definidos para a malha interna (controle de corrente do indutor) do CCSA. . . . .	31
3.2	Ganhos obtidos para a malha interna do controlador PI do CCSA. . .	31
3.3	Requisitos de projeto definidos para a malha externa do CCSA. . . .	32
3.4	Ganhos obtidos para a malha externa do controlador PI do CCSA. . .	33
3.5	Perturbações aplicadas na simulação do CCSA com controle de tensão de saída e corrente no indutor. . . . .	35
3.6	Requisitos de projeto definidos para a malha interna (controle de corrente do indutor) do CCFV (Controle da Entrada). . . . .	39
3.7	Ganhos obtidos para a malha interna do controlador PI do CCFV (Controle da Entrada). . . . .	39
3.8	Requisitos de projeto definidos para a malha externa do CCFV (Controle da Entrada). . . . .	40
3.9	Ganhos obtidos para a malha externa do controlador PI do CCFV (Controle da Entrada). . . . .	40
4.1	Requisitos de projeto definidos para a malha interna (controle de corrente) do conversor CC/CA. . . . .	49
4.2	Ganhos obtidos para a malha interna do controlador PR do conversor CC/CA. . . . .	49
4.3	Requisitos de projeto definidos para a malha interna (controle de corrente do indutor) do conversor CC/CA. . . . .	50
4.4	Ganhos obtidos para a malha externa do controlador PR do conversor CC/CA. . . . .	51
4.5	Perturbações aplicadas na simulação do conversor CC/CA com controle de tensão e corrente de linha. . . . .	53
5.1	Variações de irradiância aplicadas na simulação do sistema completo.	65



5.2	Variações de carga aplicadas na simulação do conversor sistema completo. . . . .	67
5.3	Variações de tensão no elo CC aplicadas na simulação do sistema completo. . . . .	67

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Objetivo

Neste trabalho, busca-se compreender a aplicação de sistemas fotovoltaicos em locais remotos, onde a conexão à rede elétrica possa ser inviável. Para tanto, pretende-se analisar os requisitos de conversão de energia nesses sistemas, considerando a geração de corrente contínua (CC) pelos módulos fotovoltaicos e a necessidade de conversão para corrente alternada (CA) para o consumo. Serão estudados e implementados métodos de cálculo de ganhos para controladores proporcional integral (PI) e proporcional ressonante (PR) utilizados no controle de conversores CC/CC e CC/CA em sistemas fotovoltaicos isolados. A modelagem matemática dos conversores e controladores será utilizada para entender em detalhes seu funcionamento e desempenho. Posteriormente, os resultados serão avaliados em simulação para selecionar os modelos para simulação em software de circuitos. No geral, pretende-se ter uma metodologia sólida para calcular ganhos de controladores utilizando sua resposta em frequência e mostrar através de simulação o funcionamento de conversores controlados aplicados à sistemas fotovoltaicos isolados, utilizando um sistema do Laboratório de Eletrônica de Potência e Média Tensão (LEMT) como estudo de caso.

### 1.2 Estrutura do Texto

Este trabalho, dividido em seis partes principais, inicia com uma introdução onde são delineados os objetivos do estudo e uma visão geral do tema abordado. O Capítulo 2 aborda a fundamentação teórica, apresentando conceitos de controle e uma revisão dos conversores. Os Capítulos 3 e 4 detalham a modelagem e implementação do controle nos lados de corrente contínua e alternada, respectivamente. No Capítulo 5, são apresentados os resultados das simulações realizadas para diferentes

cenários, enquanto o Capítulo 6 discute as conclusões do estudo e as perspectivas para futuras pesquisas. Além disso, há um apêndice dedicado à modelagem de uma célula fotovoltaica.

### 1.3 Contexto Geográfico e Energético

A energia solar fotovoltaica (ESFV) é uma das fontes de energia renovável mais promissoras em todo o mundo. É uma fonte de energia limpa e renovável, que pode fornecer eletricidade de forma independente e sem a necessidade de combustíveis fósseis, reduzindo assim as emissões de gases de efeito estufa. Ela pode ser utilizada especialmente em áreas remotas e isoladas, onde não há acesso à rede elétrica convencional.

De acordo com o Relatório Anual de Energias Renováveis 2021 da Agência Internacional de Energia Renovável (IRENA), a capacidade total instalada de energia solar fotovoltaica em todo o mundo cresceu cerca de 127 GW em 2020, atingindo um total de 773 GW [1]. A região Ásia-Pacífico continua sendo a líder em capacidade instalada, com a China representando mais de um terço da capacidade total global.

Sistemas fotovoltaicos têm diversas aplicações, como residencial, industrial e setores de extração de matéria prima bruta. Ainda, existe a possibilidade da construção de Usinas Fotovoltaicas - UFVs, que podem ser localizadas em ambiente terrestre ou marinho. Podem ser conectados ou não à rede. Os termos usuais para isso são: *on-grid* e *off-grid*, respectivamente. No primeiro sistema, tem-se que o excedente da geração pode ser enviado à rede, sendo assim, normalmente compensado na fatura de energia elétrica. No segundo, a geração fotovoltaica deve ser totalmente consumida ou armazenada em algum dispositivo, como um banco de baterias, para ser utilizada posteriormente.

Em sistemas isolados, a energia solar fotovoltaica tem se mostrado uma opção viável e sustentável para fornecer eletricidade em áreas remotas. De acordo com o relatório da IRENA, os sistemas solares fotovoltaicos isolados tiveram um crescimento significativo nos últimos anos, especialmente em regiões como África e Ásia. Isso se deu principalmente em áreas rurais e remotas que não possuem acesso à rede elétrica convencional. Esses sistemas são compostos por módulos fotovoltaicos, baterias e controladores de carga, e podem fornecer eletricidade para iluminação, bombas de água, refrigeração e outros usos domésticos e comerciais [1]. A energia solar fotovoltaica também tem se mostrado uma opção viável para a eletrificação de comunidades inteiras em áreas remotas, permitindo que elas tenham acesso a serviços essenciais, como iluminação, refrigeração e comunicação.

Segundo a Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica (ABSOLAR), a energia solar fotovoltaica cresceu 49% no Brasil em 2020, mesmo em meio à pan-

demia. O país atingiu a marca de 7,5 gigawatts (GW) de potência instalada em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica. Ainda, o segmento de geração distribuída, que inclui sistemas fotovoltaicos instalados em residências, comércios e indústrias, cresceu 70% em 2020, ultrapassando a marca de 3 GW de potência instalada [2].

Além disso, destaca-se que a energia solar fotovoltaica está se tornando cada vez mais competitiva em relação às fontes tradicionais de energia elétrica, como a hidrelétrica e a termelétrica. Segundo a associação, o custo da energia solar fotovoltaica já é menor do que o das termelétricas movidas a combustíveis fósseis em algumas regiões do Brasil. Ainda, o potencial de crescimento da energia solar fotovoltaica em sistemas isolados no país é gigantesco, visto que existem cerca de 1,5 milhão de residências rurais e mais de 70 milhões de pessoas sem acesso à energia elétrica no país [2].

Este aumento na capacidade instalada de energia solar fotovoltaica pode ser explicado por diversos fatores, como a queda no custo dos painéis solares, a evolução da tecnologia de armazenamento de energia e a crescente demanda por soluções energéticas limpas e sustentáveis [1].

### 1.3.1 Participação na Indústria de Óleo e Gás

Com a busca pela renovação da matriz de geração, já que o mundo passa por um período de transição energética, diversas empresas do ramo de óleo e gás (O&G) buscam uma ampliação da sua geração de energias de baixo carbono em detrimento da produção intensiva de petróleo.

De acordo com [3], apesar de recentes cenários mostrarem que a demanda por petróleo ainda é grande e esse é um item crucial para o funcionamento da economia, é esperado que com o tempo essa demanda se reduza. O petróleo em si deve enfrentar seu futuro como uma indústria em declínio e o setor deve estar pronto para investir menos e devolver mais dinheiro aos investidores.

A indústria de O&G oferece um amplo potencial para a aplicação de energias renováveis, substituindo fontes convencionais de energia elétrica, como geradores a diesel ou a gás natural, por sistemas fotovoltaicos (FV) ou turbinas eólicas para alimentar diversos equipamentos e instrumentos ao longo da cadeia de produção. Os métodos tradicionais, além de apresentarem alto índice de poluição, nem sempre são economicamente viáveis, o que tem levado cada vez mais empresas a optarem por soluções renováveis. Os sistemas heliotérmicos ou geotérmicos são ainda outras opções [4, 5].

Ainda segundo [4], uma das primeiras aplicações da energia solar na indústria do petróleo envolveu o uso de módulos fotovoltaicos *off-grid* para gerar eletricidade

em aplicações específicas de campo, como as luzes de aviso em instalações *offshore*. Outras incluem a proteção catódica de oleodutos e revestimentos de poços contra corrosão, especialmente em áreas onde conexão com a rede não é possível. Além disso, a indústria de O&G tem desempenhado um papel importante no desenvolvimento da tecnologia de energia renovável, não apenas aplicando-a em suas operações, mas também impulsionando inovações voltadas para as necessidades específicas do setor.

Embora a demanda por petróleo ainda seja significativa, a transição energética certamente é incentivada pelas indústrias da área. A indústria de O&G, com sua infraestrutura e expertise, está bem posicionada para liderar essa mudança, tanto na adaptação de suas operações quanto no desenvolvimento de novas tecnologias, incluindo com sistemas fotovoltaicos isolados da rede.

## 1.4 Utilização de Eletrônica de Potência em sistemas fotovoltaicos

A eletrônica de potência é um dos principais componentes dos sistemas fotovoltaicos, sendo responsável pela conversão da energia elétrica gerada pelos módulos fotovoltaicos em energia elétrica adequada para a conexão com a rede elétrica ou para uso em sistemas isolados [6].

A conversão de energia solar em energia elétrica se dá em corrente contínua (CC), e portanto, para que o arranjo fotovoltaico possa se conectar às redes de distribuição, ou no caso de usinas centralizadas, de transmissão, que funcionam com corrente alternada (CA), é necessário o uso de inversores. Além disso, é crucial que a energia gerada esteja adequadamente regulada para seu uso, pois a falta desse cuidado pode resultar em danos a aparelhos e máquinas. A estabilidade do nível de tensão e a consistência da frequência são aspectos fundamentais a serem considerados para o funcionamento correto de um sistema. Portanto, conversores de eletrônica de potência desempenham um papel essencial na integração bem-sucedida de novos sistemas de geração fotovoltaica.

No geral, podem ser incluídos na lista de equipamentos os conversores CC/CC, que conectam os módulos fotovoltaicos ao barramento de corrente contínua, quando é o caso, e podem ser projetados para extrair a máxima potência disponível do módulo, bem como os inversores CC/CA já mencionados.

O controle multimalhas aplicado a conversores de eletrônica de potência, tanto CC/CC quanto CC/CA, para sistemas fotovoltaicos isolados, é crucial para garantir eficiência e confiabilidade operacional. Nos conversores CC/CC, o controle regula tanto a tensão de saída do arranjo fotovoltaico, ou a tensão CC do elo entre os

conversores, quanto a corrente de carga, permitindo ajustes dinâmicos conforme as variações na irradiação solar e demanda de carga, garantindo assim a estabilidade do sistema e maximizando sua eficiência energética. Já nos conversores CC/CA, o controle é indispensável para converter a energia do barramento de corrente contínua em energia na forma de corrente alternada na frequência de operação estipulada, regulando também a amplitude da tensão de saída.

## 1.5 Justificativa

Pelo grande potencial energético renovável, o Brasil tem sido alvo de grandes investimentos de empresas que buscam tornar-se mais sustentáveis e vêm na busca da renovação da matriz de geração, já que o mundo passa por um período de transição energética. Um dos maiores pontos de investimento é justamente a ESFV.

Uma das possibilidades para um sistema de geração fotovoltaica é que ele seja exclusivamente *off-grid*, ou seja, desconectado (ou isolado) da rede. Isso é importante tanto pela necessidade de energia elétrica em localizações remotas, onde não há uma linha de transmissão que conecte uma carga à rede ou ainda para o estudo de situações de ilha, na qual o sistema se auto-desconecta da rede caso essa sofra alguma queda ou tenha alguma falha causada por efeitos externos, que pode acontecer em sistemas *on-grid* e híbridos. Para um sistema *off-grid* armazenar energia, são necessários dispositivos armazenadores, normalmente baterias.

Tendo em vista os projetos de pesquisa, desenvolvimento e inovação do Laboratório de Eletrônica de Potência e Média Tensão (LEMT), local de realização desse projeto, é importante salientar que uma microrrede foi montada, onde foram instaladas unidades de geração fotovoltaica. A operação do conjunto como um todo necessita de um controle coordenado dos conversores de eletrônica de potência instalados, tanto em modo *on-grid* quanto *off-grid*.

Estudar como determinar os ganhos de um controlador através de resposta em frequência é importante, pois permite que qualquer planta, uma vez determinada sua função de transferência, tenha seus controladores PI ou PR com ganhos devidamente calculados.

## 1.6 Sistemas Conectados e Isolados da Rede

Cada tipo de implementação de sistemas fotovoltaicos tem suas próprias vantagens e desvantagens que devem ser consideradas ao se escolher um sistema. A utilização de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica apresenta vantagens como a possibilidade de venda do excedente de energia produzido para a concessionária, o que pode gerar uma fonte adicional de renda para o proprietário do sistema [1, 2]. Além

disso, sistemas conectados à rede geralmente possuem maior eficiência energética, pois podem usar a rede elétrica para armazenar energia excedente durante o dia e consumi-la à noite.

Segundo [7–9], sistemas fotovoltaicos isolados têm independência em relação à rede elétrica, a flexibilidade na escolha da localização. Além disso, esses sistemas podem ser mais econômicos em regiões remotas ou de difícil acesso, onde a conexão à rede elétrica é mais custosa. Em alguns casos, perdas de energia durante a transmissão por conta da distância em que esses consumidores de energia se encontram do ponto de conexão são evitadas. Outra vantagem é a capacidade de fornecer eletricidade em áreas com frequente interrupção do fornecimento elétrico, como em regiões propensas a desastres naturais [9].

Entretanto, os sistemas isolados também possuem desvantagens, como a necessidade de armazenamento de energia para suprir a demanda quando a geração fotovoltaica não é suficiente, o que pode encarecer o sistema [10]. Além disso, a manutenção do sistema pode ser mais complexa, uma vez que é necessário monitorar e controlar o armazenamento e o uso de energia. Outro aspecto importante é que a geração fotovoltaica é intermitente e dependente das condições climáticas, o que pode gerar oscilações na oferta de energia elétrica.

Apesar dessas desvantagens, os sistemas fotovoltaicos isolados têm sido cada vez mais utilizados em diversas partes do mundo, principalmente em regiões remotas e de difícil acesso, onde a conexão à rede elétrica é limitada ou inexistente [8, 9]. Com o desenvolvimento de tecnologias de armazenamento de energia, como baterias de íons de lítio, esses sistemas têm se tornado cada vez mais eficientes e econômicos.

Finalmente, tanto os sistemas fotovoltaicos conectados à rede quanto os sistemas isolados possuem vantagens e desvantagens que devem ser consideradas na escolha do sistema mais adequado para cada situação. A escolha entre os dois tipos de sistemas deve levar em consideração as necessidades e particularidades de cada caso. Neste projeto, estuda-se um sistema fotovoltaico isolado e sua respectiva topologia de controle.

## 1.7 Proposta de Topologia dos Conversores Estudada

Adotando uma topologia *off-grid*, entende-se que há a necessidade de adoção de um banco de baterias para armazenar o excedente de energia gerado. Isso se faz necessário, pois em sistemas desconectados não há como alimentar uma carga em período noturno. Além disso, variações de irradiância e temperatura podem afetar a geração. Dessa forma, um sistema de armazenamento garante o suprimento da carga,

ao menos até a potência nominal. Por fim, como normalmente cargas residenciais tem seu pico de consumo em momentos em que a luz do sol não é abundante, as baterias garantiriam esse suprimento. O mesmo é válido para industriais e comércios que não necessariamente começam ou finalizam o expediente em período diurno.

O conjunto proposto é composto por um conversor CC/CC elevador de tensão do tipo *boost*, um barramento de corrente contínua conectado a um conversor CC/CC para o banco de baterias, e um inversor CC/CA fonte de tensão trifásico. Para este projeto, foram estudados os conversores que conectam a carga de corrente alternada ao arranjo fotovoltaico, conversores CCFV e CCCA, e o conversor que regula o barramento de corrente contínua conectado ao banco de baterias, CCSA, vistos na Figura 1.1.  $S_C$  representa a potência aparente da carga. Não foram estudados, porém, como modelar a carga e o sistema de armazenamento. O CCSA foi utilizado como forma de inserir uma dinâmica no elo de corrente contínua, e por sua vez conectado a uma fonte de corrente contínua ideal. Já a carga foi representada como resistiva, adicionada de um filtro passivo na saída do CCCA.

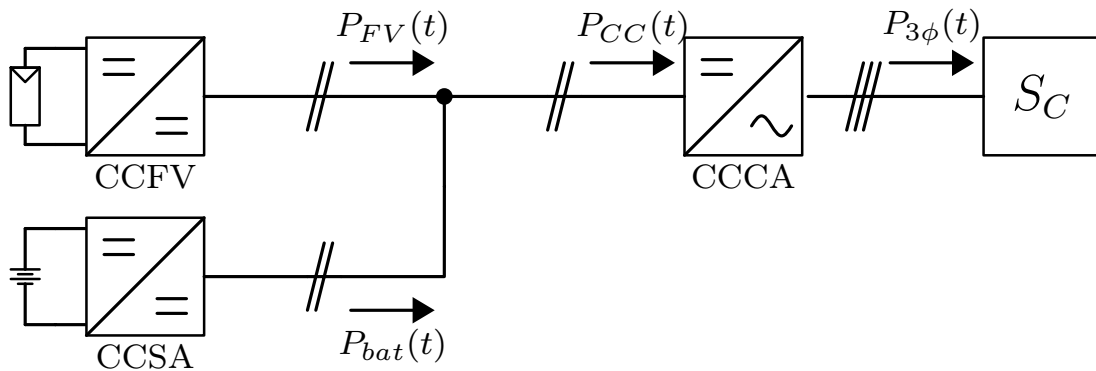


Figura 1.1: Diagrama do sistema com os conversores CC/CC elevador conectado ao arranjo fotovoltaico (CCFV), CC/CC conectados aos armazenadores de energia (CCSA) e conversor CC/CA conectado à carga (CCCA).

## 1.8 Sistema de Referência

O principal objetivo desse projeto é o estudo de topologias de controle para atender sistemas fotovoltaicos isolados da rede ou híbridos. Dessa forma, um sistema já construído pelo Laboratório de Eletrônica de Potência e Média Tensão (LEMT) foi utilizado como estudo de caso. Sendo assim, não há dimensionamento dos conversores dentro do escopo deste trabalho. Os principais detalhes do conjunto podem ser vistos na Tabela 1.1. Na tabela, as características dos conversores CCFV e CCSA são representados pelo sistema CC-CC e o CCCA pelo sistema CC-CA. As resistências dos indutores e capacitores foram desprezadas. A tensão de entrada considera a tensão de operação no ponto de máxima potência do arranjo fotovoltaico (PMP -



Ponto de Máxima Potência).

Tabela 1.1: Parâmetros do Sistema de Referência Adotado.

Parâmetro	Valor
<b>Sistema CC/CC</b>	
$V_{entrada}$	225 - 255 V
Indutor (L)	5 mH
Capacitor de Saída (C)	4700 $\mu$ F
Tensão do Barramento ( $v_{cc}$ )	450 V
Potência do Arranjo	11760 W
Frequência de chaveamento ( $f_{ch}$ )	5940 Hz
<b>Sistema CC/CA</b>	
Indutor do lado do Conversor ( $L_f$ )	1,1 mH
Capacitância do Filtro ( $C_f$ )	60 $\mu$ F
Tensão de saída ( $v_{linha}$ )	220 $V_{rms}$
Frequência de chaveamento ( $f_{ch}$ )	5940 Hz

# Capítulo 2

## Fundamentação Teórica

### 2.1 Conversor CC/CC Elevador de Tensão do Tipo Boost

Conversores CC/CC do tipo *boost* são amplamente utilizados em sistemas de eletrônica de potência para elevar a tensão de saída de uma fonte de alimentação. Segundo [11], o conversor *boost* é formado por um indutor, um diodo, um capacitor de saída, e, em alguns casos, um capacitor de entrada para filtrar o *ripple* de corrente de entrada, e uma chave semicondutora, comutada por um circuito de controle para gerar uma tensão de saída maior do que a tensão de entrada. O circuito do conversor pode ser visto na Figura 2.1, a ser usado como CCFV.

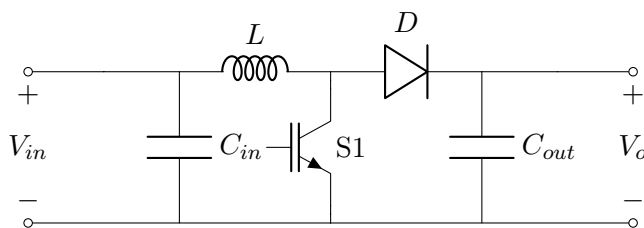


Figura 2.1: Conversor CC/CC Elevador.

Existem várias técnicas de controle para o conversor *boost*, incluindo o controle de largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*) e técnicas avançadas, como o controle preditivo e o controle por modos deslizantes. O controle PWM é amplamente utilizado devido à sua simplicidade e baixo custo de implementação. Segundo [12], o controle PWM do conversor *boost* envolve a modulação da largura de pulso do sinal de comutação para manter a tensão de saída constante. Esse será o tipo usado nesse projeto.

De acordo com [13], a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada do conversor *boost* em modo de condução contínuo pode ser expressa pela equação:

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

em que  $D$  é a razão cíclica do conversor, representando a proporção do tempo durante o qual a chave recebe um sinal de entrada e permanece fechada. No modo de condução contínuo, a corrente através do indutor nunca cai a zero, o que é típico quando a carga no conversor é alta e a frequência de chaveamento é suficiente para manter a corrente do indutor acima de zero. Assim, a tensão de saída é sempre maior do que a tensão de entrada.

O CCSA é do tipo do conversor *boost* síncrono da Figura 2.2. O conversor síncrono é um conversor bidirecional. Os conversores CC/CC bidirecionais são conversores em que a corrente pode fluir em ambas as direções. As topologias para os conversores CC/CC bidirecionais derivam das topologias dos conversores CC/CC básicos. A diferença entre as topologias encontra-se na troca do diodo dos conversores básicos por um semicondutor de potência, como MOSFET ou IGBT [11, 14].

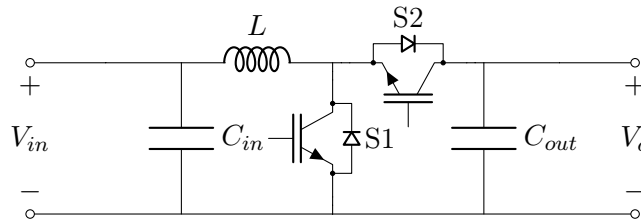


Figura 2.2: Conversor CC/CC *boost* síncrono com IGBTs e diodos em antiparalelo integrados.

## 2.2 Conversor CC/CA Trifásico Fonte de Tensão

Os conversores CC/CA, também denominados inversores, são amplamente utilizados em aplicações de eletrônica de potência, como acionamentos de motores, fontes de energia alternativa e sistemas de distribuição de energia. Esses conversores convertem uma fonte de alimentação CC em uma fonte de alimentação CA trifásica, com amplitude e frequência controladas [15].

Existem várias topologias de inversores trifásicos, incluindo a topologia de ponte completa. Segundo [16], a topologia de ponte completa é frequentemente utilizada em aplicações de alta potência. Ela pode ser vista na Figura 2.3.

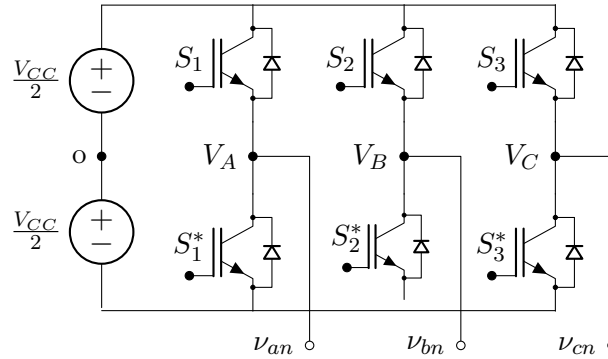


Figura 2.3: Conversor CC/CA - Inversor trifásico - Ponte completa.

Uma das principais finalidades no projeto de inversores é o controle da forma de onda de saída. Existem vários métodos de controle, incluindo o controle SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*), a ser utilizado neste trabalho. Ele é amplamente utilizado devido à sua simplicidade e eficiência, e é preferido quando é necessária uma forma de onda de saída com menor distorção harmônica e menor ruído [17].

O projeto do filtro de saída também é uma consideração importante no projeto de conversores CC/CA inversores. O filtro de saída é projetado para atenuar os harmônicos presentes na forma de onda de saída. Os tipos comuns de filtros incluem filtros LC, filtros LCL e filtros ativos.

## 2.3 Transformada de Clarke Aplicada ao Controle de Conversores

A Transformada de Clarke, também conhecida como Transformada  $\alpha\beta$ , é amplamente utilizada no controle de inversores trifásicos, permitindo que o sistema de controle seja simplificado [18].

É uma técnica que consiste em uma transformação linear que converte as componentes trifásicas em componentes ortogonais, conhecidas como  $\alpha$  e  $\beta$ , além de uma componente de sequência zero. De acordo com [19], a matriz de transformação é a matriz de Clarke e é dada por:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \\ x_0(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} \Rightarrow x_{\alpha\beta 0}(t) = T_C x_{abc}(t), \quad (2.2)$$

em que a, b e c se referem a medidas trifásicas. Nesse caso tem-se uma transformação invariante em amplitude.

Para realizar a transformação inversa, ou seja, converter componentes no plano

$\alpha\beta$  de volta para componentes trifásicas, pode-se utilizar a matriz inversa da matriz de Clarke:

$$\begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \\ x_0(t) \end{bmatrix} \Rightarrow x_{abc}(t) = T_C^{-1} x_{\alpha\beta 0}(t) \quad (2.3)$$

As grandezas alfa e beta podem ser representadas graficamente em relação a um eixo temporal conforme Figura 2.4. Na figura, também é representado um sinal trifásico.

### Transformada de Clarke aplicada em senóides trifásicas equilibradas

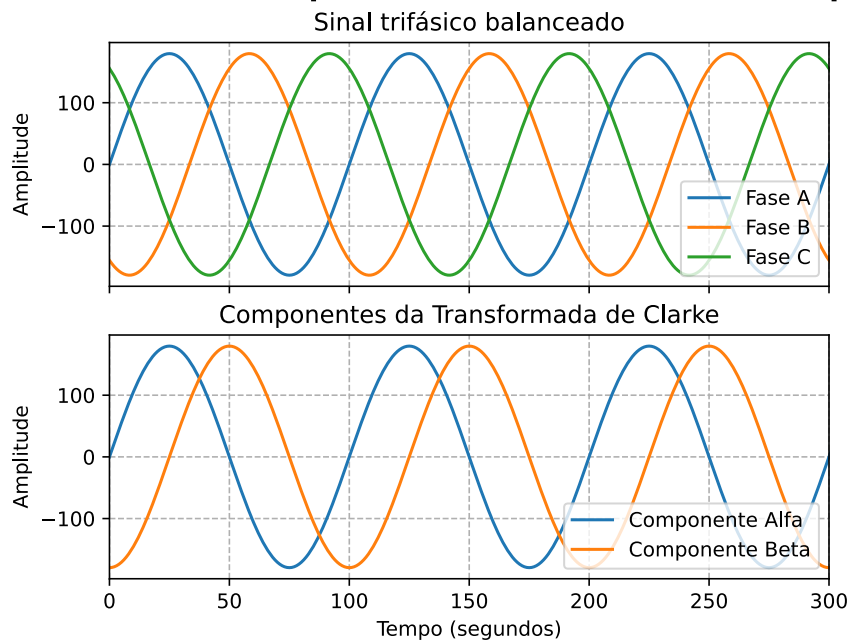


Figura 2.4: Representação das componentes  $\alpha\beta$  no tempo originadas a partir da Transformada de Clarke aplicada a um sinal senoidal trifásico equilibrado de valor eficaz igual a 127.

No controle de inversores trifásicos, por exemplo, a transformada de Clarke é utilizada para converter as grandezas trifásicas de tensão e corrente, para esse projeto são os valores de linha, em grandezas no plano  $\alpha\beta$ . A partir das grandezas no plano  $\alpha\beta$ , é possível controlar a magnitude e a fase da tensão trifásica gerada pelo inversor de uma forma simplificada, uma vez que o sistema de controle foi reduzido, garantindo ainda assim um controle preciso da potência transferida para a carga.

## 2.4 Métodos de Controle

Os controladores de conversores de eletrônica de potência são essenciais para garantir a qualidade da energia elétrica fornecida aos consumidores. Por isso, é fundamental calcular os ganhos dos controladores para assegurar que o sistema funcione de maneira estável e eficiente. Para controlar sistemas fotovoltaicos, é possível utilizar de diversas metodologias para atender necessidades e seguir uma dada variável de referência. O controle dos conversores CC/CC e CC/CA pode ser feito utilizando controladores de avanço ou atraso de fase, *feed-forward*, preditivo, entre outros [18, 20]. Nesse projeto serão utilizados os controladores das famílias proporcional, integral e ressonante.

### 2.4.1 Seleção do Tipo de Controlador

Acerca do controle de sistemas, a seleção apropriada do tipo de controlador desempenha um papel crucial na obtenção do desempenho desejado. Existem diversas possibilidades para controladores, P (Proporcional puro), PI (Proporcional Integral), PID (Proporcional Integral Derivativo), PR (Proporcional Ressonante), entre outros. A escolha do tipo de controlador depende das características do sistema em questão.

A inclusão da ação integral do controlador PI pode ser vantajosa, uma vez que ajuda a corrigir erros em regime permanente para referências constantes e a atenuar a resposta do sistema [21]. Um dos aspectos mais relevantes é a capacidade de rejeitar distúrbios externos. Se o sistema é suscetível a perturbações ou mudanças nas condições de operação, um controlador PI tende a ser mais eficaz, proporcionando uma resposta mais rápida e suave às variações.

Vale comentar também que, tratando de sistemas de controle, é muito comum pensar em implementar um PID, ou seja, um controlador com parcela proporcional, integral e derivativa. A parcela derivativa, por sua vez, é responsável por reagir às mudanças rápidas na variável controlada (a grandeza que estamos tentando controlar) e antecipar seu comportamento futuro. Em outras palavras, ela calcula a taxa de variação da variável controlada em relação ao tempo e utiliza essa informação para inferir como a variável controlada se comportará nos próximos instantes. Portanto, é sensível a ruídos e variações rápidas nos sinais de entrada. Como, em sistemas de eletrônica de potência e no controle de conversores, esses ruídos e variações rápidas são muito comuns e a frequência de chaveamento costuma ser alta, na faixa dos kHz, então esse controlador provavelmente introduziria oscilações indesejadas ou até mesmo instabilidade no sistema.

Ao incorporar uma ação ressonante ao controlador proporcional, o controlador proporcional-ressonante (PR) é desenvolvido para tratar sistemas onde é necessário

rastrear ou rejeitar uma frequência específica. Esse controlador utiliza as ressonâncias para aprimorar a resposta do sistema em frequências determinadas, como a frequência fundamental da rede elétrica de 60 Hz. Esse tipo de controlador pode ser adotado devido a capacidade de rastrear sinais senoidais sem erro de regime permanente [22].

Para colaborar com a escolha do controlador, é possível usar o Princípio do Modelo Interno (PMI). Ele estabelece que, para um controlador eliminar completamente os erros de rastreamento ou rejeição de determinados sinais de referência ou distúrbio, ele deve conter internamente um modelo dessas dinâmicas. Em outras palavras, o controlador precisa reproduzir internamente o comportamento dos sinais-alvo. A ideia básica do princípio do modelo interno é que o laço de controle deve conter em sua função de transferência componentes que correspondam às transformadas de Laplace dos sinais de interesse. Ao incorporar essas características na função do controlador, garante-se que ele possa efetivamente seguir os sinais de referência desejados e rejeitar os distúrbios presentes nas mesmas frequências, resultando em um controle mais preciso.

O PMI destaca a importância de projetar controladores que tenham a capacidade de responder dinamicamente às características do sistema em que estão operando. Isso é particularmente relevante em sistemas com não linearidades, atrasos, dinâmicas complexas ou perturbações desconhecidas [20].

Isso, por exemplo, indica que o controlador PI é mais indicado para rastrear sinais de corrente contínua, do tipo degrau. Já o controlador PR é mais indicado para rastrear sinais senoidais. Para entender essa relação basta visualizar a semelhança entre o degrau:

$$F(s) = \frac{1}{s}, \quad (2.4)$$

e o controlador PI:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s}, \quad (2.5)$$

no domínio da frequência.

O mesmo ocorre para um seno (2.6) ou cosseno (2.7) e um controlador PR (2.8) [23].

$$F(s) = \frac{\omega}{s^2 + \omega^2}. \quad (2.6)$$

$$F(s) = \frac{s}{s^2 + \omega^2}. \quad (2.7)$$

$$C(s) = K_c \left( 1 + \frac{s\omega_z}{s^2 + \omega_r^2} \right). \quad (2.8)$$

## 2.4.2 Metodologia de Cálculo de Ganhos

No projeto de controladores é importante determinar os ganhos dos sistemas de controle, uma vez que eles têm grande impacto na performance e estabilidade do sistema. Existem diversos métodos para o cálculo de ganhos em controladores de conversores de eletrônica de potência, e a escolha do método mais adequado depende da aplicação específica.

O cálculo dos ganhos de um controlador pode ser realizado de diversas maneiras, como por exemplo, através da definição de parâmetros de desempenho, como tempo de subida, tempo de acomodação e erro em regime permanente. Além disso, os ganhos podem ser ajustados usando métodos como o lugar das raízes, ajuste por tentativa e erro, técnicas de otimização, ou através de métodos mais sofisticados como a sintonia de Ziegler-Nichols e a análise de resposta em frequência. Cada um desses métodos visa encontrar os valores ideais dos ganhos para que o sistema atenda aos requisitos específicos de desempenho desejados. Entre os métodos para o cálculo de ganhos em controladores de conversores de eletrônica de potência, destaca-se o método de definição da margem de fase e de ganho. Este método é amplamente utilizado na indústria de energia elétrica, devido à sua simplicidade, facilidade de implementação e de generalização do sistema controlado [20].

Para definição dos ganhos do compensador utilizando esse método, são utilizadas a margem de fase e de ganho. Neste trabalho define-se dois parâmetros para continuidade do método: a própria margem de fase e a frequência de cruzamento desejada. A margem de fase indica a quantidade de defasagem (em graus) que existe entre a fase da função de transferência da planta e  $-180^\circ$  no ponto da frequência de cruzamento [24]. Para visualização, é possível utilizar o diagrama de Bode, que representa graficamente a resposta em frequência do sistema. No diagrama de Bode, a magnitude é representada em escala logarítmica e a fase em escala linear. A frequência de cruzamento é observada no ponto em que a curva de magnitude atinge 0 dB e a margem de fase é medida como a diferença entre a fase na frequência de cruzamento e  $-180$  graus [20].

Para realizar o cálculo de ganhos é necessário primeiro determinar a função de transferência do sistema de controle em malha aberta. A partir da função de transferência, é possível determinar a margem de fase e a frequência de cruzamento de laço aberto, que são utilizadas para calcular os ganhos do sistema.

O diagrama de blocos da Figura 2.5 representa o sistema de malha aberta não controlado, ou não compensado. Ele pode ser representado pela função de transfe-



rência de malha aberta não compensada,  $FTMA_{NC}$ , conforme:

$$FTMA_{NC}(s) = G(s)H(s). \quad (2.9)$$

Supõe-se que  $G(s)$  e  $H(s)$  sejam funções de transferência já conhecidas, em que a primeira representa a planta e a segunda o ganho ou função de transferência de realimentação.

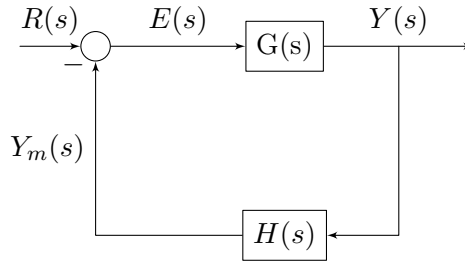


Figura 2.5: Diagrama de blocos a ser controlado antes da inserção de um controlador.

De maneira a controlar o sistema, levando a uma certa referência  $R(s)$ , insere-se um compensador  $C(s)$  responsável por atender esse rastreamento de referência dinâmico. Isso pode ser visto na Figura 2.6.  $E(s)$  representa o erro entre o sinal realimentado e a referência e após a atuação do controlador, temos o sinal  $U(s)$ . As perturbações referem-se a distúrbios externos ou variações não controladas que afetam as grandezas controladas da planta. A função de transferência em malha aberta compensada é vista em:

$$FTMA_C(s) = C(s)G(s)H(s) = C(s)FTMA_{NC}(s). \quad (2.10)$$

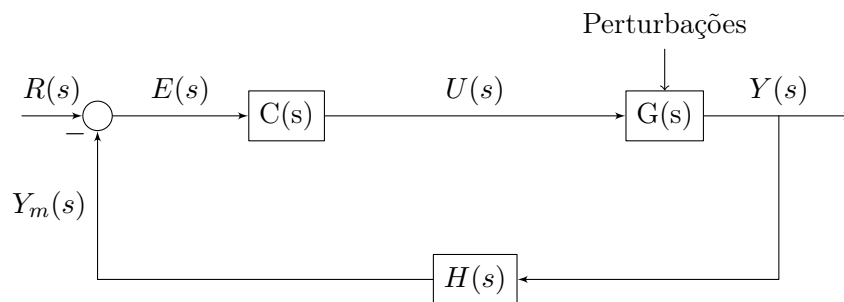


Figura 2.6: Diagrama de blocos controlado com a inserção de  $C(s)$ .

Tomando como base (2.10), é possível encontrar o módulo e fase para uma determinada frequência, visto em (2.11) e (2.12).

$$|FTMA_C(s)| = |C(s)||FTMA_{NC}(s)|. \quad (2.11)$$

$$\angle FTMA_C(s) = \angle C(s) + \angle FTMA_{NC}(s). \quad (2.12)$$

Para essa metodologia de cálculo de ganhos, utilizam-se os conceitos de margem de fase e frequência de cruzamento. Sendo  $s = j\omega$ , é possível dizer que  $FTMA_C(j\omega) = C(j\omega)FTMA_{NC}(j\omega)$  e em seguida aplicar esse conceito às (2.11) e (2.12). Matematicamente, as definições de frequência de cruzamento e margem de fase, já expostas nessa seção, são representadas por (2.13) e (2.14).

$$|FTMA_C(j\omega_c)| = 1. \quad (2.13)$$

$$MF = 180 + \angle FTMA_C(j\omega_c). \quad (2.14)$$

Dessa forma, especificando para (2.13) e (2.14) o módulo e fase definidos em (2.11) e (2.12), têm-se:

$$MF = 180 + \angle C(j\omega_c) + \angle FTMA_{NC}(j\omega_c), \quad (2.15)$$

e

$$|C(j\omega_c)||FTMA_{NC}(j\omega_c)| = 1. \quad (2.16)$$

Deseja-se obter os a magnitude e fase que o compensador deve ter a partir da frequência de cruzamento e margem de fase desejadas. Isso é possível através de (2.17) e (2.18), respectivamente. Cabe ressaltar que isso é válido para qualquer compensador ou filtro em cascata com uma função  $G(s)$ , mas que cada tipo de controlador tem suas particularidades, e, portanto, para cada projeto, é necessário definir o controlador desejado e quais ganhos devem ser calculados. Para esse trabalho serão utilizados controladores PI [25] e PR[23].

$$|C(j\omega_c)| = \frac{1}{|FTMA_{NC}(j\omega_c)|}. \quad (2.17)$$

$$\angle C(j\omega_c) = MF - [180 + \angle FTMA_{NC}(j\omega_c)]. \quad (2.18)$$

### Controlador Proporcional-Integral (PI)

Um controlador proporcional integral (PI) é normalmente utilizado em uma malha de controle clássica com realimentação unitária. A ação integral permite a redução do erro a zero em regime permanente para referências ou perturbações de valor constante no tempo. A ação integradora permite ainda a variação não instantânea do sinal de controle, o que é benéfico para diversos sistemas.

A função de transferência do PI pode ser descrita por:

$$C(s) = K_p \left( 1 + \frac{K_i}{s} \right) = K_c \frac{s + \omega_z}{s}, \quad (2.19)$$

em que  $K_p$  e  $K_i$  são os ganhos proporcional e integral. A relação entre  $K_c$  e  $\omega_z$ , que são variáveis que facilitam o cálculo dos ganhos do controlador, é refletida por:

$$K_p = K_c \quad e \quad K_i = K_p \cdot \omega_z. \quad (2.20)$$

Segundo [25],  $FTMA_{NC} = H(s) \cdot G(s)$ , conforme (2.9), em que nesse caso  $H(s)$  é a função de transferência de realimentação. Ela também pode ser representada por um ganho  $K$  quando não varia no domínio da frequência.

Estendendo os conceitos da Subseção 2.4.2, primeiramente, encontra-se a magnitude e fase da função de transferência do controlador PI, mostradas em (2.21) e (2.22) respectivamente.

$$|C(j\omega)| = \frac{K_c \sqrt{\omega^2 + \omega_z^2}}{\omega} \quad (2.21)$$

$$\angle C(j\omega) = \arctan \left( \frac{\omega}{\omega_z} \right) - 180 \quad (2.22)$$

Aplicando, então, a (2.21) e (2.22) em (2.17) e (2.18), obtém-se os parâmetros  $K_c$ :

$$K_c = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2} \cdot |FTMA_{NC}(\omega_c)|}, \quad (2.23)$$

e  $\omega_z$ :

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{\tan [MF - 90 - \angle FTMA_{NC}(\omega_c)]}, \quad (2.24)$$

que através da relação (2.20) definem os ganhos proporcional e integral.

### Controlador Proporcional-Ressonante (PR)

Os controladores proporcionais ressonantes (PR) combinam o controle proporcional e ressonante para fornecer um sistema de controle mais preciso e estável em sistemas de corrente alternada. Os controladores PR podem produzir ganho infinito na frequência de perturbação, também conhecida como frequência de ressonância, e obter rastreamento da referência preciso e rejeição de perturbação. A estratégia de controle PR é comumente utilizada para inversores conectados à rede trifásica utilizando filtros LCL (arranjo com um indutor conectado à perna do inversor, um capacitor em paralelo e outro indutor conectado à fase da rede).

De acordo com o método utilizado em [23], a frequência de ressonância  $\omega_r$  é obtida considerando a frequência fundamental desejada  $f_1$ :

$$\omega_r = 2\pi f_1. \quad (2.25)$$

A função do compensador Proporcional-Ressonante (PR) pode ser modelada por ambas as funções sinusoidais. No entanto, devido à presença de polos complexos, inerentes à natureza do controlador, a fase tende a alcançar  $-180^\circ$  após a ressonância no caso da função senoidal. Enquanto isso, para a função cossenoidal, devido à existência do zero, a tendência de fase é de  $-90^\circ$ . Dessa maneira, será adotada a função cossenoidal por apresentar maior estabilidade [20, 25]. Essa função, bem como sua caracterização utilizando os parâmetros  $K_c$  e  $\omega_z$  podem ser vistas em (2.26). Dessa forma  $K_p = K_c$  e  $K_r = K_c\omega_z$  assim como para o PI.

$$C(s) = K_p + \frac{K_r s}{s^2 + \omega_r^2} = K_c \left( 1 + \frac{s\omega_z}{s^2 + \omega_r^2} \right). \quad (2.26)$$

Utilizando o mesmo processo que para o controlador PI, ou seja, sendo  $s = j\omega$  e encontrando o módulo e fase da função de transferência do controlador da (2.26), chega-se a:

$$|C(j\omega)| = K_c \sqrt{1 + \frac{\omega^2 \omega_z^2}{(\omega^2 - \omega_r^2)^2}}, \quad (2.27)$$

e

$$\angle C(j\omega) = \arctan \left( \frac{\omega \omega_z}{\omega^2 - \omega_r^2} \right). \quad (2.28)$$

Dessa forma, as expressões de  $K_c$  e  $\omega_z$  para  $C(s)$  quando o controlador é um PR são:

$$K_c = \frac{1}{|FTMA_{NC}(\omega_c)| \cdot \sqrt{1 + \frac{\omega_c^2 \omega_z^2}{\omega_r^2 - \omega_c^2}}}, \quad (2.29)$$

para  $K_c$ , e para  $\omega_z$ :

$$\omega_z = \frac{\omega_r^2 - \omega_c^2}{\omega_c^2} \cdot \tan [MF - 180 - \angle FTMA_{NC}(\omega_c)]. \quad (2.30)$$

## Aplicação das Equações na Metodologia

Seguindo as equações apresentadas anteriormente, é possível obter os ganhos dos controladores desejados uma vez definidos os parâmetros de frequência de cruzamento e margem de fase.

Para o controle PI, utiliza-se (2.23) e (2.24) para obter tais ganhos. A função de transferência de malha aberta não compensada é avaliada na frequência de cruzamento ( $j\omega_c$ ), utilizando seu módulo para (2.23) e sua fase para (2.24). Assim, obtêm-se esses dois parâmetros que tornam possível obter  $K_p$  e  $K_i$  através de (2.20). Esse processo é utilizado para o cálculo de ganhos dos conversores CCSA e CCFV.

Já para o controle PR, é feito o mesmo processo, porém, as equações utilizadas são (2.29) e (2.30). Dessa vez, se obtém o ganho proporcional e ressonante. Esse processo é utilizado para o cálculo de ganhos no conversor CCCA.

### 2.4.3 Utilização de *Anti-windup*

Em sistemas de controle realimentado, a presença de atuadores com limites físicos ou saturadores pode levar a um fenômeno conhecido como *windup*. O *windup* ocorre quando o controlador continua a gerar um sinal de controle saturado, resultando em erros acumulados e comportamentos indesejados após o atuador retornar ao estado não saturado. Esses impactos negativos da saturação da ação de controle são conhecidos pelo termo *windup*, enquanto que as técnicas sugeridas para contorná-los como *anti-windup* [26, 27]. Esse problema pode afetar adversamente a estabilidade, o desempenho e a precisão do sistema de controle [20, 28].

O *anti-windup* é implementado com a adição de uma ação integral adicional no controlador que é ativada apenas quando o atuador está saturado. Essa ação integral adicional corrige os erros acumulados durante a saturação, permitindo que o sistema se recupere de forma suave quando o atuador retorna à operação normal. Além disso, a técnica de *anti-windup* pode envolver estratégias mais avançadas, como o modelo interno do controlador, para estimar o comportamento do sistema durante a saturação e ajustar os ganhos adequadamente [29], feita considerando um compensador PR.

A Figura 2.7 mostra um diagrama de blocos de um compensador PI com a inserção de uma laço de *anti-windup*. Conforme comentado, quando há saturação, há uma diferença entre a saída do controlador e a saída  $Y$  depois do saturador. Dessa maneira, há aplicação de um ganho  $K_{aw}$  em cima do erro de saturação  $E_{SAT}$ , que ao ser somado na parcela a ser integrada no compensador, evita o *windup*. O laço utilizado nesse projeto é semelhante ao realizado em [30, 31] para o controlador PI. Para um PR, basta seguir o exposto em [29].

Não existe, necessariamente, um valor específico para os ganhos utilizados, mas uma prática é utilizar um  $K_{aw}$  tal que  $K_d \leq K_{aw} \leq K_i$ , quando há ação derivativa com ganho  $K_d$  e integrativa com ganho  $K_i$ . Como não há ação derivativa, será utilizado um ganho menor que o ganho integral. No caso, optou-se por 100 na maior parte das malhas [32].

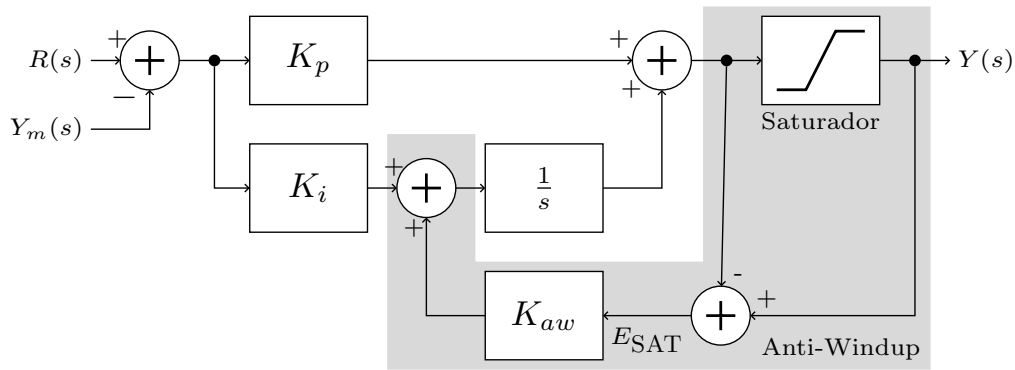


Figura 2.7: Diagrama de blocos de um controlador PI com anti-*windup*.

Sendo assim, através do uso de ações integrais adicionais e ajustes de ganhos, o anti-*windup* permite que os controladores evitem erros acumulados, melhorando a estabilidade e o desempenho global do sistema de controle.

## 2.5 Modelagem de Células Fotovoltaicas

### 2.5.1 Representação de Circuito e Modelo Matemático

Um das formas de simular um gerador fotovoltaico é construí-lo por componentes eletrônicos, ou seja, o comportamento físico da célula fotovoltaica deve ser representado na forma de circuito elétrico [23]. O modelo mais comum é o de diodo simples, em que ele representa a junção *pn* do material semicondutor que compõe os módulos [33]. A sua presença considera a relação corrente-tensão do módulo fotovoltaico como a soma da corrente fotovoltaica e da corrente de diodo, que representa a resistência do módulo à corrente em circuito aberto [34]. O circuito equivalente pode ser visto na Figura 2.8.

Além do modelo de diodo simples, existem outras possibilidades de modelagem matemática para módulos fotovoltaicos, como os modelos de 2, 3 e 5 parâmetros. O modelo de 2 parâmetros considera apenas a corrente de curto-circuito e a tensão de circuito aberto, enquanto o modelo de 3 parâmetros adiciona a corrente de saturação reversa do diodo. Já o modelo de 5 parâmetros é mais detalhado e considera a resistência série e paralelo do módulo, além dos parâmetros mencionados anteriormente [35].

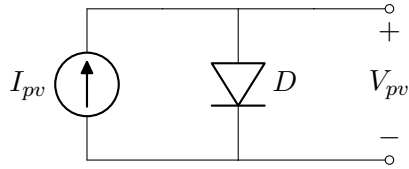


Figura 2.8: Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica com diodo simples.

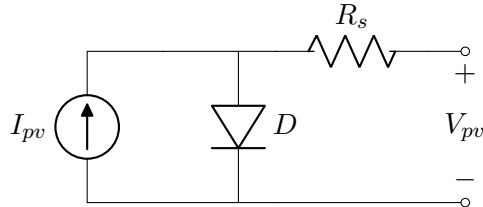


Figura 2.9: Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica com resistor série.

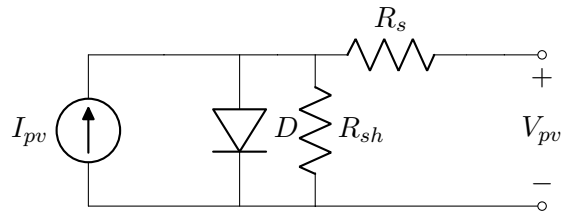


Figura 2.10: Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica com resistor paralelo e série.

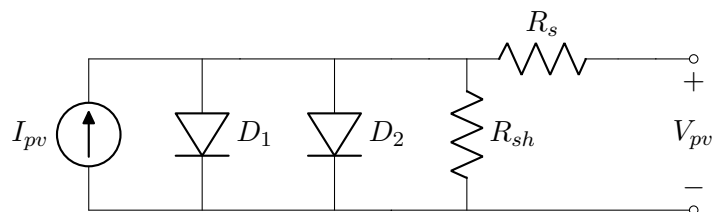


Figura 2.11: Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica com diodo duplo.

O modelo com acréscimo de um resistor, esboçado na Figura Figura 2.9, procura representar as perdas ôhmicas nos contatos metálicos das células, assim como perdas decorrentes da conexão célula a célula, em módulos e arranjos fotovoltaicos [23]. Esse modelo entretanto ainda não apresenta todos os parâmetros que podem tornar fiel a simulação de um sistema fotovoltaico. O modelo da Figura 2.10 é um dos mais fiéis, em que o resistor colocado em paralelo com o diodo, representa perdas internas associadas às correntes de fuga [36].

A inclusão de mais um diodo em paralelo à fonte de corrente, conforme a Figura 2.11, permite modelar com mais precisão as combinações de carga na região de depleção e garante mais precisão em baixas correntes de operação, e é apontado

como o modelo mais fiel de todos os apresentados, apesar de ser mais complexo pela quantidade de parâmetros que devem ser considerados [37].

Cada modelo tem suas vantagens e limitações, e a escolha do modelo depende do objetivo da simulação e da disponibilidade de informações sobre o módulo fotovoltaico. Por exemplo, o modelo de 5 parâmetros é mais preciso e pode fornecer informações mais detalhadas sobre o comportamento do módulo em diferentes condições, mas requer uma medição mais precisa das resistências série e paralelo. Para este trabalho, os modelos da Figura 2.9 e Figura 2.10 serão estudados com mais detalhe, e para as simulações, o modelo considerando apenas a resistência série será utilizado. A influência desses parâmetros no circuito é discutida na Subseção 2.5.2.

Em (2.31), (2.32), (2.33) e (2.34) há a representação, respectivamente, da corrente de entrada da célula fotovoltaica, da corrente reversa de saturação, da corrente *shunt* e da corrente de saída da célula [38].

$$I_{pv} = [I_{sc} + K_i(T_{ak} - T_{rk})] \cdot \frac{G_a}{G_0}. \quad (2.31)$$

$$I_{rs} = \frac{I_{sc}}{[e^{(qV_{oc}/N_s k A T_{rk})} - 1]}. \quad (2.32)$$

$$I_{sh} = I_{rs} \left[ \frac{T_{ak}}{T_{rk}} \right]^3 \cdot e^{\left[ \frac{qE_{g0}}{Ak} \left\{ \frac{1}{T_{rk}} - \frac{1}{T_{ak}} \right\} \right]}. \quad (2.33)$$

$$I = N_P \cdot I_{ph} - N_P \cdot I_{sh} \cdot \left[ e^{\left\{ \frac{q(V_{pv} + IR_s)}{N_s \cdot Ak T_{ak}} \right\}} - 1 \right]. \quad (2.34)$$

Em (2.31), os dados de temperatura  $T_{ak}$  e  $T_{rk}$  representam a temperatura ambiente e a de referência, respectivamente. Já  $G_a$  e  $G_0$  representam a irradiância imposta e a irradiância padrão de  $1000 \text{ W/m}^2$ .  $I_{sc}$  é a corrente de curto-circuito do módulo. Já em (2.32),  $N_s$  é o número de células em série.  $V_{oc}$  é a tensão de circuito aberto. Ainda,  $q$ ,  $k$  e  $A$  representam constantes de carga do elétron, de Boltzman e o fator de idealidade, o qual para esse projeto foi escolhido como 1,6.  $E_{g0}$  é a banda proibida, considerada 1,1 eV para o silício, e utilizada em (2.33). Em (2.34) apenas se utiliza a corrente e a tensão de saída do módulo  $I$  e  $V_{pv}$  e  $N_p$  que é o número de células conectadas em paralelo.

O modelo matemático da célula é uma função exponencial, representado nas equações apresentadas. Alguns pontos podem ser explicitados na curva de tensão por corrente de um módulo fotovoltaico para melhor entendimento do modelo. São eles a corrente de curto circuito, tratando-se do momento em que a tensão de saída é nula, o ponto de máxima potência e a tensão de circuito aberto.



## 2.5.2 Efeito das Não Idealidades do Circuito

Outra questão importante é a influência das resistências série e paralelo mostradas no circuito da Figura 2.10. A resistência série influencia, sobretudo, na corrente de saída, que decai mais rápido quanto maior esse valor. Já a variação da resistência paralela acarreta na redução da tensão de circuito aberto, sendo menor conforme se diminui o seu valor ôhmico.

A sensibilidade da célula é muito maior para a variação de valores de resistência série do que para a *shunt* [33]. Normalmente, a resistência paralela é adotada de maneira a ter seu efeito desprezado, enquanto se procura obter valores baixos para a resistência série. Ao utilizar valores superiores a 1 k $\Omega$  o efeito da variação da resistência paralela se torna imperceptível, o que será discutido em mais detalhes na seção A.2.

## 2.5.3 Componentes Auxiliares na Modelagem

A utilização de módulos fotovoltaicos em sistemas de geração de energia elétrica a partir da luz solar requer cuidados especiais com a regulação de tensão e corrente para garantir o máximo aproveitamento da energia produzida. Esses cuidados incluem a utilização de componentes como a capacitância na saída dos módulos e o diodo de bloqueio.

O objetivo do capacitor na saída é suavizar as flutuações na tensão de saída do módulo fotovoltaico e reduzir o *ripple*, mantendo a tensão mais próxima do valor nominal. Isso é especialmente importante em sistemas de energia elétrica que exigem uma tensão de saída mais estável, como inversores e controladores de carga de baterias.

Já o diodo de bloqueio, colocado em série com a saída do módulo fotovoltaico, tem a função de evitar a inversão de corrente. Em outras palavras, quando a tensão de saída do módulo é menor do que a tensão do circuito externo ao qual está conectado, o diodo bloqueia a passagem da corrente, evitando assim a a danificação da célula pelo grande aumento da corrente reversa.

É importante salientar que a escolha adequada desses componentes depende das especificações do módulo fotovoltaico, das características do circuito ao qual ele será conectado e dos requisitos de operação do sistema como um todo.

Em resumo, a utilização de componentes como a capacitância na saída de módulos fotovoltaicos e diodos de bloqueio é fundamental para garantir a estabilidade e segurança do sistema. Esses componentes ajudam a reduzir as flutuações de tensão e corrente e garantem que a corrente flua em uma única direção, protegendo tanto os equipamentos quanto o próprio módulo fotovoltaico.

## 2.5.4 Módulo Usado como Referência

Para esse estudo, foi necessário o levantamento de módulos com especificações reais de mercado. O módulo já utilizado na instalação, mencionada na seção 1.8, foi o YL245P-29b YGE Series da Yingli [39]. As suas especificações foram resumidas na Tabela 2.1. A Figura 2.12 mostra o exemplo do módulo.

Tabela 2.1: Características do Módulo Fotovoltaico Escolhido.

Potência Máxima [W]	245
Tolerância	0 % a + 5 %
Tensão de Circuito Aberto [V]	37,5
Tensão de Pico [V]	29,6
Tensão Máxima [V]	50
Corrente de Curto [A]	8,83
Corrente de Pico [A]	8,28
Comprimento [mm]	1650
Largura [mm]	990
Espessura [mm]	40
Peso [Kg]	19,1
Eficiência	15%



Figura 2.12: Exemplo do módulo solar escolhido.

Para o estudo foi utilizado o módulo de potência de saída de 245 W. Cabe ressaltar, que duas condições de temperatura e irradiância podiam ser escolhidas para a análise. Na folha de dados havia as condições de *Standard Temperature Conditions*

(STC),  $1000 \text{ W/m}^2$  e  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ , e *Normal Operating Cell Temperature* (NOCT),  $800 \text{ W/m}^2$  e  $20 \text{ }^\circ\text{C}$ . Optou-se por utilizar a primeira condição. Esses dados foram considerados também no modelo desenvolvido para simulação. Outro detalhe é que o módulo fotovoltaico possui uma quantidade de 60 células por placa [39], por padrão.

## 2.6 Algoritmos de Seguimento do Ponto de Máxima Potência (SPMP)

Os algoritmos de Seguimento do Ponto de Máxima Potência (SPMP) [40] são utilizados para rastrear o ponto de máxima potência em um sistema fotovoltaico. Eles desempenham um papel fundamental na maximização da eficiência desses sistemas. Isso ocorre porque há uma variação no ponto de máxima potência de acordo com os níveis de irradiância e temperatura. O SPMP permite rastrear a tensão e/ou corrente que garantem que o arranjo fotovoltaico esteja operando de forma ótima. Existem vários tipos de algoritmos SPMP, cada um com suas próprias vantagens e desvantagens. Nesta seção, serão apresentados os principais tipos de algoritmos SPMP e será enfatizado o algoritmo Perturbar & Observar (P&O) como o foco do projeto.

### 2.6.1 Perturbar & Observar (P&O)

#### Descrição do método

O algoritmo Perturbar & Observar (P&O) é um dos algoritmos SPMP mais simples e amplamente utilizados. Este método consiste em perturbar a tensão ou a corrente e medir a mudança na potência. Se a mudança na potência for positiva, o ponto de operação atual está abaixo do ponto de máxima potência e a tensão ou a corrente deve ser aumentada. Se a mudança na potência for negativa, o ponto de operação atual está acima do ponto de máxima potência e a tensão ou a corrente deve ser reduzida. O ponto de máxima potência é encontrado quando a mudança na potência é zero. Este algoritmo é simples e de baixo custo, mas é sensível a perturbações de baixa frequência e pode levar a oscilações em torno do ponto de máxima potência [33]. O fluxograma que o representa uma iteração do método pode ser visto na Figura 2.13. Em uma aplicação real, isso deve ser repetido indefinidamente, com um intervalo fixo de tempo entre iterações sucessivas.

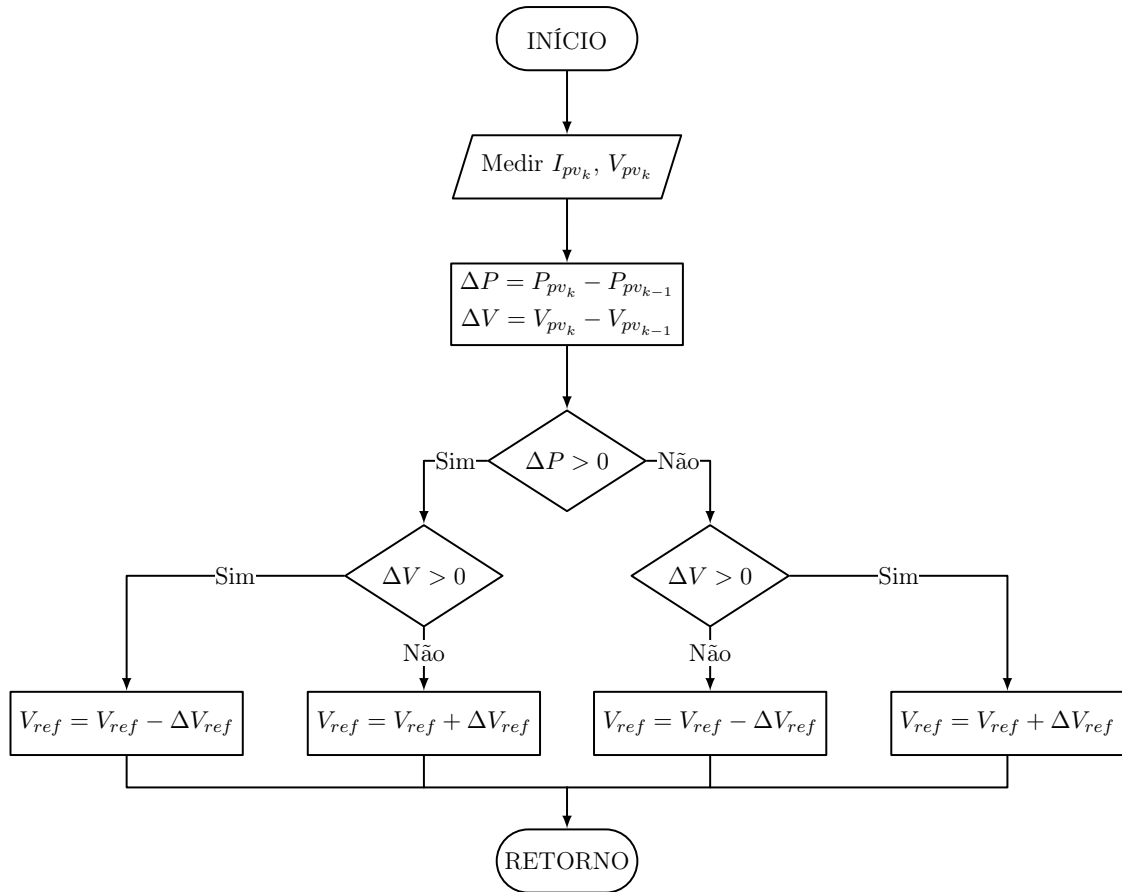


Figura 2.13: Algoritmo de SPMP Perturbar & Observar.

Cabe ressaltar que nesse fluxograma a saída é uma tensão de referência. Outras topologias de controle podem optar por trabalhar com um retorno do algoritmo em termos de ciclo de trabalho da chave do conversor. Dada a topologia utilizada neste trabalho, faz sentido que a saída de um bloco SPMP seja de tensão CC.

### Implementação do Algoritmo

A implementação do algoritmo P&O deve considerar alguns itens importantes. Primeiramente, sendo em simulação, ela pode ser feita através da utilização de blocos matemáticos. Outra forma, que já agiliza futuros desenvolvimentos de código embarcado é utilizando blocos de código dentro de softwares de simulação de circuitos, como o PSIM™. Finalmente, é necessário atentar a dois fatores: valor do incremento e ao tempo da interrupção do cálculo do ponto de máxima potência.

O incremento pode ser determinado de acordo com o interesse da operação. Caso seja esperado que ocorram variações bruscas de temperatura e irradiância, o usuário pode desejar que o ponto de máxima potência seja alcançado de maneira mais rápida, dessa forma necessitando de um valor alto de incremento, por exemplo, superior a 0,1 p.u. do valor de tensão. Isso, porém, pode acarretar em uma oscilação grande em torno do ponto de máximo. Caso seja desejado reduzir essa oscilação, o

incremento pode ser reduzido, abaixo de 0,1 p.u. por exemplo.

Em termos de tempo de execução, é essencial definir um intervalo de amostragem ao implementar o algoritmo Perturbar & Observar computacionalmente. Um intervalo de amostragem menor permite um rastreamento mais rápido do ponto de máxima potência, enquanto um intervalo maior resulta em um rastreamento mais lento. Porém, é preciso verificar o tempo de acomodação necessário para englobar a dinâmica do conversor dentro da iteração do método. Essa dinâmica está diretamente atrelada ao capacitor de entrada adotado no conversor CC/CC, pois para que se dê um incremento ou decréscimo de tensão do arranjo fotovoltaico, a tensão no capacitor de entrada deve estar em regime permanente.

O passo temporal foi definido para este trabalho através da observação do comportamento do conversor CC/CC conectado ao arranjo fotovoltaico, em simulação. Estando em malha aberta e com uma razão cíclica que garanta operação nas faixas de tensões de ponto de máxima potência, definiu-se um intervalo de amostragem que permitisse a tensão de saída do arranjo fotovoltaico entrar em regime dentro de cada iteração.

## 2.6.2 Outros Algoritmos

Além do método Perturbar & Observar (P&O), existem diferentes abordagens para o rastreamento do ponto de máxima potência (SPMP) em sistemas fotovoltaicos. Existem diversos algoritmos de SPMP já publicados atualmente, que diferem em eficiência, velocidade de convergência, complexidade, necessidade de sensoriamento, custos e diversos outros aspectos. Entretanto, costuma-se utilizar os métodos que oferecem uma complexidade baixa e apresentam resultados similares aqueles mais custosos ou complexos [41].

Métodos como o da tensão constante e condutância incremental são utilizados com frequência na indústria e academia. Ainda, outros métodos são o da fração da tensão de circuito aberto e o da fração da corrente de curto-circuito, que são basicamente melhorias do algoritmo de tensão constante, e o método baseado em temperatura.

No entanto, é importante considerar as vantagens e desvantagens de cada método, especialmente ao compará-los com o P&O, que é amplamente utilizado.

# Capítulo 3

## Modelagem e Implementação do Controle no Lado de Corrente Contínua

### 3.1 Conversor CC/CC para o Sistema de Armazenamento de Energia

O primeiro estudo realizado para esse projeto foi o controle de tensão de saída e com malha interna de controle da corrente no indutor do conversor *boost*, aplicado ao CCSA. Em seguida, será implementado um controle de tensão de entrada associado a um algoritmo SPMP para o CCFV. Destaca-se que não foi estudado um processo de carga e descarga para o armazenamento, e apenas inserida uma fonte de tensão, com o conversor CC/CC para representar a dinâmica do elo CC.

O controle de tensão e corrente no conversor *boost* pode ser usado para carregar os armazenadores, mas mantendo a tensão de saída no valor desejado. Caso não seja utilizado conectado a dispositivos armazenadores, e sim a um arranjo fotovoltaico, a topologia apresentada pode ser usada em sistemas que funcionem exclusivamente durante o dia, como uma instalação de bombeamento de água ou de irrigação agrícola.

#### 3.1.1 Topologia de Controle Adotada

Como se deseja controlar duas grandezas do conversor, optou-se por utilizar um controle multimalhas, também chamado de cascata, para tal fim. A vantagem dessa topologia é que ela permite a atuação de um sistema de proteção para limitar o valor máximo de corrente enquanto o controle atua.

A corrente no indutor é controlada a partir da razão cíclica do conversor, en-

quanto a malha externa atua na corrente do indutor para controlar a tensão de saída do *boost*. Isso pode ser visto na Figura 3.1.

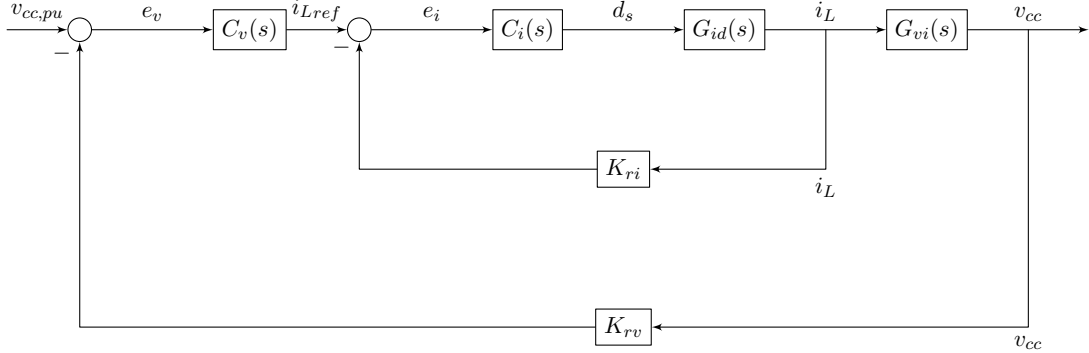


Figura 3.1: Topologia de controle do conversor CC/CC *boost* - Controle de tensão de saída e de corrente no indutor.

### 3.1.2 Modelagem do Conversor

Conforme o diagrama de blocos em malha fechada apresentado na Figura 3.1, é possível notar que é necessário modelar duas funções de transferência. De acordo com [42], a função que relaciona a corrente no indutor com o ciclo de trabalho pode ser definida como em (3.1), enquanto a que relaciona a tensão de saída do conversor com o *duty cycle* é conforme (3.2). Cada uma dessas funções de transferência relaciona a resposta de uma variável elétrica, corrente e tensão respectivamente, à uma pequena perturbação de ciclo de trabalho  $d(s)$ . Nessas equações,  $V_{CC}$  se refere a tensão nominal proposta para saída do conversor.

$$\frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{sRCV_{CC} + 2V_{CC}}{s^2 [LRC(1 - D)] + sL(1 - D) + R(1 - D)^3}. \quad (3.1)$$

$$\frac{v_{cc}(s)}{d(s)} = \frac{\left(\frac{-V_{CC}}{RC(D-1)^2}\right)s + \frac{V_{CC}}{CL}}{s^2 + \left(\frac{1}{RC}\right)s + \frac{(D-1)^2}{CL}}. \quad (3.2)$$

Para obter a função de transferência da malha externa, que relaciona a tensão de saída e a corrente no indutor, basta fazer a divisão de (3.2) por (3.1). Isso ocorre por conta da linearização do modelo matemático estipulado. Chega-se assim em (3.3), em que  $\sigma$  é igual a  $(D - 1)$ . Ressalta-se que  $D$  difere-se de  $d(s)$  por ser o ciclo de trabalho referente à operação nominal do conversor.

$$\frac{v_{cc}(s)}{i_L(s)} = \frac{\frac{v_{cc}(s)}{d(s)}}{\frac{i_L(s)}{d(s)}} = -\frac{(RV_{CC}\sigma^2 - LV_{CC}s)(R\sigma^3 + Ls\sigma + CLR\sigma s^2)}{(2V_{CC} + CRV_{CC}s)(R\sigma^4 + LsV_{CC} + CLR\sigma^2 s^2)}. \quad (3.3)$$

Definidos os modelos do conversor, é possível aplicar a filosofia de cálculo de

ganhos para os controladores PI das malhas externa e interna tal qual apresentado na Subseção 2.4.2. Dessa forma, calculam-se os ganhos proporcional e integral para a malha de corrente e para a malha de tensão. Os parâmetros do conversor *boost* foram definidos na Tabela 1.1.

### 3.1.3 Controle de Corrente no Indutor

Definidos os laços de malha aberta conforme Subseção 2.4.2, a equação para o conversor *boost* fica conforme (3.4). O ganho  $K_{PWM}$  é considerado como um ganho unitário. Já  $K_{ri}$  é o mesmo ganho de realimentação que aparece na Figura 3.1, na malha interna.  $C_i(s)$  se refere ao compensador PI que permite controlar o sistema em malha aberta  $FTMA_{NC_i}$  não compensado.

$$\begin{aligned} FTMA_{C_i}(s) &= C_i(s) \cdot FTMA_{NC_i}(s) \\ &= C_i(s) \cdot K_{PWM} \cdot K_{ri} \cdot G_{id}(s). \end{aligned} \tag{3.4}$$

Para obter largura de banda elevada, mantendo atenuação significativa na região da frequência de chaveamento do conversor, utiliza-se ao menos  $\frac{1}{10}$  da frequência de chaveamento para a seleção da frequência de cruzamento. Para esse controle em específico, observou-se que um comportamento mais lento era mais benéfico para a operação com módulos fotovoltaicos, levando a uma frequência de cruzamento menor do que uma década abaixo da de chaveamento, 5940 Hz. Os requisitos de projeto são mostrados na Tabela 3.1. Os ganhos obtidos a partir dos cálculos mencionados neste documento podem ser vistos na Tabela 3.2.

Tabela 3.1: Requisitos de projeto definidos para a malha interna (controle de corrente do indutor) do CCSA.

Frequência de Cruzamento (Hz)	297
Margem de Fase ( $^{\circ}$ )	60

Tabela 3.2: Ganhos obtidos para a malha interna do controlador PI do CCSA.

$Kp_i$	0,70
$Ki_i$	747,04

Os diagramas de Bode que representam a malha de tensão compensada e não compensada são vistos na Figura 3.2



### Malha de Corrente Interna - Conversor Boost

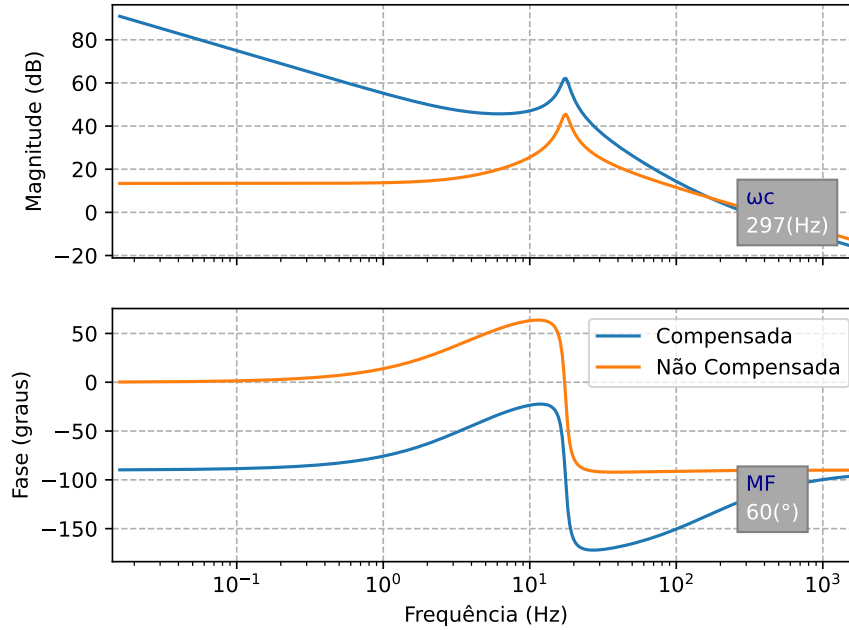


Figura 3.2: Resposta em frequência da malha interna do conversor CCSA.

#### 3.1.4 Controle de Tensão de Saída

Análogo ao que foi feito para a malha interna, obtém-se (3.5) para a malha externa de tensão de saída do conversor CC/CC, É necessário usar a função de transferência de laço fechado da malha interna, chamada de  $T_i(s)$ .

$$\begin{aligned} FTMA_{C_v}(s) &= C_v(s) \cdot FTMA_{NC_v}(s) \\ &= C_v(s) \cdot T_i(s) \cdot K_{fv} \cdot G_{vi}(s) \end{aligned} \quad (3.5)$$

É possível simplificar a malha interna supondo o total desacoplamento das malhas e que o *loop* de tensão é controlado com uma frequência de cruzamento pequena o suficiente para que  $s \rightarrow 0$ . Dessa maneira, tem-se que  $T_i(s) = \frac{1}{K_{ri}}$ . Caso não seja utilizada a malha simplificada, é possível utilizar a função de transferência de malha fechada normalmente.

Para o controle da malha externa, necessitou-se utilizar uma frequência de cruzamento bem abaixo da malha interna. Os requisitos para esse projeto podem ser vistos na Tabela 3.3. Os ganhos obtidos para esses requisitos são vistos na Tabela 3.4.

Tabela 3.3: Requisitos de projeto definidos para a malha externa do CCSA.

Frequência de Cruzamento (Hz)	6
Margem de Fase (°)	80

Tabela 3.4: Ganhos obtidos para a malha externa do controlador PI do CCSA.

$Kp_v$	2,72
$Ki_v$	89,22

Os diagramas de Bode que representam a malha de tensão compensada e não compensada são vistos na Figura 3.3

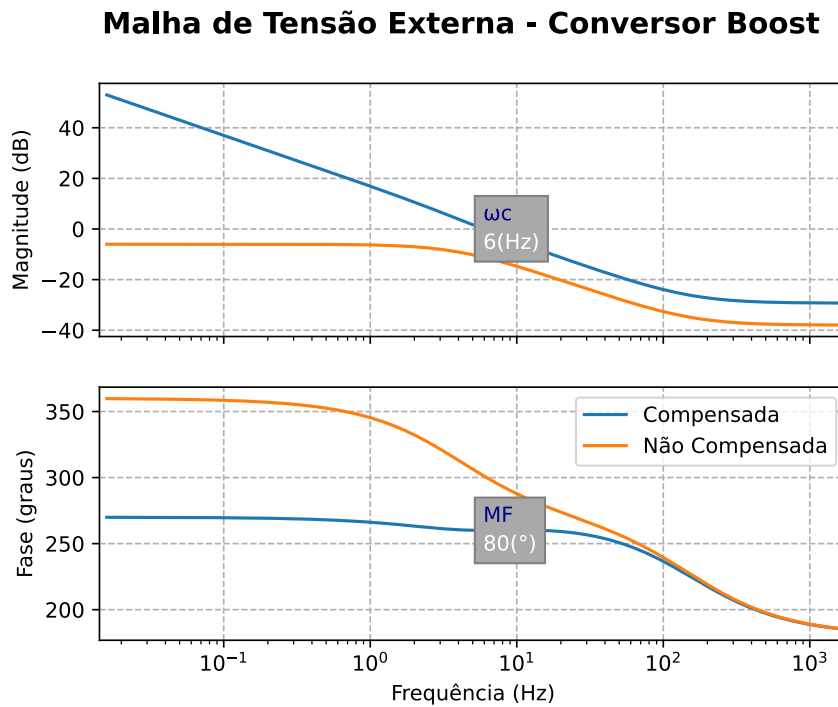


Figura 3.3: Resposta em frequência da malha externa do conversor CCSA.

Dada a malha externa e interna representando o modelo do conversor *boost* compensado, é possível fazer uma simulação no MATLAB<sup>TM</sup> mostrando o resultado esperado para a atuação desses compensadores. Dessa maneira, utilizando a função *lsim*, foi possível obter o gráfico de resposta ao degrau conforme a Figura 3.4. O resultado da simulação do PSIM<sup>TM</sup> para a mesma situação foi comparado para verificar aderência do modelo matemático proposto. Foi feita uma variação pequena de referência, uma vez que se propôs estudar um modelo matemática de pequenos sinais.

## Comparação entre Resposta do Modelo Matemático e PSIM

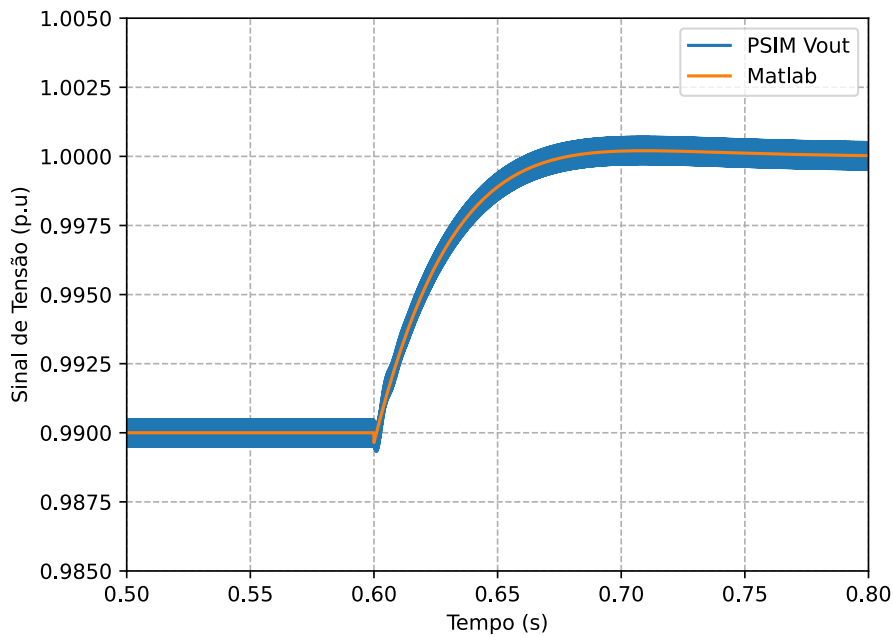


Figura 3.4: Simulação do sistema geral realizada no MATLAB™ e no PSIM™ considerando uma variação de referência mínima.

### 3.1.5 Resultados Obtidos a Partir de Simulação do Circuito no PSIM™

Utilizando novamente o PSIM™, o conversor foi simulado com a atuação do controle proposto. Utilizou-se uma fonte de tensão CC constante ideal para validar o funcionamento, de maneira a representar uma tensão constante no sistema de armazenamento. O circuito utilizado como referência pode ser visto na Figura 3.5. Já a malha de controle utilizada no simulador, representada na Figura 3.1, pode ser vista na Figura 3.6.

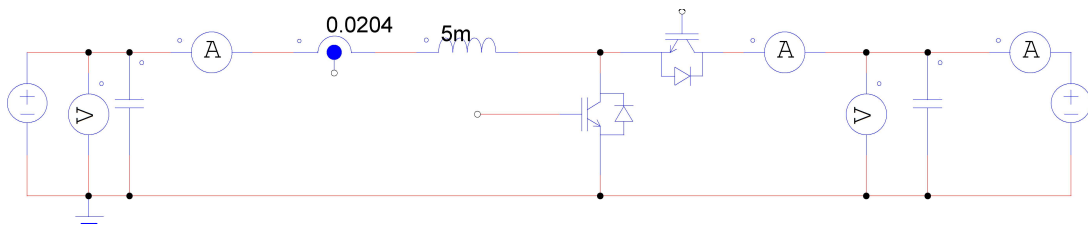


Figura 3.5: Circuito do conversor CCSA no PSIM.

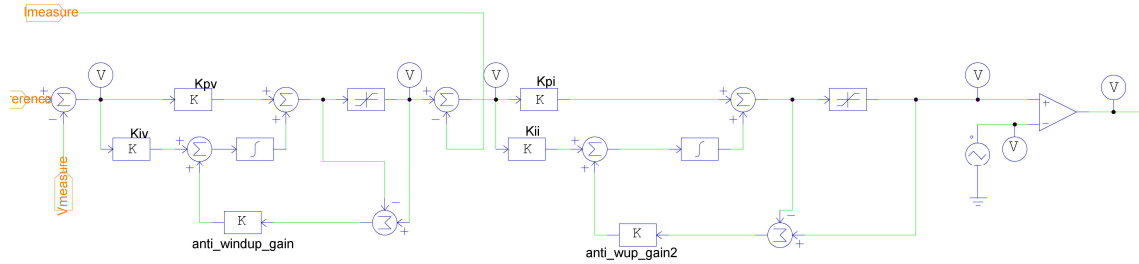


Figura 3.6: Malha de controle utilizada para acionamento da chave do conversor *boost* no PSIM.

Destaca-se também os dois ganhos de anti-windup utilizados na malha de controle, de 100, uma vez que o ganho deve ser inferior ao ganho integral do controlador. As perturbações aplicadas são mostradas na Tabela 3.5. Na tabela,  $R_{max}$  se refere à máxima resistência cuja potência o módulo consegue suprir dada a tensão desejada. Ela foi calculada considerando um arranjo de 6 séries fotovoltaicas de 8 módulos e uma resistência série de  $0,1 \Omega$  para cada módulo. Mais detalhes podem ser vistos na Subseção A.4.4.

Tabela 3.5: Perturbações aplicadas na simulação do CCSA com controle de tensão de saída e corrente no indutor.

Aplicação [s]	Tipo
$t = 0,6 \text{ s}$	Variação de referência de tensão ( $1 \text{ p.u} \rightarrow 0,8 \text{ p.u}$ )
$t = 0,9 \text{ s}$	Variação de referência de tensão ( $0,8 \text{ p.u} \rightarrow 1 \text{ p.u}$ )
$t = 1,2 \text{ s}$	Variação de resistência de saída ( $50\% R_{max} \rightarrow 100\% R_{max}$ )
$t = 2,1 \text{ s}$	Variação de resistência de saída ( $100\% R_{max} \rightarrow 50\% R_{max}$ )

Os resultados dessas aplicações de perturbação podem ser vistos na Figura 3.7 e Figura 3.8, bastando observar os instantes de aplicação ressaltados na Tabela 3.5.

### PSIM - Circuito do Boost - Variação de Referência

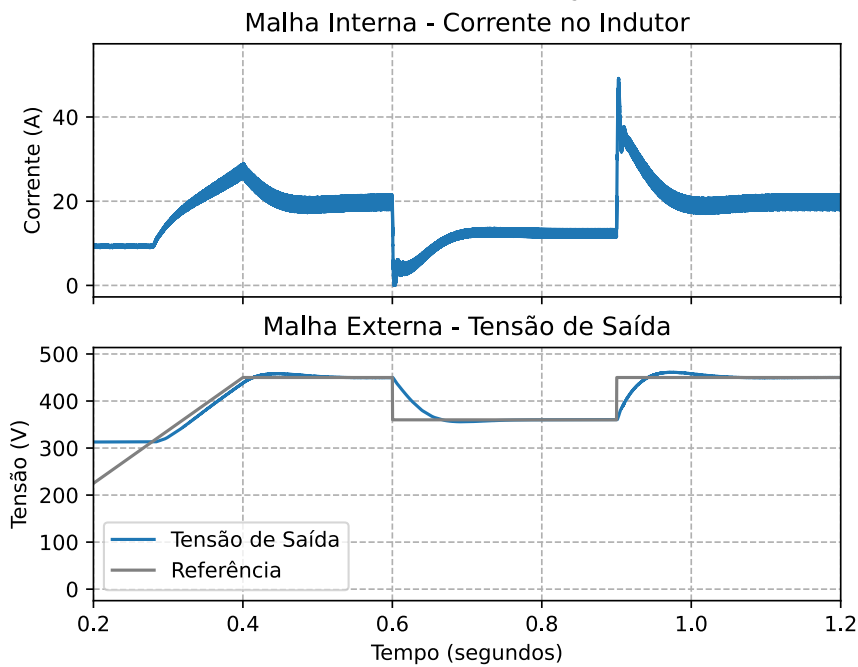


Figura 3.7: Resposta à variação de referência de tensão aplicada ao *boost* no PSIM.

### PSIM - Circuito do Boost - Variação de Resistência

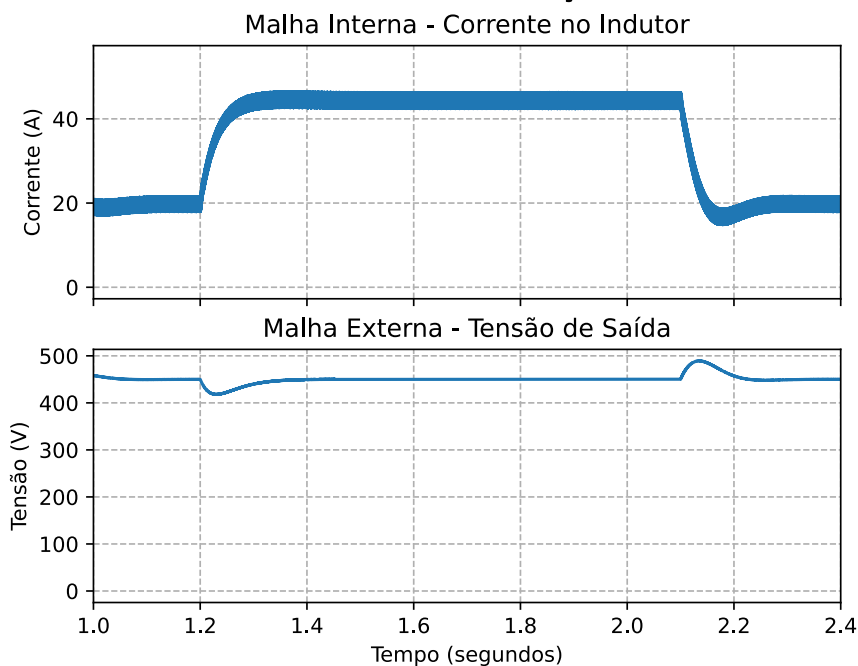


Figura 3.8: Resposta à variação de resistência de carga aplicada ao *boost* no PSIM.

Verifica-se, na Figura 3.7 que a tensão de saída do CCSA segue a referência conforme estipulado pela referência. A corrente varia conforme há uma nova saída da malha externa de tensão. Já na Figura 3.8, observa-se que a tensão no elo de corrente contínua se mantém nos 450 V mesmo após as variações.

## 3.2 Conversor CC/CC com SPMP Conectado ao Arranjo Fotovoltaico

O objetivo primário desse projeto se trata da obtenção de uma topologia de controle, contendo controladores PI que atendam aos requisitos do SPMP. Dessa forma, o armazenamento de energia é necessário quando a energia gerada pelo arranjo fotovoltaico não está sendo imediatamente utilizada pela carga e precisa ser armazenada para uso posterior. Em aplicações que não exigem armazenamento de energia, a energia gerada pelo arranjo fotovoltaico é utilizada diretamente pela carga, tornando desnecessário o uso de baterias.

### 3.2.1 Controle de Tensão de Entrada

Admitindo que o conversor vai operar em conjunto com outro sistema que regulará a tensão do barramento de corrente contínua, o *boost* conectado ao arranjo fotovoltaico tem liberdade para executar o SPMP. Para isso, é necessário inicialmente projetar um controle de tensão de entrada. Aqui, esse controle será feito na malha externa, já que se propõe uma topologia de controle em cascata, em que a malha interna regula a corrente no indutor.

#### Topologia de Controle Adotada

A topologia adotada para realizar esse conversor pode ser vista na Figura 3.9. Nota-se a semelhança dessa topologia com a proposta para o controle de tensão de saída, sendo a distinção o sinal dado como referência e de controle. A principal mudança será em quesitos de modelagem.

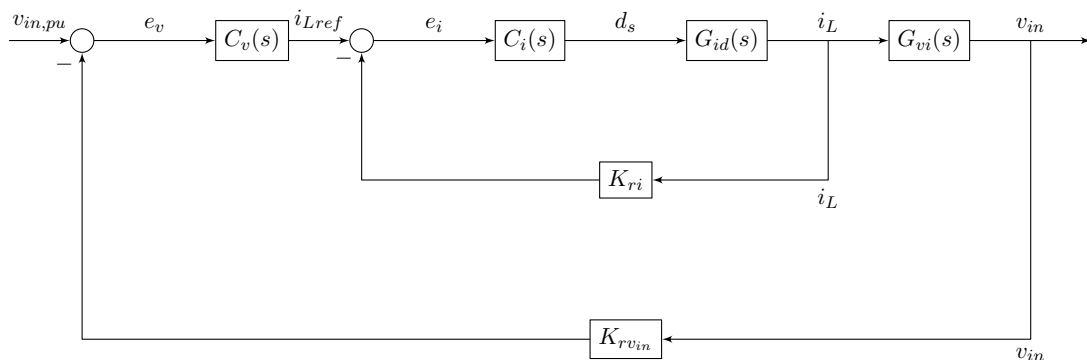


Figura 3.9: Topologia de controle do conversor CC/CC *boost* - Controle de tensão de entrada e de corrente no indutor.

## Modelagem do Conversor

Conforme a topologia apresentada na Figura 3.9, são modeladas duas funções de transferência, no regime da frequência. A função de transferência que relaciona a corrente no indutor ao ciclo de trabalho pode ser definida como em (3.6), enquanto a que relaciona a tensão de entrada do conversor com o ciclo de trabalho é (3.7) [43]. Cabe ressaltar que em Equação 3.6, Equação 3.7 e Equação 3.8,  $V_{in}$  e  $V_{pv}$  são termos equivalentes, bem como  $I_L$  e  $I_{pv}$ .

$$G_{i_{pv}/d}(s) = \frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{\frac{v_{cc}}{L} \cdot \left( s - \frac{1}{C} \cdot \frac{\partial i_{pv}}{\partial v_{pv}} \right)}{s^2 + \left( \frac{R_L}{L} - \frac{1}{C} \cdot \frac{\partial i_{pv}}{\partial v_{pv}} \right) \cdot s + \left( \frac{1 - R_L \cdot \frac{\partial i_{pv}}{\partial v_{pv}}}{L \cdot C} \right)}. \quad (3.6)$$

$$G_{v_{pv}/d}(s) = \frac{v_{pv}(s)}{d(s)} = \frac{\frac{-v_{cc}}{L \cdot C}}{s^2 + \left( \frac{R_L}{L} - \frac{1}{C} \cdot \frac{\partial i_{pv}}{\partial v_{pv}} \right) \cdot s + \left( \frac{1 - R_L \cdot \frac{\partial i_{pv}}{\partial v_{pv}}}{L \cdot C} \right)}. \quad (3.7)$$

Novamente, para obter a função de transferência da malha externa, basta fazer a divisão de uma das funções pela outra, chegando assim em (3.8) [43].

$$\frac{V_{pv}(s)}{I_{pv}(s)} = \frac{\frac{V_{pv}(s)}{d(s)}}{\frac{I_{pv}(s)}{d(s)}} = \frac{V_{pv}(s)}{I_{pv}(s)} = -\frac{1}{s \cdot C - \frac{\partial i_{pv}}{\partial v_{pv}}}. \quad (3.8)$$

A variável  $\frac{\partial i_{pv}}{\partial v_{pv}}$  representa a condutância incremental  $g_{i_{pv}}$  do arranjo fotovoltaico. Ela é calculada através da definição do ponto de operação ótimo, com base nas características do módulo. Dessa maneira, foi calculada utilizando a (3.9).

$$g_{i_{pv}} = \frac{\partial i_{pv}}{\partial v_{pv}} = \frac{I_{MPP}}{V_{MPP}}. \quad (3.9)$$

Sendo  $V_{MPP_{1m}} = 30,2$  e  $I_{MPP_{1m}} = 8,11$  para um módulo fotovoltaico, basta fazer para o arranjo de 6 ( $M_p$ ) séries fotovoltaicas com 8 módulos em série ( $M_s$ ), utilizando a (3.9), de acordo com:

$$\frac{I_{MPP}}{V_{MPP}} = \frac{I_{MPP_{1m}} M_p}{V_{MPP_{1m}} M_s} = \frac{8,28 \times 6}{29,6 \times 8} \therefore g_{i_{pv}} = 0,2098 \frac{1}{\Omega}. \quad (3.10)$$

Definidos os modelos do conversor, é possível aplicar a filosofia de cálculo de ganhos para os controladores PI da malha interna e interna tal qual apresentado na Subseção 2.4.2. Dessa forma, calcula-se os ganhos proporcional e integral para a malha de corrente e para a malha de tensão. Os parâmetros do conversor *boost* foram definidos na Tabela 1.1.

## Controle de Corrente no Indutor

É feito todo o processo de cálculo de ganhos para o controle de entrada do *boost* para atender as funções de transferência que atendem o diagrama que aparece na Figura 3.9.

Para obter largura de banda elevada, mantendo atenuação significativa na região próxima da frequência de chaveamento do conversor, utiliza-se ao menos  $\frac{1}{10}$  da frequência de chaveamento para a seleção da frequência de cruzamento. Os requisitos de projeto são mostrados na Tabela 3.6. Os ganhos obtidos a partir dos cálculos mencionados neste documento podem ser vistos na Tabela 3.7

Tabela 3.6: Requisitos de projeto definidos para a malha interna (controle de corrente do indutor) do CCFV (Controle da Entrada).

Frequência de Cruzamento (Hz)	594
Margem de Fase ( $^{\circ}$ )	80

Tabela 3.7: Ganhos obtidos para a malha interna do controlador PI do CCFV (Controle da Entrada).

$Kp_i$	3,04
$Ki_i$	1860,93

Os diagramas de Bode que representam a malha de tensão compensada e não compensada são vistos na Figura 3.10

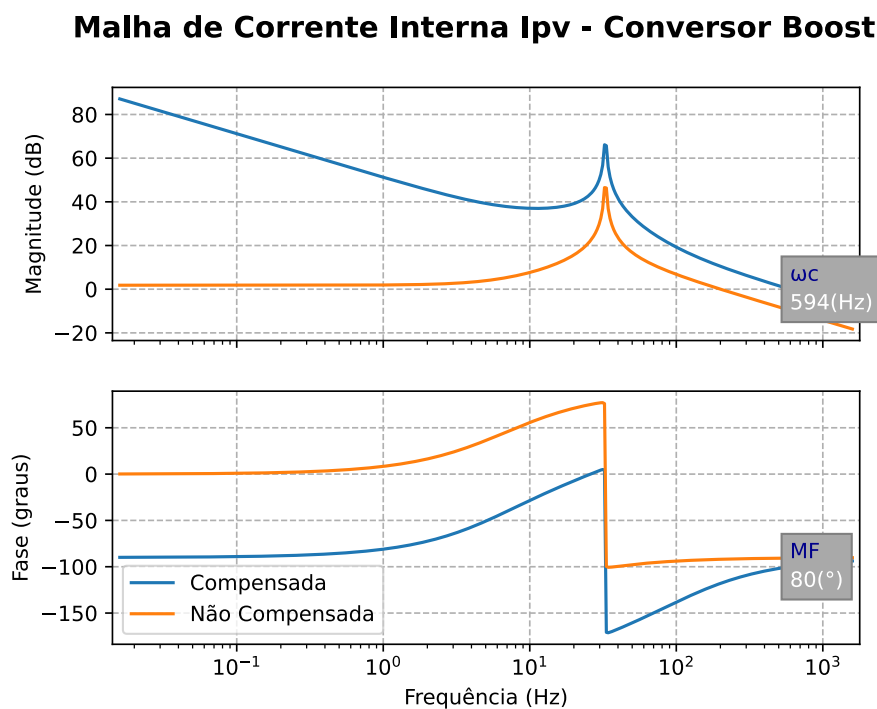


Figura 3.10: Resposta em frequência da malha interna do conversor CCFV.



## Controle de Tensão de Entrada

É feito todo o processo análogo ao controle de tensão de saída. Os requisitos para esse projeto podem ser vistos na Tabela 3.8. Os ganhos obtidos para esses requisitos são vistos na Tabela 3.9.

Tabela 3.8: Requisitos de projeto definidos para a malha externa do CCFV (Controle da Entrada).

Frequência de Cruzamento (Hz)	59,4
Margem de Fase ( $^{\circ}$ )	80

Tabela 3.9: Ganhos obtidos para a malha externa do controlador PI do CCFV (Controle da Entrada).

$Kp_v$	8,06
$Ki_v$	909,70

Os diagramas de Bode que representam a malha de tensão compensada e não compensada são vistos na Figura 3.11

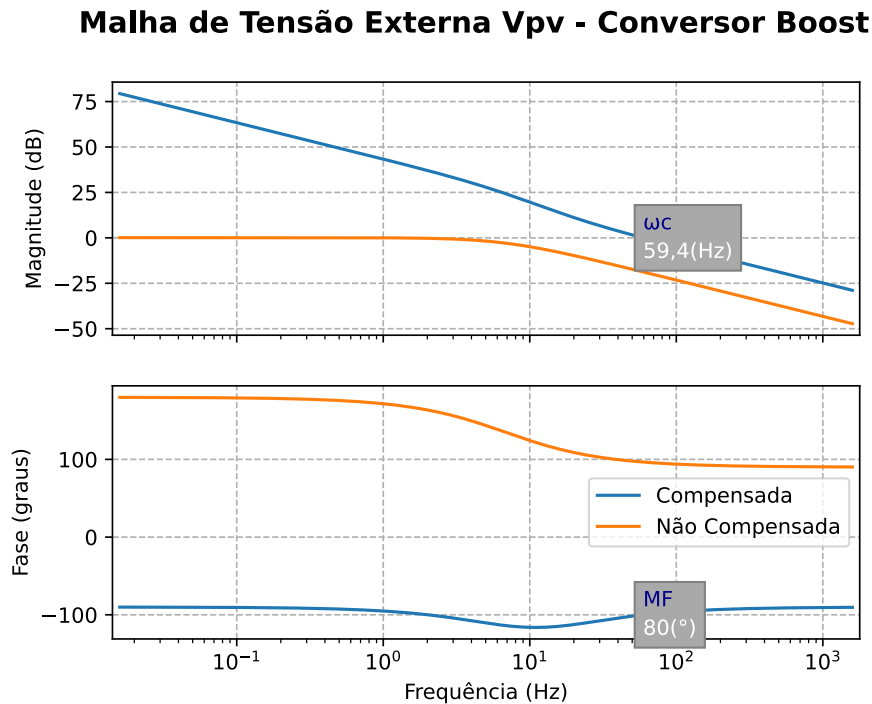


Figura 3.11: Resposta em frequência da malha externa do conversor CCFV.

Da mesma forma que para o CCSA, é possível fazer uma simulação no MATLAB<sup>TM</sup> mostrando o resultado esperado para a atuação desses compensadores. Dessa maneira, utilizando a função *lsim*, foi possível obter o gráfico de resposta ao degrau conforme a Figura 3.12.

### Comparação entre Resposta do Modelo Matemático e PSIM

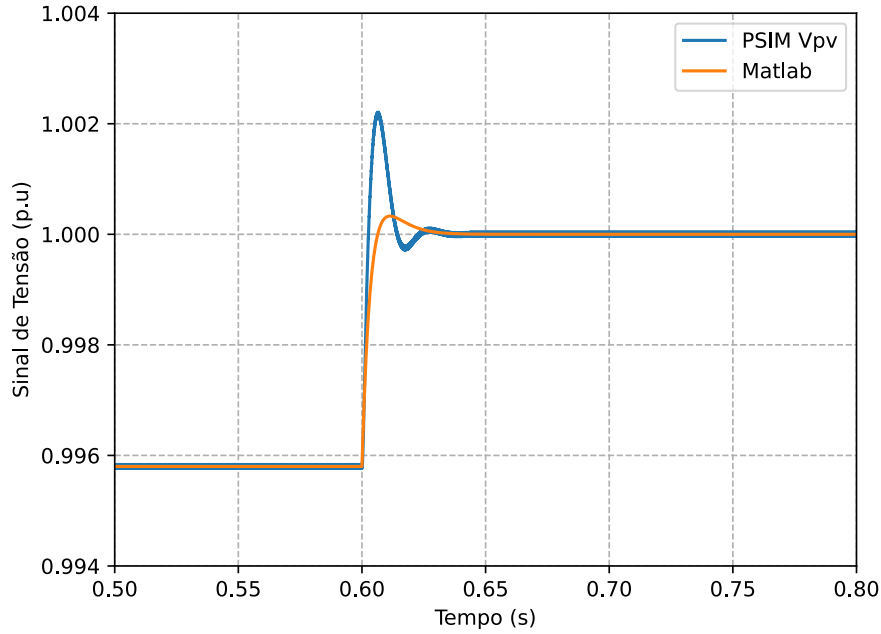


Figura 3.12: Simulação do CCFV realizada no MATLAB<sup>TM</sup> e no PSIM<sup>TM</sup> considerando uma variação de referência mínima.

Nesse caso, é possível notar diferenças entre o modelo matemático proposto e a resposta no PSIM<sup>TM</sup>. Segundo [43], o conversor *boost* pode ser descrito por uma função de transferência de segunda ordem na forma:

$$G_2(s) = A_0 \cdot \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \rho \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2}, \quad (3.11)$$

em que  $A_0$  é uma constante arbitrária, e

$$\rho = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_L \cdot C - L \cdot \frac{\partial i_{pv}}{\partial v_{pv}}}{\sqrt{L \cdot C \cdot \left(1 - R_L \cdot \frac{\partial i_{pv}}{\partial v_{pv}}\right)}}, \quad (3.12)$$

e

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C} \cdot \left(1 - R_L \cdot \frac{\partial i_{pv}}{\partial v_{pv}}\right)}. \quad (3.13)$$

Dessa maneira, observa-se que o modelo é sensível à definição dos parâmetros de condutância incremental e da resistência do indutor  $R_L$ . A escolha de um modelo ideal, com  $R_L = 0$ , juntamente com uma aproximação de  $\frac{\partial i_{pv}}{\partial v_{pv}}$ , descrita em (3.10), pode justificar as diferenças no percentual de ultrapassagem e no comportamento oscilatório observados na Figura 3.12. Entretanto, essa hipótese não trouxe resultados conclusivos. Em simulações, verificou-se que os ganhos dos controladores obtidos para essa modelagem proporcionaram rastreamento de referência e bom

funcionamento do SPMP em relação a outros modelos testados que não foram abordados neste documento, sendo portanto mantida mesmo que distinta da simulação no MATLAB™.

### Resultados Obtidos em Simulação Através do PSIM™

Foi necessário validar o controle da tensão de entrada em simulação. Usando o PSIM™, o conversor foi simulado com a atuação do controle. O circuito do *boost* pode ser visto na Figura 3.13. A malha de controle utilizada no simulador é muito semelhante ao visto na Figura 3.6, alterando-se o sinal de entrada, para a tensão do arranjo fotovoltaico.

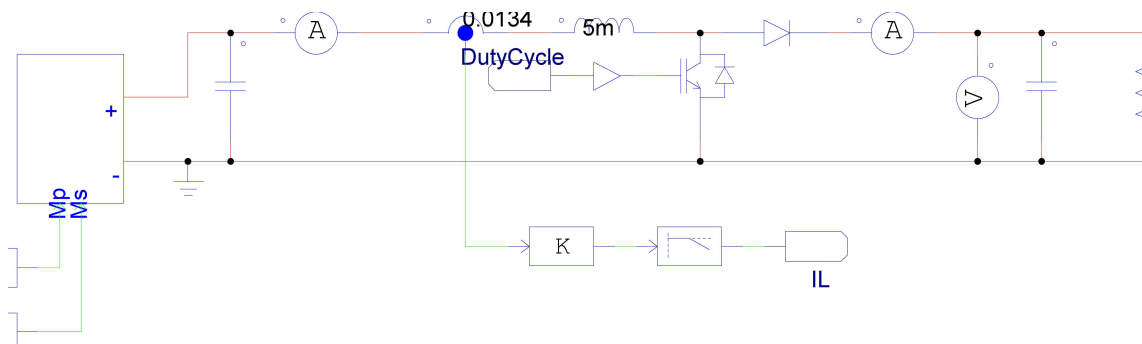


Figura 3.13: Circuito do conversor *boost* no PSIM para controle de Tensão de entrada.

Verifica-se na Figura 3.14 a resposta para uma variação de referência de 80 % da nominal para 100 % da nominal, ou seja, 192 V para 240 V. Essa variação de referência foi aplicada em 0,6 segundos. Notou-se que apesar do transitório de corrente apresentar uma pequena descontinuidade, isso não afetou o seguimento da referência, como pode ser visto na resposta de tensão de entrada.

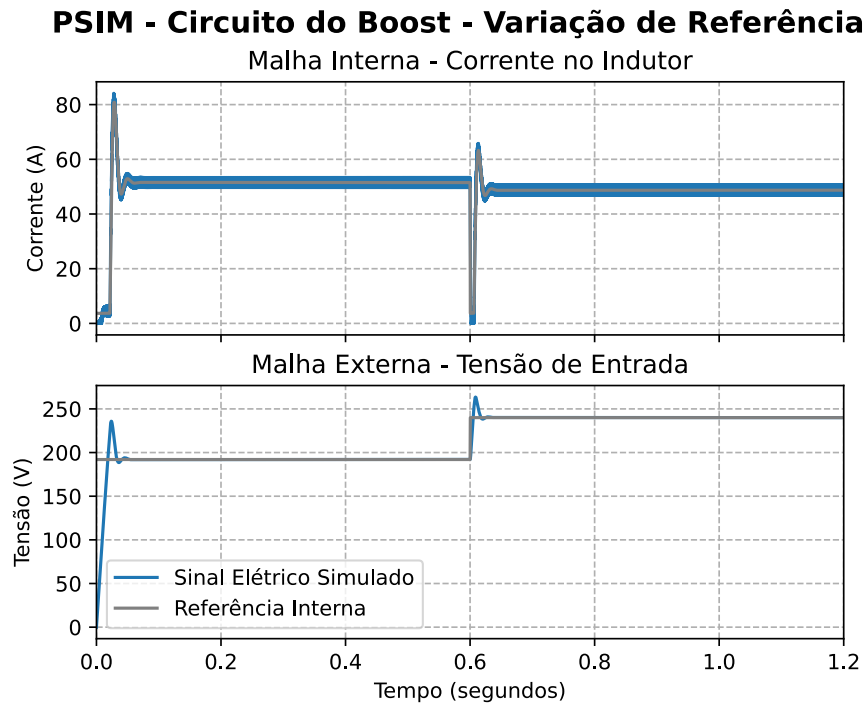


Figura 3.14: Variação de referência de tensão de entrada aplicada ao *boost* no PSIM.

### 3.2.2 Controle com Seguimento do Ponto de Máxima Potência - SPMP

#### Inclusão do SPMP na Topologia de Controle

É necessário inserir na topologia de controle de tensão de entrada proposta o sinal de referência de tensão, proveniente da atuação do algoritmo SPMP.

#### Resultados Obtidos em Simulação Através do PSIM™

A tensão de saída foi mantida constante, em 450 V, como é possível de ser visto na Figura 3.15. Cabe ressaltar que a corrente mostrada não foi filtrada, mas ela indica a presença de potência na saída do circuito.

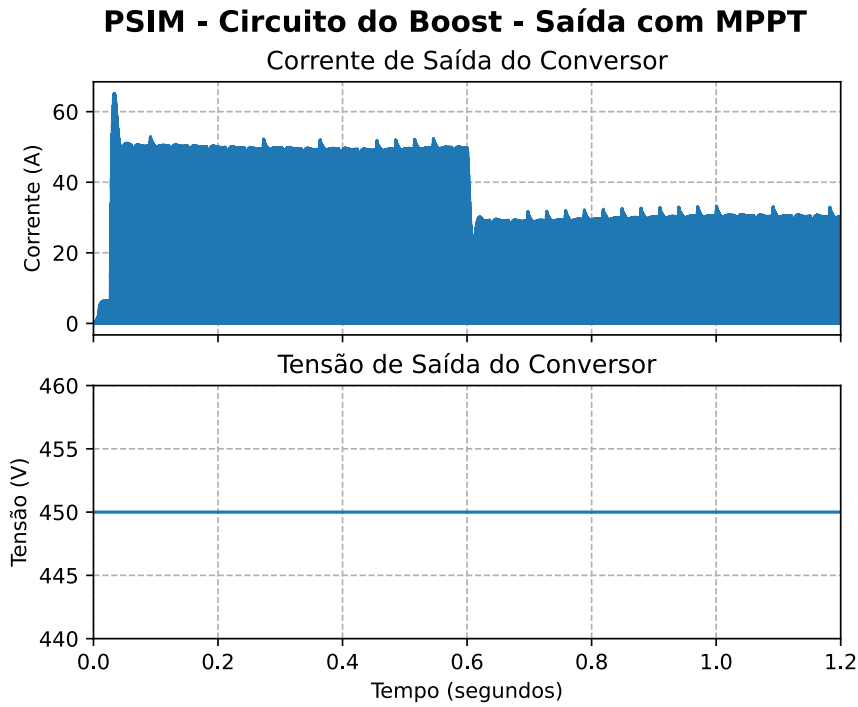


Figura 3.15: Sinais de corrente após diodo e tensão sobre o capacitor de saída do conversor CCFV no PSIM.

Foi aplicada uma perturbação de irradiância para testar esse controle com algoritmo SPMP. Essa perturbação ocorre em  $t = 0,6$  segundos. Um decréscimo de  $400 \text{ W/m}^2$  foi imposto, saindo de  $1000$  para  $600 \text{ W/m}^2$ . Isso pode ser visto na Figura 3.16.

### PSIM - Circuito do Boost - Variação de Irradiância

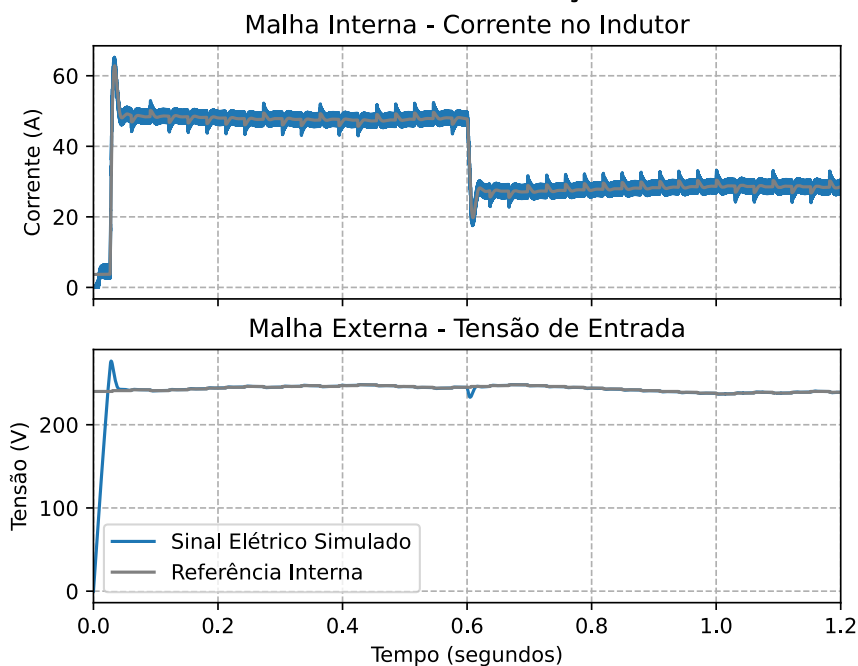


Figura 3.16: Alteração de irradiância sobre os módulos fotovoltaicos aplicada ao *boost* no PSIM.

Ainda, aproximando a região inicial do gráfico, já é possível verificar a atuação do SPMP Figura 3.17. Isso fica ainda mais claro na Figura 3.18. Aqui, cabe ressaltar a inclusão da dinâmica do conversor no período de execução do algoritmo, conforme discutido na seção 2.6.1, permitindo que o conversor entre em regime permanente e alcance um ponto estável dentro de cada passo.

### PSIM - Circuito do Boost - Funcionamento do MPPT

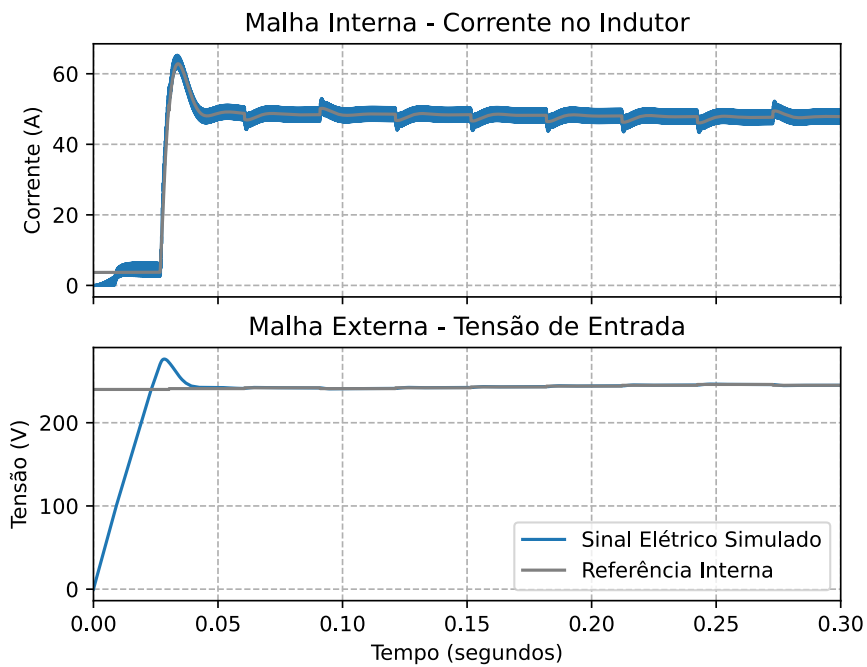


Figura 3.17: Variação de referência de tensão de entrada aplicada ao *boost* no PSIM.

### PSIM - Circuito do Boost - Funcionamento do MPPT - Aproximação

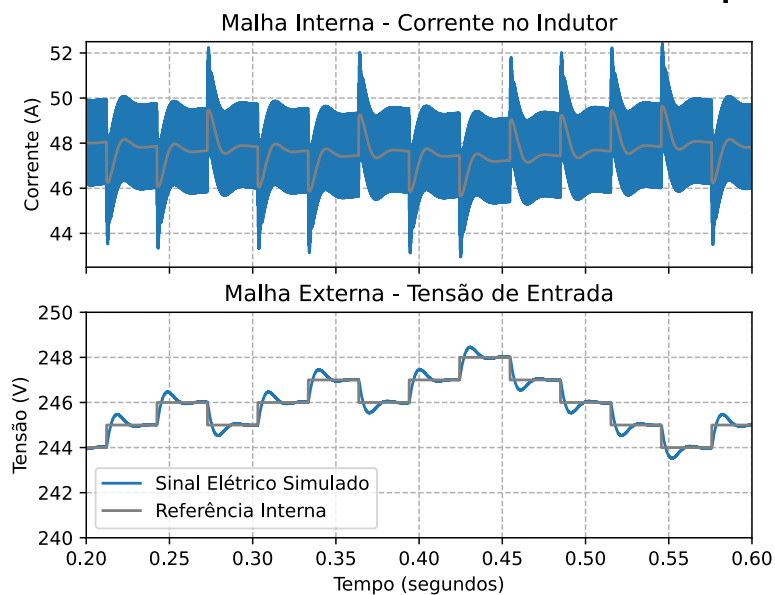


Figura 3.18: Variação de referência de tensão de entrada aplicada ao *boost* no PSIM para intervalo de 0.2 até 0.6 segundos.

Finalmente, o comportamento se mostrou como esperado, uma vez que a variação de 40 % na irradiância não impediu o *boost* de buscar uma nova tensão de entrada de operação, e que a dinâmica do equipamento está contida perfeitamente dentro do passo de execução do SPMP.

# Capítulo 4

## Modelagem e Implementação do Controle no Lado de Corrente Alternada

### 4.1 Definição da Tensão do Barramento de Corrente Contínua

Para a operação do inversor é necessário definir a tensão de entrada de maneira que o sistema opere com o índice de modulação dentro da faixa esperada. Sabendo que o CCFV operará de maneira a controlar a tensão do arranjo fotovoltaico, a tensão do barramento de corrente contínua se torna uma variável livre, a ser controlada pelo CCSA.

Sendo o índice de modulação representado por  $ma$  e a tensão de linha  $V_L = 220V_{rms}$ , é possível calcular qual deve ser o valor mínimo de  $V_{cc}$ , tensão do barramento CC [18], através de:

$$V_L = \frac{\sqrt{3}}{2} m_a V_{cc}. \quad (4.1)$$

Dessa forma, é possível determinar uma equação para o  $V_{cc_{min}}$  (4.2) e para  $V_{cc_{max}}$  (4.3).

$$V_{cc_{min}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_L}{m_{a_{max}}}. \quad (4.2)$$

$$V_{cc_{max}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_L}{m_{a_{min}}}. \quad (4.3)$$

Sabendo que não se pretende trabalhar com o inversor trifásico em sobremodulação, o índice máximo é igual a 1. Já o índice mínimo, será definido, mas não



será utilizado para realização da conta, uma vez que, sendo a tensão de entrada do conversor elevador de tensão próxima de 240 V, não se pretende trabalhar com um ganho de tensão nominal muito maior que 2. Assim,  $0,2 \leq m_a \leq 1$ , e portando, encontra-se  $V_{cc_{min}}$  conforme:

$$V_{cc_{min}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{1} = 359,26. \quad (4.4)$$

Sabendo que se deseja trabalhar com um índice de modulação menor que 1, então será calculado também o  $V_{cc}$  para  $m_a = 0,8$ , conforme em (4.5). Esse índice é proposto para oferecer uma margem de segurança que permita trabalhar com cargas de características capacitivas por exemplo, que afetem a tensão admitida, mesmo que não seja o caso para este trabalho.

$$V_{cc_{m_a=0,8}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{0,8} = 449,07. \quad (4.5)$$

Assim, optou-se por trabalhar com uma tensão no barramento de corrente contínua de 450 V.

## 4.2 Topologia de Controle

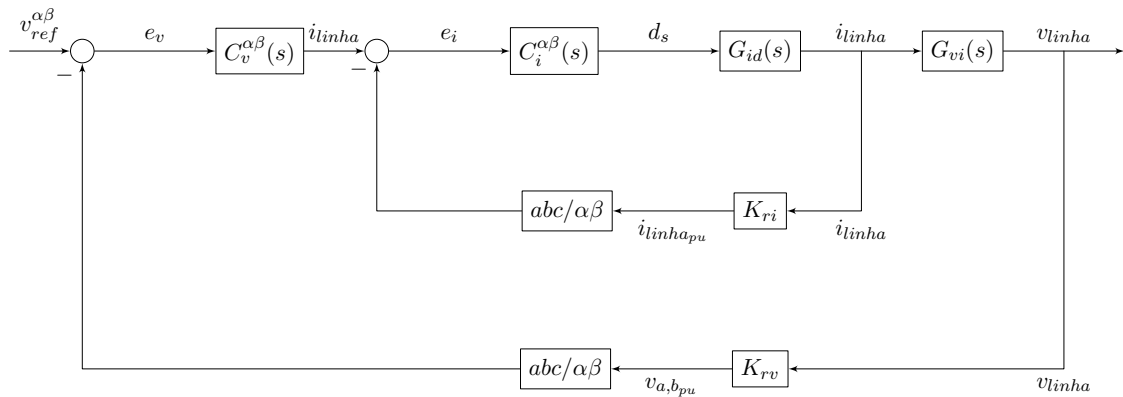


Figura 4.1: Topologia de controle do conversor CC/CA - Controle de tensão de linha e de corrente de linha.

## 4.3 Modelagem do Conversor

Para modelar o inversor trifásico, foi feita uma extrapolação da topologia do circuito, considerando a presença do filtro LC na saída de cada fase do conversor, bem como resistência conectada em estrela, que representasse a entrega da potência nominal do sistema. Dessa maneira, as funções de transferência de corrente em relação ao ciclo de trabalho e tensão em relação à corrente ficam descritas como em (4.6) e

(4.7) respectivamente, em que a primeira é necessária para o controle em cascata do conversor.

$$G_{id}(s) = ma \cdot V_{dc} \cdot 0,5 \cdot \frac{sC_f R_{load} + 1}{s^2 L_f C_f R_{load} + L_f + R_{load}}. \quad (4.6)$$

$$G_{vi}(s) = \frac{R_{load}}{sC_f R_{load} + 1}. \quad (4.7)$$

## 4.4 Controle de Corrente de Linha

O processo de cálculo de ganhos é feito então para a corrente de linha do inversor, dadas as funções de transferência que atendem o diagrama que aparece na Figura 4.1.

Volta-se a utilizar ao menos  $\frac{1}{10}$  da frequência de chaveamento para a seleção da frequência de cruzamento. Os requisitos de projeto são mostrados na Tabela 4.1. Os ganhos obtidos a partir dos cálculos mencionados neste documento podem ser vistos na Tabela 4.2

Tabela 4.1: Requisitos de projeto definidos para a malha interna (controle de corrente) do conversor CC/CA.

Frequência de Cruzamento (Hz)	594
Margem de Fase ( $^{\circ}$ )	80

Tabela 4.2: Ganhos obtidos para a malha interna do controlador PR do conversor CC/CA.

$Kp_i$	0,24
$Kr_i$	1400,71

Os diagramas de Bode que representam a malha de tensão compensada e não compensada são vistos na Figura 4.2

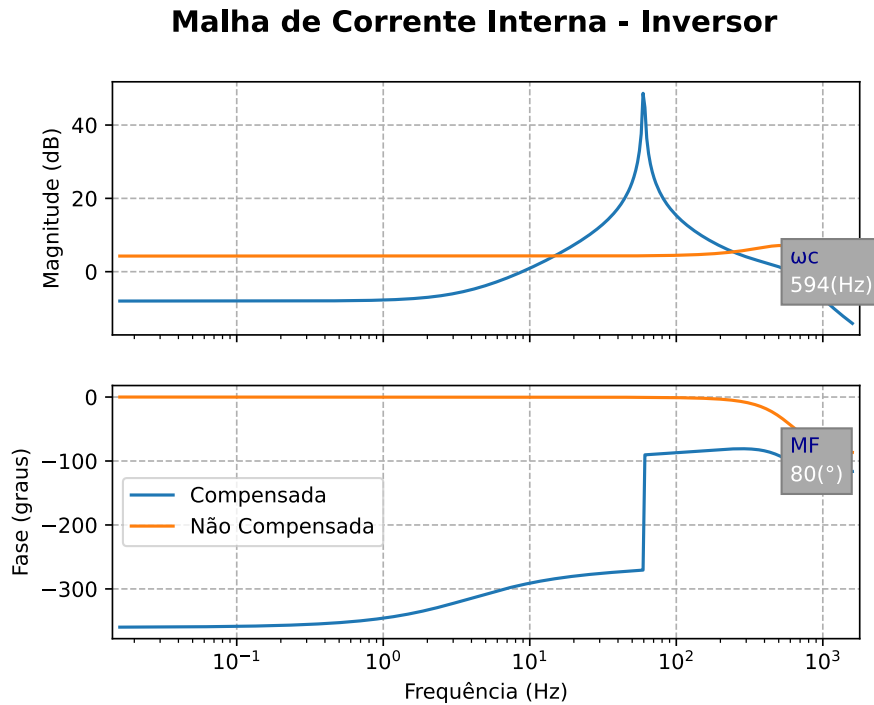


Figura 4.2: Resposta em frequência da malha interna do conversor CC/CA.

## 4.5 Controle de Tensão de Linha

Calcula-se, então, os ganhos para o controlador associado à função de transferência da malha externa do diagrama que aparece na Figura 4.1, referente a função de transferência (4.7).

Como já discutido, a frequência de cruzamento selecionada para a malha externa precisa ser menor que a frequência da malha interna. Apesar de por padrão, adotar frequências de uma década abaixo da malha interna no método de análise da resposta em frequência, optou-se por adotar uma frequência superior, de maneira que a frequência de *crossover* fosse superior à frequência de ressonância, ou fundamental (de 60 Hz). Dessa maneira, utilizou-se  $\frac{1}{5}$  da frequência de cruzamento da malha interna. Os requisitos de projeto são mostrados na Tabela 4.3. Os ganhos obtidos a partir dos cálculos mencionados neste documento podem ser vistos na Tabela 4.4

Tabela 4.3: Requisitos de projeto definidos para a malha interna (controle de corrente do indutor) do conversor CC/CA.

Frequência de Cruzamento (Hz)	118,8 $\approx$ 119
Margem de Fase ( $^\circ$ )	85

Tabela 4.4: Ganhos obtidos para a malha externa do controlador PR do conversor CC/CA.

$Kp_v$	0,71
$Kr_v$	1059,60

Os diagramas de Bode que representam a malha de tensão compensada e não compensada são vistos na Figura 4.3

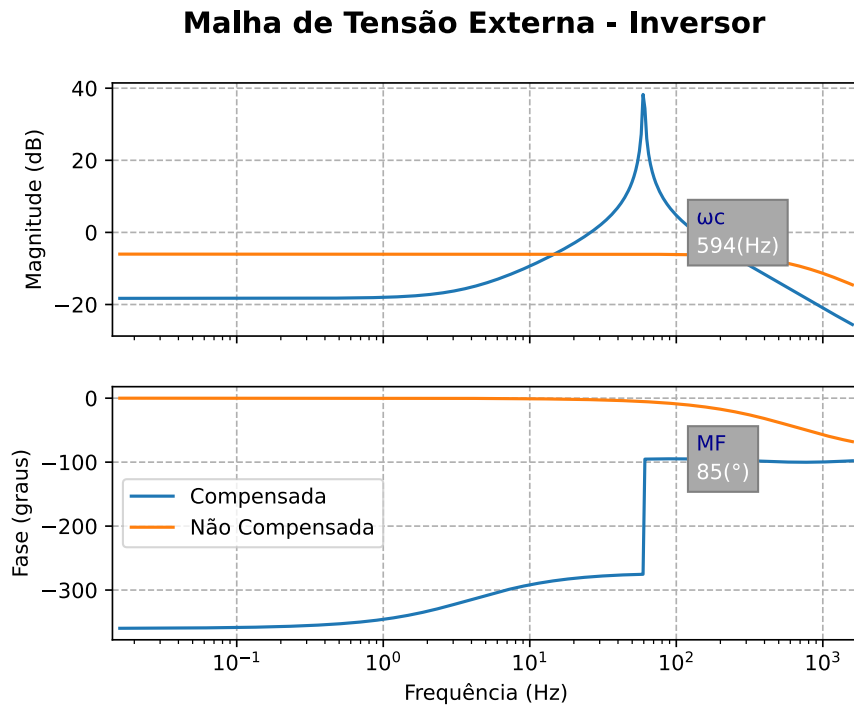


Figura 4.3: Resposta em frequência da malha externa do Conversor CC/CA.

## 4.6 Implementação em circuito no PSIM™

Os circuitos desenvolvidos no PSIM podem ser vistos nas Figura 4.4 e Figura 4.5, para observar o circuito do inversor trifásico utilizado e o diagrama de controle principal respectivamente. A carga acoplada à saída do inversor trifásico é puramente resistiva, utilizando-se de um esquema de chaves para inserir ou remover resistências e variar a carga conforme proposto nas simulações.

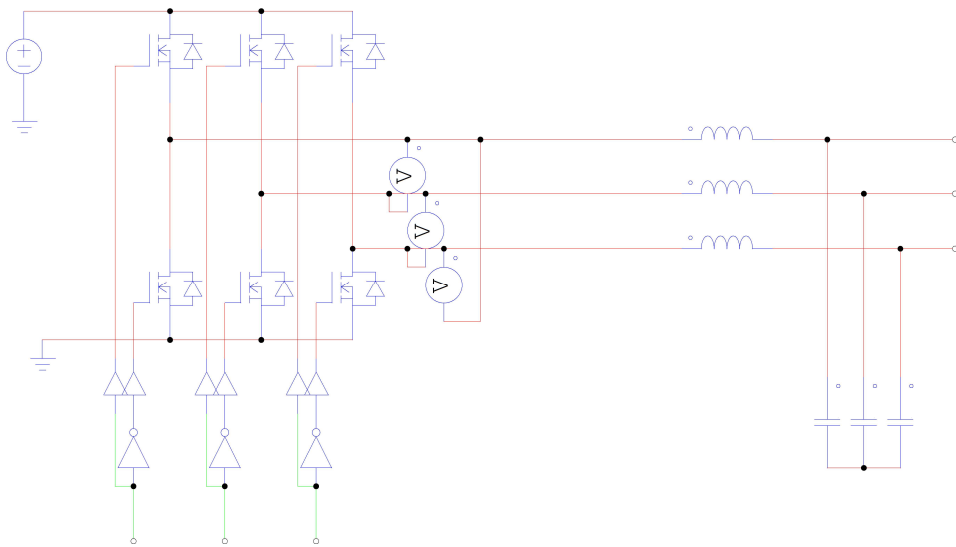


Figura 4.4: Inversor trifásico montado no PSIM™.

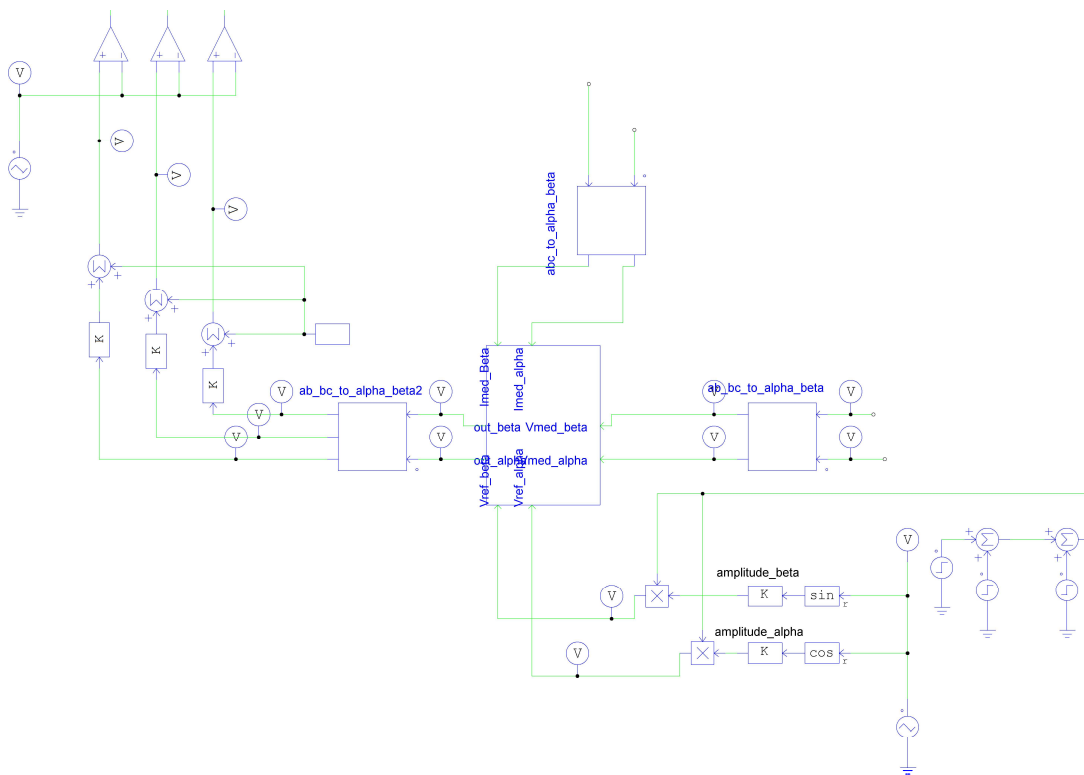


Figura 4.5: Diagrama de controle no nível do inversor (Nota-se a transformada de Clarke aplicada para utilização do controlador PR que fica nos níveis de subcircuito abaixo).

Toda a estratégia de controle foi estruturada em subcircuitos, utilizando o controlador para cada eixo,  $\alpha$  e  $\beta$ , através de diagramas de blocos de funções matemáticas que representam a ação desejada. A transformada de Clarke foi feita utilizando o bloco de código C do PSIM™ visto na Figura 4.5.

## 4.7 Resultado Obtidos no PSIM™ para o Inversor Trifásico

As perturbações aplicadas para validar o controle inicialmente podem ser vistas na Tabela 4.5.

Tabela 4.5: Perturbações aplicadas na simulação do conversor CC/CA com controle de tensão e corrente de linha.

Aplicação [s]	Tipo
$t = 0,3 s$	Varição de carga (0,75 p.u $\rightarrow$ 1p.u)
$t = 0,6 s$	Varição de carga - Sobrecarga de 25 a 30 % (1 p.u $\rightarrow$ 1,25p.u)
$t = 0,9 s$	Varição de carga - Retorno da sobrecarga (1,25 p.u $\rightarrow$ 1p.u)
$t = 1,2 s$	Varição de tensão no barramento CC - Subtensão de 40 a 45 % (1 p.u $\rightarrow$ 0,55p.u)
$t = 1,5 s$	Varição de tensão no barramento CC - Retorno da Subtensão (0,55 p.u $\rightarrow$ 1p.u)

Cabe ressaltar que a validação da topologia de controle foi feita considerando apenas as condições de variação de carga do instante  $t = 0,3$  segundos, uma vez que buscou-se verificar se o controle era capaz de rastrear uma dada referência. Visto que as condições de sobrecarga e tensão baixa no barramento de corrente contínua afetam a operação do conversor, se fez necessário a inclusão de laços anti-*windup* para garantir o retorno do sistema à estabilidade o mais rápido possível. Outra possibilidade nesse caso, seria a desconexão do sistema, entretanto, essa etapa de proteção não faz parte do escopo do projeto.

Dessa forma, para a primeira perturbação aplicada, é possível verificar na Figura 4.6 que o controle projetado consegue rastrear a tensão de referência, enquanto a corrente passa a ser a corrente nominal no instante  $t = 0,3$  segundos.

## PSIM - Controle do Inversor Trifásico (Controlador PR Puro)

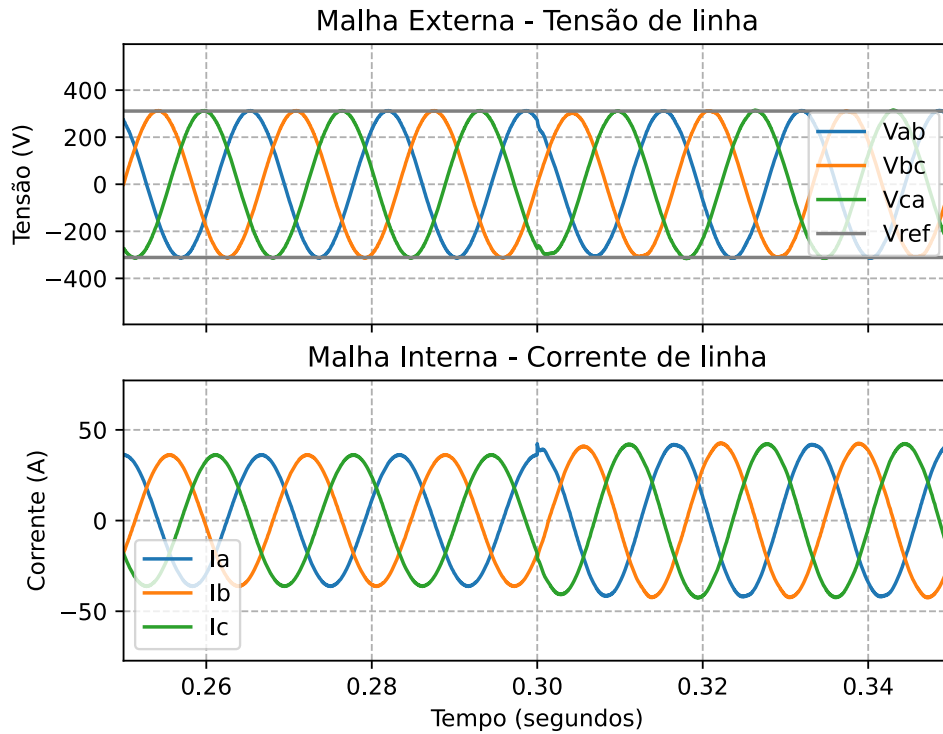


Figura 4.6: Resposta do sistema para uma variação de 80 % da carga nominal para 100 %.

Entende-se, portanto, que a topologia de controle prevista é capaz de rastrear a referência, sendo essa a primeira validação necessária. Ocorrendo também uma pequena perturbação, o controle é capaz de rejeitá-la. A tensão eficaz de linha se mantém em 220 V, e por sua vez, dada a conexão em estrela da carga, 127 V de fase.

### 4.8 Inclusão de um Loop Anti-Windup

Implementar um *loop anti-windup* em um controlador proporcional ressonante é uma prática que requer anular o sinal de erro aplicado à parcela ressonante [26]. Tratando-se de fontes de geração de energia intermitentes, tal qual a energia fotovoltaica, é interessante pensar em condições de operação do sistema que fogem do esperado, e ainda da região linearizada. Dessa maneira, buscou-se entender como introduzir o laço no controle já desenvolvido. Como já foi explicado na Subseção 2.4.3, o laço é extremamente importante a fim de evitar o mau funcionamento do sistema.

### 4.8.1 Estratégia Adotada

A estratégia implementada nesse projeto seguiu a apresentação de um controlador utilizado para controlar a diferença de fase naturalmente imposta pelo controlador PR em [29]. Para o intuito desse documento, é suficiente entender o processo de separação do PR em integradores, de maneira a implementar o diagrama de blocos no PSIM™, com a inclusão do *loop* AW.

Apesar da aplicação em [29] ser estruturada para a utilização com filtros LCL, é possível adotá-la para filtros LC com sucesso. A utilização de filtros LCL costuma ocorrer em sistemas conectados, diferentes deste trabalho.

Utilizam-se dois integradores para representar o PR e sabendo da topologia proposta por [29], é possível ter uma realimentação individual para cada integrador, o que permite ajustar a diferença de fase entre o sinal medido e o de referência através da escolha de certos ganhos atrelados à realimentação. Esse ajuste de ganhos foi de  $K_1 = 1$  e  $K_2 = 200$ , que podem ser vistos na Figura 4.7. Essa inserção permitiu avaliar como o controle retorna mais rápido de condições em que o sistema passa por uma saturação, uma vez que o controle é linear.

### 4.8.2 Implementação no PSIM™

O diagrama foi então implementado no software simulador de circuitos, como é possível ver na Figura 4.7.

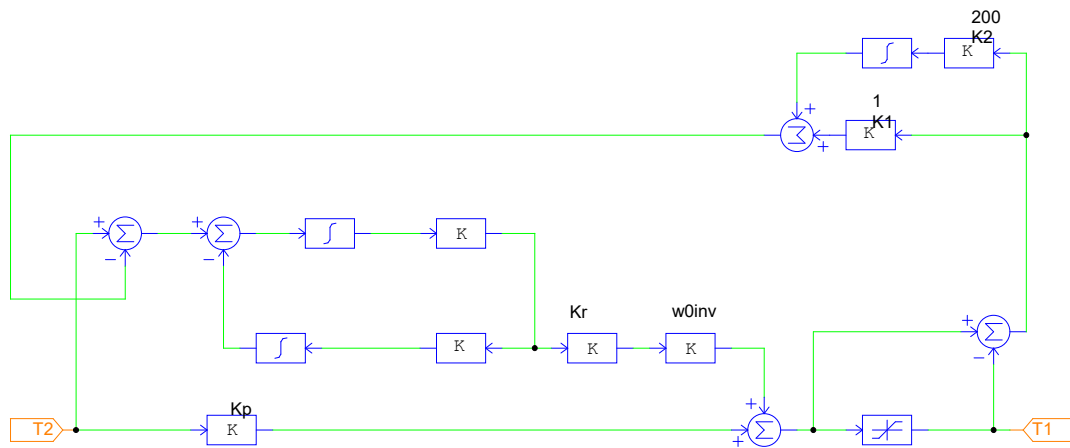


Figura 4.7: Controlador PR com AW no PSIM™.

Esse controlador PR com AW foi acoplado então a toda a topologia de controle vista na Figura 4.1.



### 4.8.3 Resultados no PSIM™

É notável, através das Figura 4.8 e Figura 4.9 que a inserção do anti-*windup* oferece ganhos para a aplicação proposta em termos de tempo de retorno de condições de saturação. A recuperação do controle após esse tipo de ocorrência, seja por qual condição for, é muito mais rápida com a presença do *loop* em questão. Dessa forma, entende-se que é extremamente importante implementar o laço no PR, assim como é feito, de maneira mais simples, no PI.

#### PSIM - Controle do Inversor com e sem AW - Perturbação de Carga

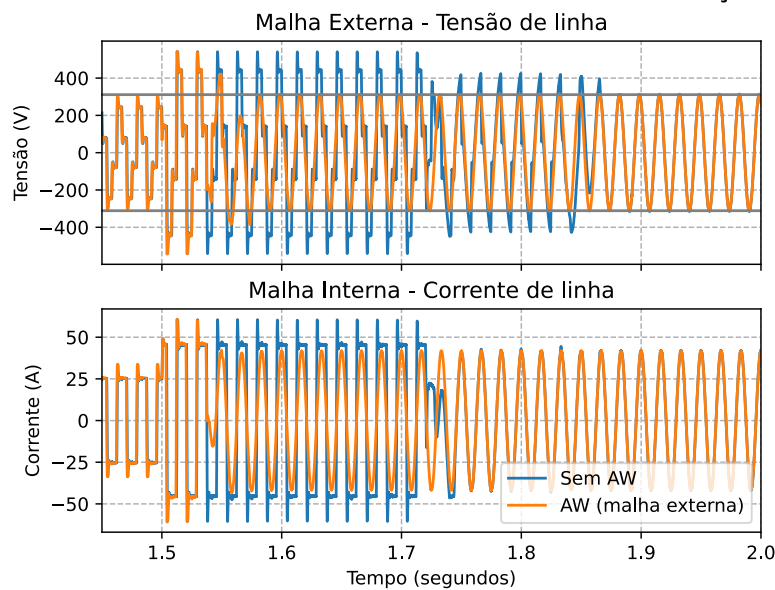


Figura 4.8: Resposta para variação de resistência acoplada do conversor CC/CA, com e sem AW.

### PSIM - Controle do Inversor com e sem AW - Perturbação de Tensão

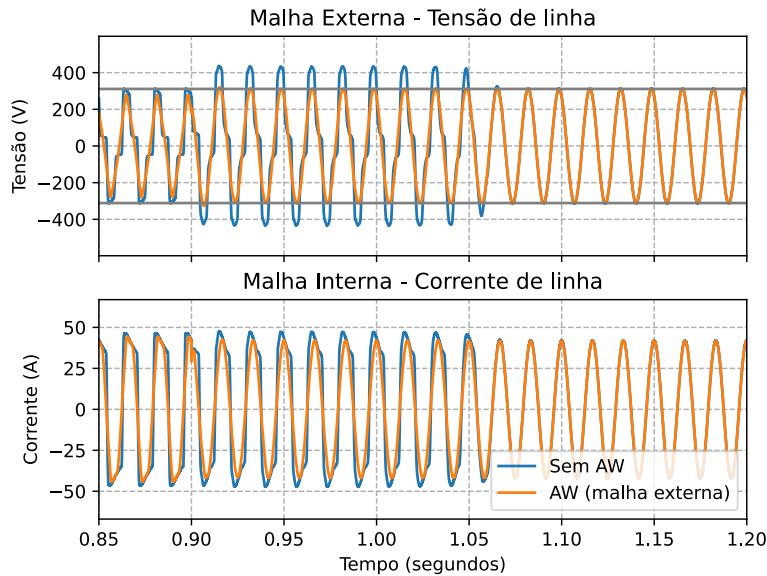


Figura 4.9: Resposta para variação de tensão no elo de corrente contínua do conversor CC/CA, com e sem AW.

Ainda, é possível comparar se vale a pena utilizar o laço AW tanto na malha externa, quanto na malha interna. No PSIM<sup>TM</sup>, isso pode ser observado na Figura 4.10 para a variação de carga e Figura 4.11 para a alteração de tensão do barramento de corrente contínua. Dada a pequena perturbação de carga, nota-se também que não há muita distinção entre as duas possibilidades de aplicação. Entretanto, para a variação de tensão, a opção com o AW em ambas as malhas se mostra muito mais eficaz, sendo adotada para a simulação do sistema completo.

### PSIM - Controle do Inversor - Variação de Carga

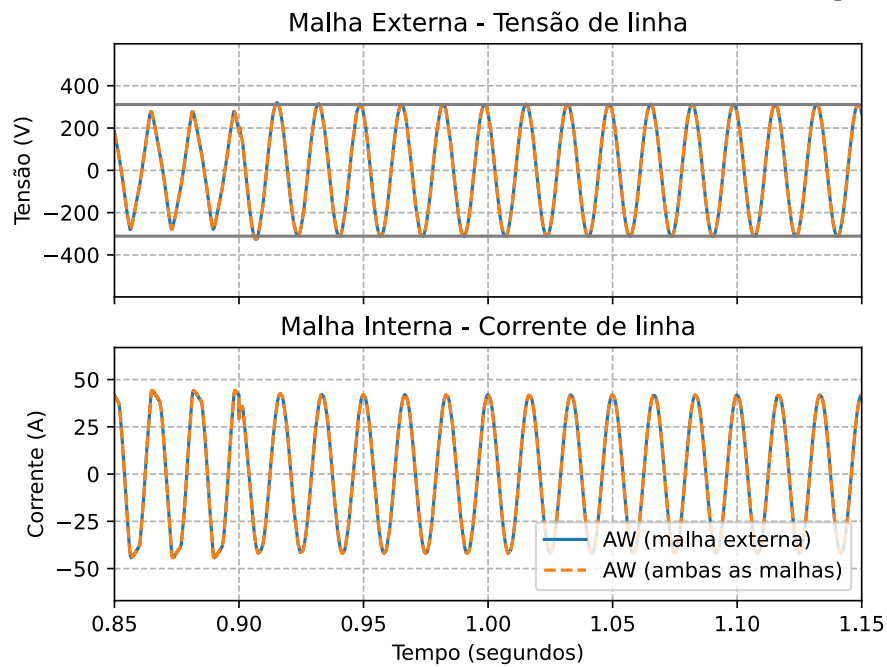


Figura 4.10: Resposta para variação de resistência acoplada do conversor CC/CA, testando diferentes possibilidades de inserção do AW.

### PSIM - Controle do Inversor - Variação de Tensão

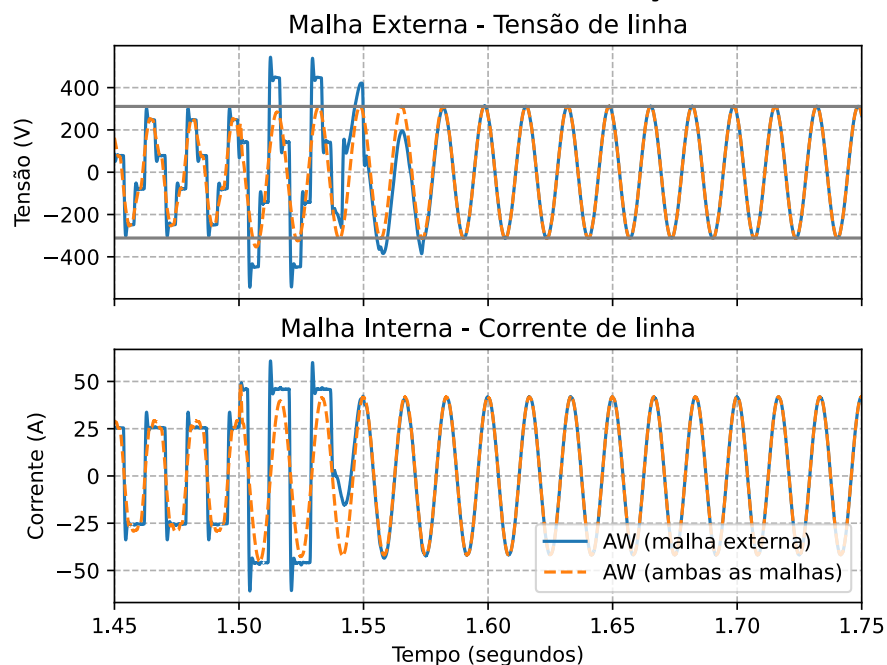


Figura 4.11: Resposta para variação de tensão no elo de corrente contínua do conversor CC/CA, testando diferentes possibilidades de inserção do AW.

## 4.9 Resposta final obtida no PSIM™

Finalmente, é notável que faz sentido utilizar a versão do controlador com *Anti-windup* em ambas as malhas. Isso permite obter então as simulações vistas nas Figura 4.12 e Figura 4.13. A resposta com a utilização do laço estudado é muito melhor do que a inicial.

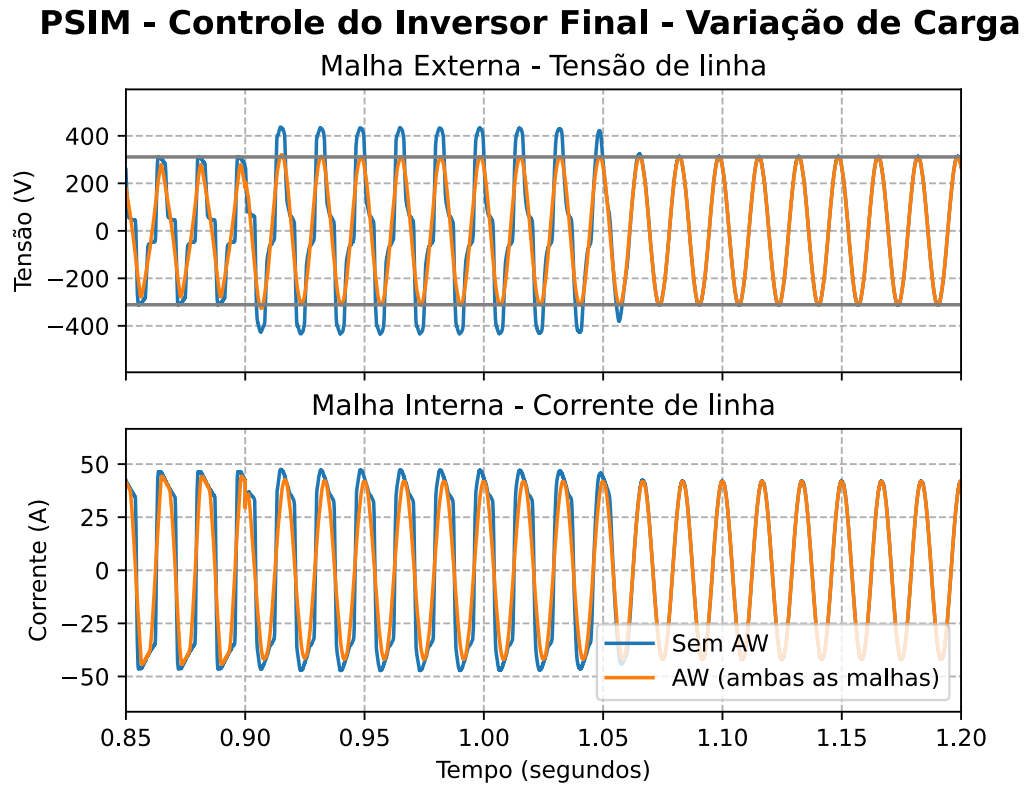


Figura 4.12: Resposta para final variação de resistência acoplada do conversor CC/CA.

## PSIM - Controle do Inversor Final - Variação de Tensão

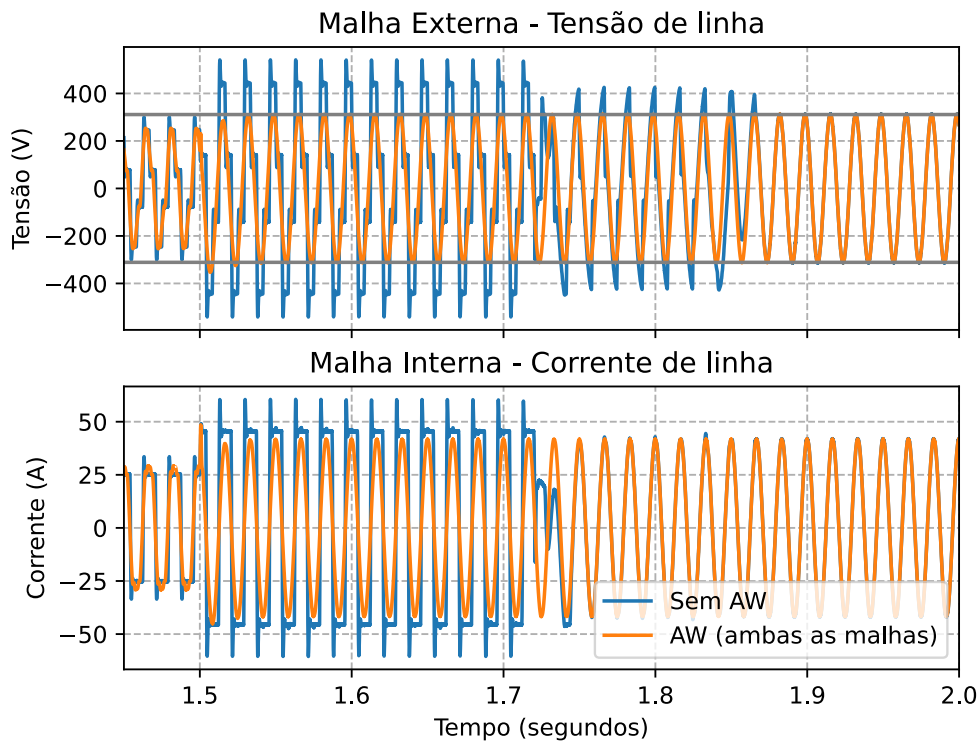


Figura 4.13: Resposta final para variação de tensão no elo de corrente contínua do conversor CC/CA.

Por último, mesmo que o sistema esteja sendo projetado para a utilização desconectada da rede, é interessante analisar a distorção harmônica gerada. Isso foi feito através do *Total Harmonic Distortion* (THD). Para isso, foi novamente utilizado o PSIM™, que para as mesmas simulações realizadas, retornou um valor de aproximadamente 0,4 % em regime permanente.

### 4.10 Funcionamento do Inversor Trifásico a Vazio

O último teste a ser realizado em simulação é a utilização do inversor a vazio, ou seja, sem carga. Nesse caso, é testado se o controle de tensão do inversor é capaz de seguir a referência. A Figura 4.14 mostra a resposta de tensão do conversor para seguir a referência de 220 V de tensão eficaz.

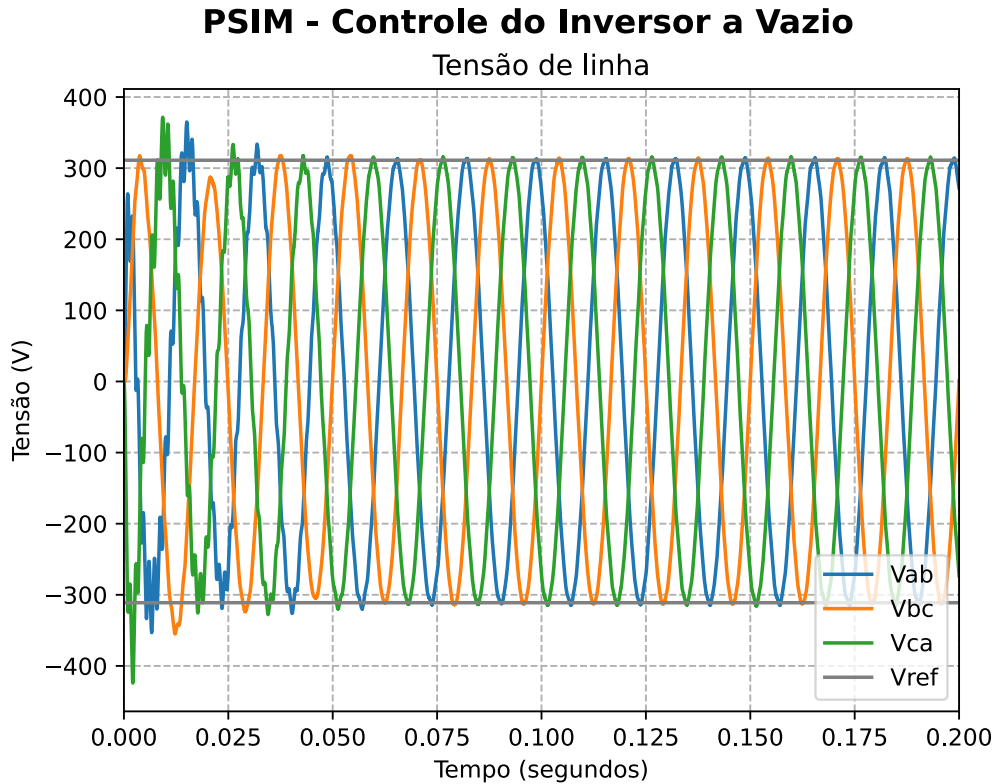


Figura 4.14: Resposta a vazio do conversor CC/CA.

Assim, se constata que o controle é capaz de seguir a referência de tensão. Portanto, a operação a vazio pode ser considerada satisfatória.

Ainda, a resposta não ficou tão adequada quanto a com carga, mostrando que a atuação do filtro a vazio não foi suficiente para dispersar os harmônicos da mesma maneira.

## 4.11 Amortecimento do Capacitor do Filtro

Verificou-se, então, que a distorção harmônica não foi próxima daquela vista com carga. Essa condição pode ser contornada através da inserção de uma resistência série com o capacitor. Essa resistência oferecerá um amortecimento quando a reatância capacitiva for baixa, reduzindo as distorções harmônicas próximas da frequência de chaveamento. O THD máximo ficou em 0,8 %, quando sem carga conectada.

Dessa forma, calcula-se a reatância capacitiva, através de (4.8), considerando  $C = C_f = 60 \mu F$  e a frequência de chaveamento  $f = f_s = 5940$  Hz. Chega-se portanto a algo próximo de  $0,45 \Omega$ .

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C}. \quad (4.8)$$

Para obter o valor da resistência série com o capacitor, fez-se:

$$R_c = \frac{1}{3} \cdot X_{C_{fs}}, \quad (4.9)$$

obtendo  $0,15 \Omega$  para o seu valor. Destaca-se que esse valor foi uma abordagem empírica para atender ao funcionamento desejado do sistema. Apesar disso, os conceitos de [44] foram utilizados como embasamento teórico.

Finalmente, a simulação com a resistência de amortecimento pode ser vista na Figura 4.15. O THD após essa alteração ficou próximo a  $0,7 \%$ , o que é menor do que anteriormente. Dessa forma, essa será a configuração utilizada para a simulação do sistema completo.

### PSIM - Controle do Inversor a Vazio - Com Resistência de Amortecimento

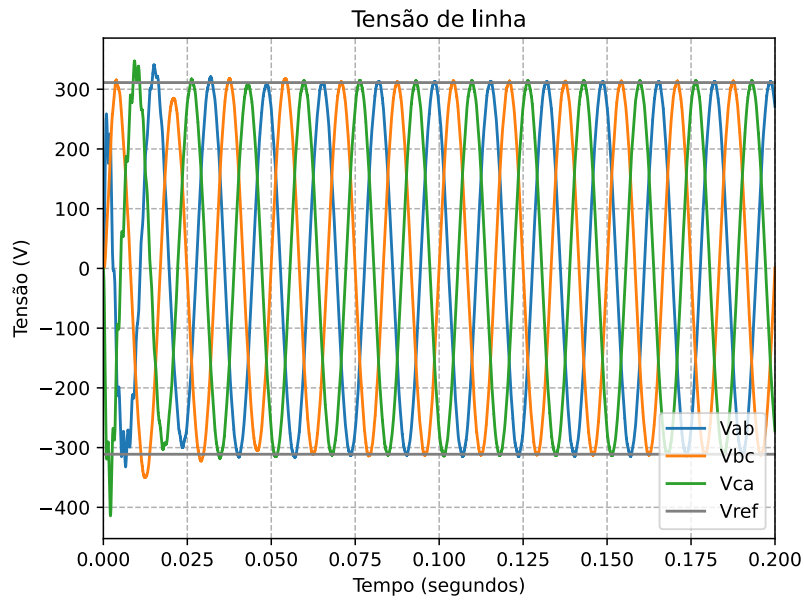


Figura 4.15: Resposta a vazio do conversor CC/CA após inserção de resistência de amortecimento em série com capacitor do filtro LC.

# Capítulo 5

## Simulação do Sistema Completo

Tendo simulado cada parte do sistema separadamente, basta unir os conversores através de um barramento de corrente contínua, cuja tensão será de 450 V.

### 5.1 Observação do Lado de Corrente Contínua do Sistema

A tensão no barramento de corrente contínua, como já destacado ao longo desse documento, é mantida por um conversor CC/CC que por sua vez está conectado a uma fonte de tensão CC ideal, que representa as baterias. Dessa forma, a tensão se mantém constante em 450 V, a não ser pela perturbação provocada propositalmente ao longo das simulações, ou pela variação no fluxo de potência, que influencia a corrente que passa no indutor conectado à fonte. Ainda, qualquer fluxo de potência que não seja proveniente do arranjo fotovoltaico, deve vir do banco de baterias.

O período de inicialização dos conversores funciona de forma que, antes dos 0,6 segundos, são ligados apenas o conversor CCCA e o CCSA, que controla a tensão no elo de corrente contínua. Em 0,6 segundos há a conexão do arranjo fotovoltaico, através do CCFV. A tensão do barramento pode ser vista na Figura 5.1.



## PSIM - Sistema Completo - Inicialização Barramento CC

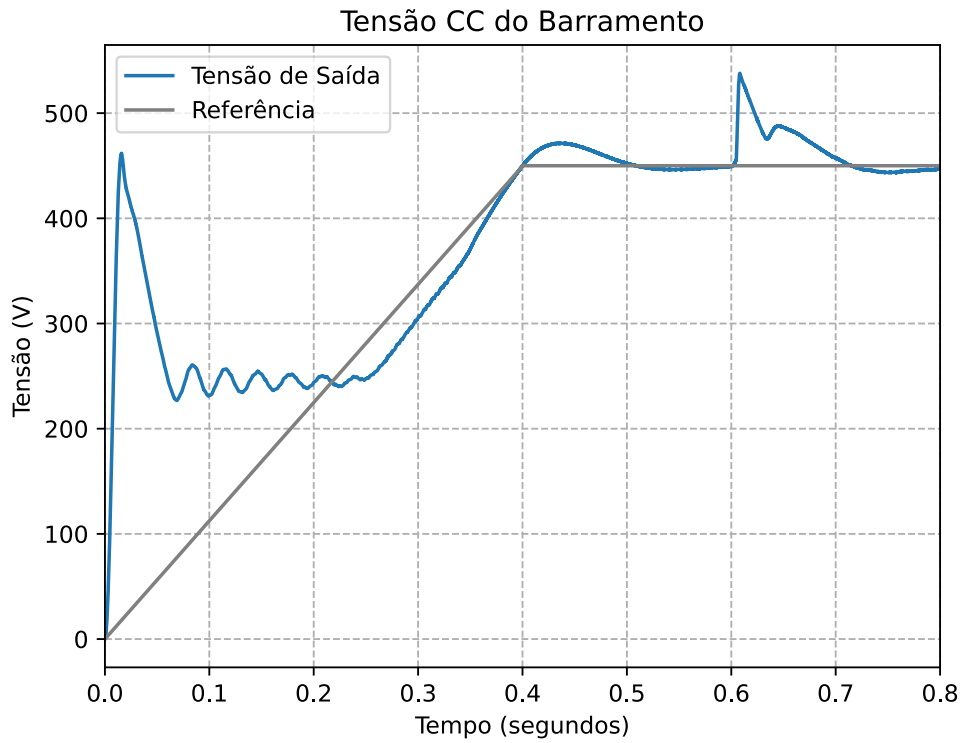


Figura 5.1: Resposta do barramento de Corrente Contínua durante o período de inicialização e entrada do CCFV.

Já as tensões de entrada e de saída do CCFV durante o período de 0 a 0,6 segundos de simulação correspondem a um circuito aberto. Isso ocorre pois para o processo de inicialização, a desconexão desse conversor foi promovida pela abertura de uma chave que o conecta ao elo CC. Isso pode ser visto na Figura 5.2.

## PSIM - Sistema Completo - Conversor Conectado ao Arranjo FV

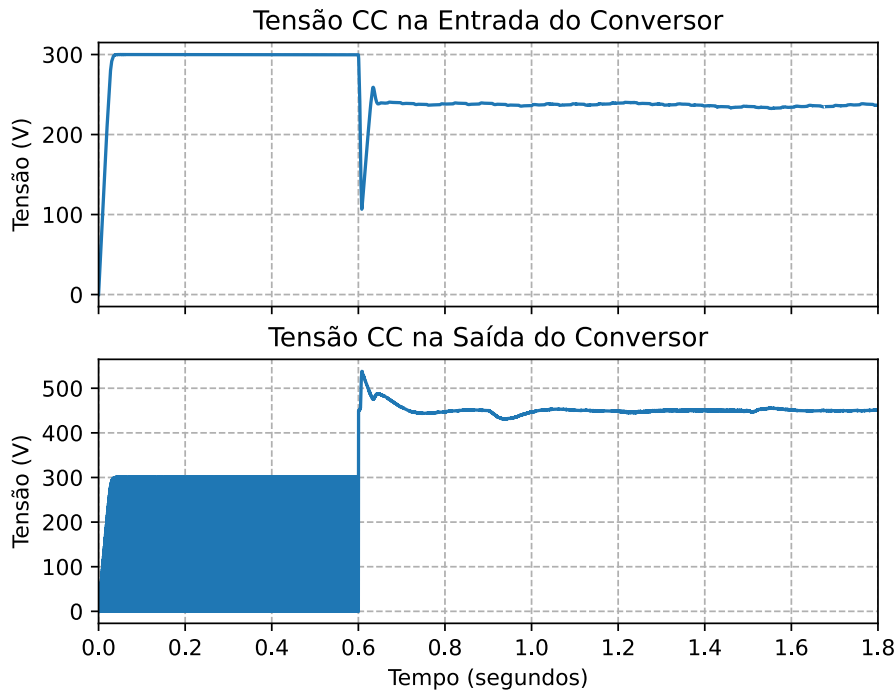


Figura 5.2: Resposta do conversor CFFV durante a inicialização do elo CC.

Foram realizadas duas simulações para entender o comportamento do sistema completo. A primeira serviu para analisar o funcionamento do SPMP, atribuindo variações de irradiância sobre o arranjo conforme Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Variações de irradiância aplicadas na simulação do sistema completo.

Aplicação [s]	Tipo
$t = 0,9 s$	Variação de irradiância ( $1000 W/m^2 \rightarrow 600W/m^2$ )
$t = 1,2 s$	Variação de irradiância ( $600 W/m^2 \rightarrow 1000W/m^2$ )

A resposta do controle de tensão de entrada e de corrente no indutor do conversor CCFV se mostrou de acordo ao visto anteriormente, conforme esperado. Isso pode ser visto na Figura 5.3. Ainda, na Figura 5.4 é possível ver uma aproximação no momento da perturbação. A única exceção é o transitório inicial, mas isso deriva também da inicialização do sistema.

## PSIM - Sistema Completo - Variação de Irradiância

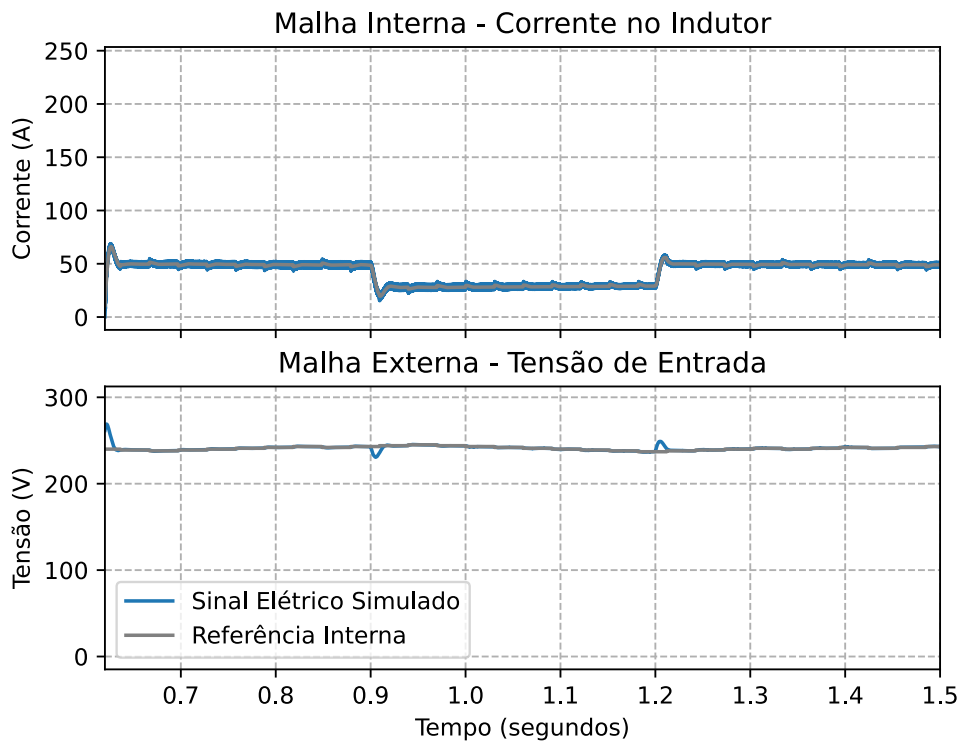


Figura 5.3: Resposta do sistema à variação de irradiância.

## PSIM - Sistema Completo - Variação de Irradiância - Aproximação

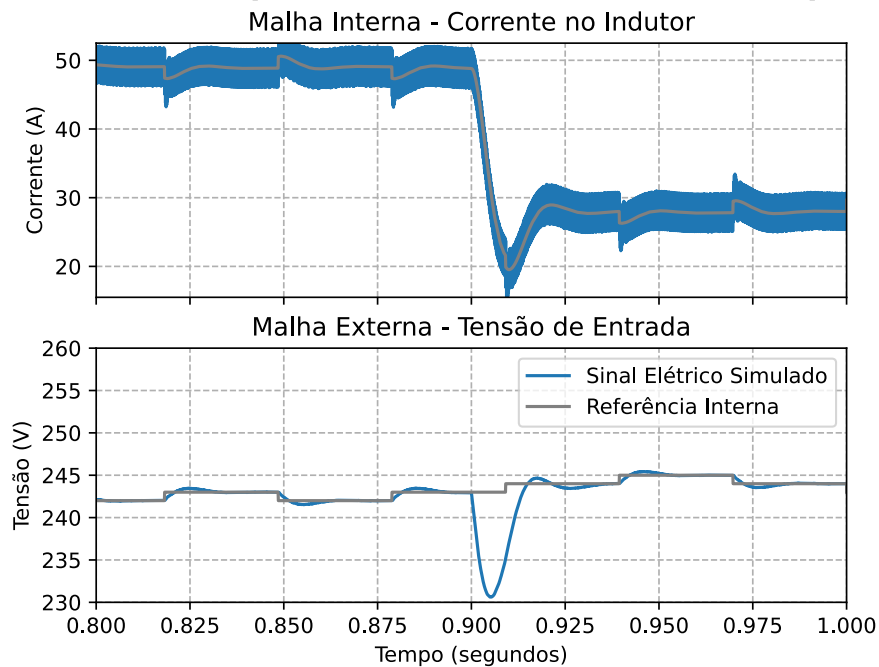


Figura 5.4: Aproximação - Resposta do sistema à variação de irradiância.

A segunda simulação foi utilizada para checar o comportamento do sistema diante de variações de carga e de tensão do elo CC. A resposta do barramento de corrente

contínua pode ser visualizada tanto na Figura 5.5 e Figura 5.6, para a simulação que verificou a sobrecarga e a da variação de tensão no elo, respectivamente. Os tempos de imposição das perturbações são de acordo com a Tabela 5.2 e Tabela 5.3, já que foram realizadas duas simulações para separar os eventos.

Tabela 5.2: Variações de carga aplicadas na simulação do conversor sistema completo.

Aplicação [s]	Tipo
$t = 0,9 \text{ s}$	Varição de carga ( $0,75 \text{ p.u} \rightarrow 1 \text{ p.u}$ )
$t = 1,2 \text{ s}$	Varição de carga - Sobrecarga de 25 a 30 % ( $1 \text{ p.u} \rightarrow 1,25 \text{ p.u}$ )
$t = 1,5 \text{ s}$	Varição de carga - Retorno da sobrecarga ( $1,25 \text{ p.u} \rightarrow 1 \text{ p.u}$ )

Tabela 5.3: Variações de tensão no elo CC aplicadas na simulação do sistema completo.

Aplicação [s]	Tipo
$t = 1,8 \text{ s}$	Varição de tensão no barramento CC - Subtensão de 70 % ( $1 \text{ p.u} \rightarrow 0,3 \text{ p.u}$ )
$t = 2,1 \text{ s}$	Varição de tensão no barramento CC - Retorno da Subtensão ( $0,3 \text{ p.u} \rightarrow 1 \text{ p.u}$ )

### PSIM - Sistema Completo - Barramento CC - Sobrecarga

Tensão CC do Barramento

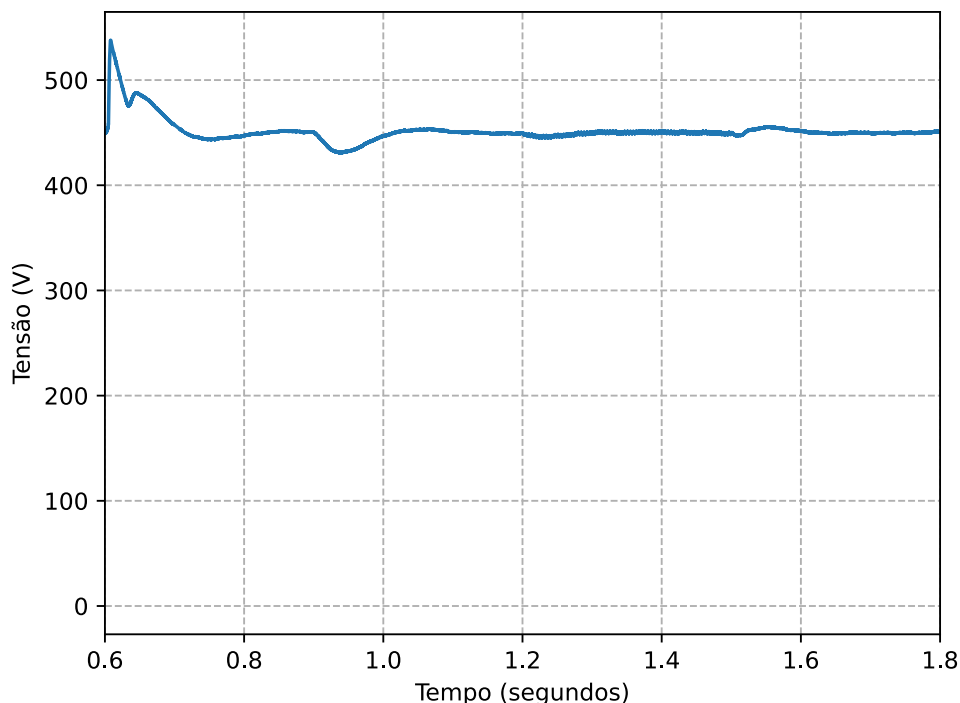


Figura 5.5: Resposta do barramento de Corrente Contínua em condições de sobrecarga.

## PSIM - Sistema Completo - Barramento CC - Subtensão

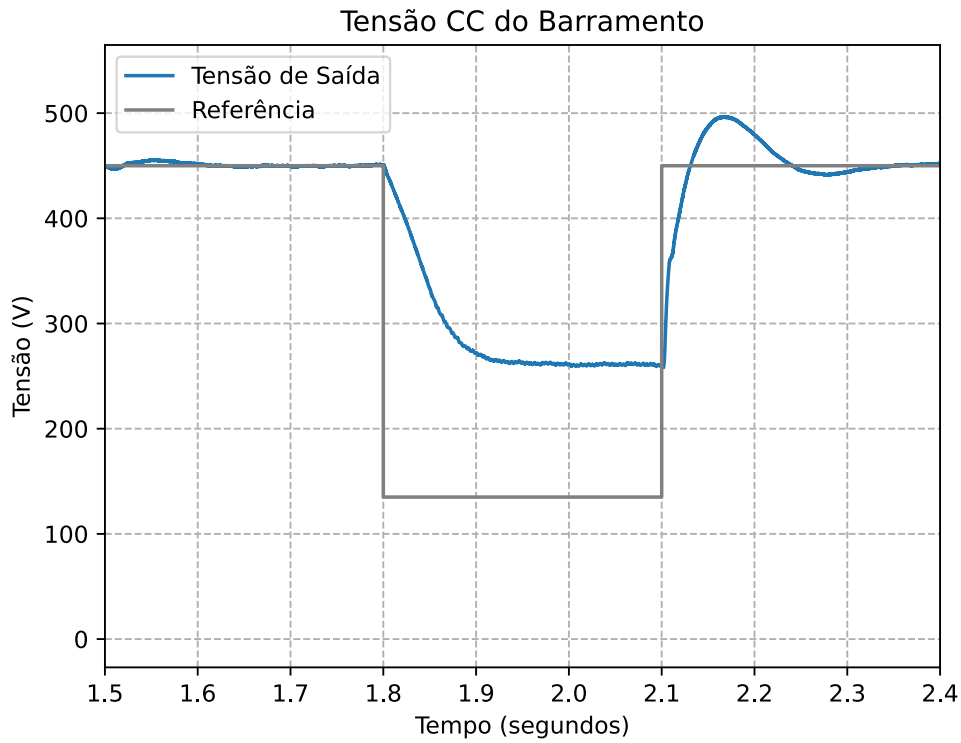


Figura 5.6: Resposta do barramento de Corrente Contínua com adição de condições de subtensão - Imposta pelo controle associado ao CCSA.

## 5.2 Observação do Lado de Corrente Alternada do Sistema

Seguindo para o inversor trifásico, os valores de linha mantiveram seu comportamento conforme esperado, visto na Figura 5.7.

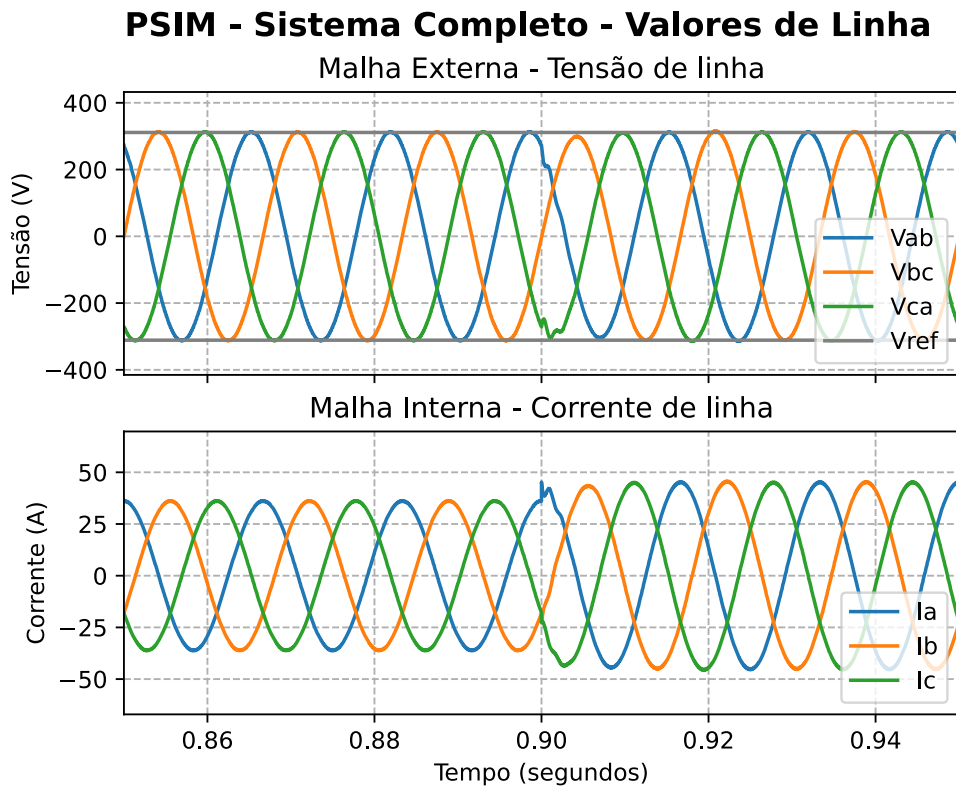


Figura 5.7: Resposta do sistema no lado de Corrente Alternada.

As mesmas perturbações aplicadas anteriormente, mostradas na Tabela 4.5, foram aplicadas, podendo visualizar a mesma resposta do constatado na simulação que consta apenas o inversor. Basta verificar a Figura 5.8 e a Figura 5.9.

### PSIM - Sistema Completo - Valores de Linha - Pós sobrecarga

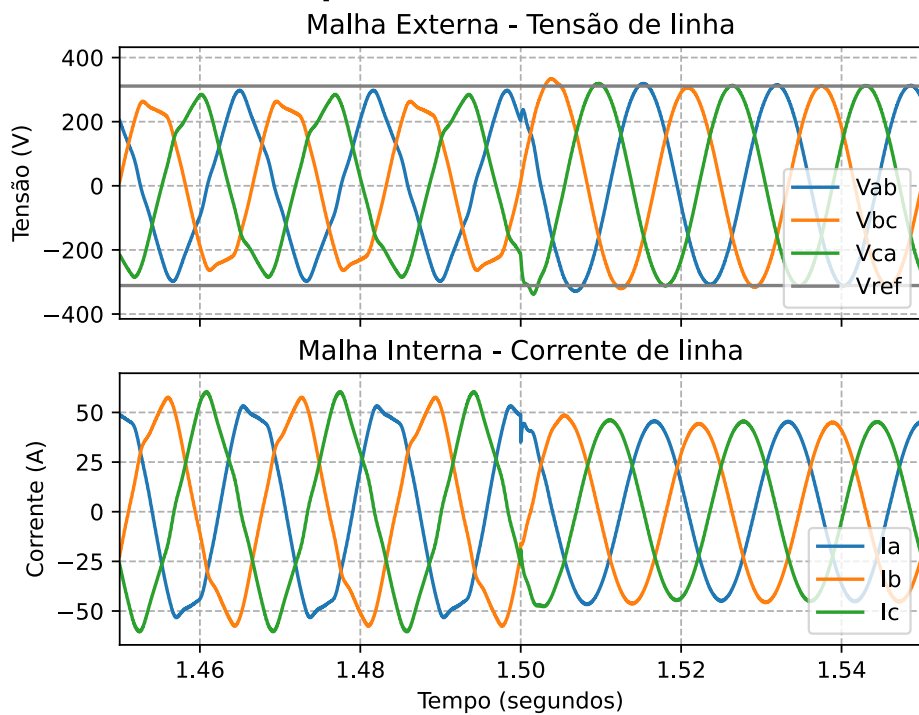


Figura 5.8: Resposta do sistema no lado de Corrente Alternada após aplicação de uma carga maior que a prevista.

### PSIM - Sistema Completo - Valores de Linha - Pós subtensão CC

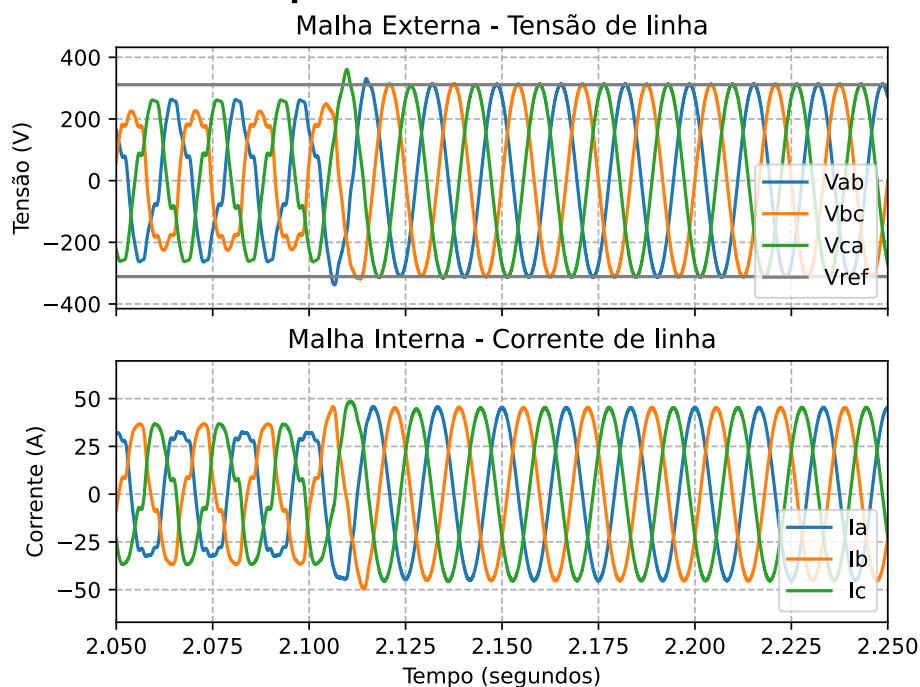


Figura 5.9: Resposta do sistema no lado de Corrente Alternada após aplicação de subtensão no barramento CC.

Finalmente, entende-se que o sistema completo funcionou conforme esperado,

tendo sido validado em simulação e mostrando que o controle proposto é viável para a aplicação.

### 5.3 Constatação do Comportamento

Entende-se que para um sistema desconectado da rede, o controle proposto é capaz de oferecer uma tensão constante na saída do conversor, exceto em condições anômalas que configurem sobrecarga ou subtensão no barramento de corrente contínua. Assim, além de um sistema de controle que seja capaz de retornar dessas condições basicamente instantaneamente, é importante também considerar um sistema de proteção robusto para evitar essas condições, estando atreladas a alarmes do inversor trifásico.



# Capítulo 6

## Conclusões

Em conclusão, este trabalho apresentou uma análise abrangente e aprofundada da implementação e estudo de cálculo de ganhos para o controle multimalhas de conversores CC/CC e CC/CA aplicados a sistemas fotovoltaicos isolados. O objetivo principal era aplicar estratégias de controle eficazes para um conversor *boost* e um inversor trifásico, empregando controladores PI e PR, respectivamente.

Os resultados obtidos neste estudo demonstraram a viabilidade e eficácia das estratégias de controle propostas. As simulações realizadas validaram a topologia de controle para ambos os conversores, evidenciando um desempenho satisfatório em termos de regulação de tensão, resposta transitória e rejeição de distúrbios.

Este estudo não apenas contribuiu para a compreensão aprofundada dos princípios de controle de conversores CC/CC e CC/CA, mas também destaca a importância do cálculo de ganhos preciso para otimizar o desempenho desses compensadores em sistemas fotovoltaicos isolados.

Considerando a crescente demanda por fontes de energia renovável e sistemas de geração distribuída, os resultados e conhecimentos apresentados neste trabalho têm relevância. As estratégias de controle trabalhadas podem contribuir para a melhoria da eficiência e confiabilidade de sistemas fotovoltaicos isolados, contribuindo assim para a expansão das tecnologias de energia solar em regiões remotas ou de difícil acesso à rede elétrica convencional.

No entanto, é importante ressaltar que, como em qualquer pesquisa, existem limitações. Possíveis melhorias futuras podem incluir a consideração de variações nas condições ambientais e a implementação de técnicas avançadas de controle para aprimorar ainda mais o desempenho dos conversores estudados. Ainda, testar na bancada de simulação em tempo real o sistema completo, em posse de um modelo confiável de arranjo fotovoltaico. Pode ser realizada, por fim, uma validação experimental em protótipos na microrrede do LEMT.

Finalmente, este estudo proporcionou uma compreensão mais profunda e aplicada do controle de conversores CC/CC e CC/CA em sistemas fotovoltaicos isola-

dos. As estratégias de controle desenvolvidas podem servir como base para futuras otimizações e adaptações, à medida que a tecnologia e as abordagens de controle continuam a evoluir. Portanto, este trabalho pode desempenhar um papel importante como ponto de partida para pesquisas subsequentes e refinamentos práticos.

Entende-se que é possível apresentar trabalhos futuros em decorrência do que foi desenvolvido ao longo desse projeto, expandindo o modelo de conversores e também de arranjos fotovoltaicos para permitir a simulação em tempo real dessa fonte de energia renovável, e ainda, estender o estudo relacionado a metodologia de cálculo de ganhos para conversores de eletrônica de potência utilizando a resposta em frequência.

# Referências Bibliográficas

- [1] (IRENA), I. R. E. A. *Renewable Capacity Statistics 2021*. Relatório técnico anual, International Renewable Energy Agency, 2021. Disponível em: <<https://www.irena.org/publications/2021/Apr/Renewable-Capacity-Statistics-2021>>. Acessado em 10 mar. 2023.
- [2] ABSOLAR. “Energia solar fotovoltaica em sistemas isolados alcança 4,4 GW no Brasil em 2020, diz ABSOLAR”. <https://absolar.org.br/noticia/5514/energia-solar-fotovoltaica-em-sistemas-isolados-alcanca-4-4-gw-no-brasil-em-2020-diz-absolar>, 2021. Acessado em 10 Mar 2023.
- [3] ESER, A., STANSBURY, N. “Oil must face its future as a declining industry: The sector must be ready to invest less and return mode cash to investors”, *Financial Times*, v. 13, 2018.
- [4] HALABI, M. A., AL-QATTAN, A., AL-OTAIBI, A. “Application of solar energy in the oil industry—Current status and future prospects”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 43, pp. 296–314, 2015.
- [5] FEDORENKO, V., SAMOYLENKO, V., SAMOYLENKO, I., et al. “A Review of Smart Off-Grid Power Systems Optimization Models for the Oil and Gas Industry”. In: *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, v. 1069, p. 012016. IOP Publishing, 2021.
- [6] BOUZGUENDA, M., GASTLI, A., MABROUKI, M. “Overview of photovoltaic systems’ components”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 65, pp. 687–697, 2016.
- [7] ALMEIDA, D. O., SILVA, L. G., RODRIGUES, R. M., et al. “Análise de desempenho de sistemas fotovoltaicos isolados utilizando um conversor CC-CC isolado”. In: *XXV Congresso Brasileiro de Automática*, 2021.
- [8] INTERNATIONAL ENERGY AGENCY (IEA). “Comparative Study on Rural Electrification Policies in Emerging Economies”.

<https://www.iea.org/reports/comparative-study-on-rural-electrification-policies-in-emerging-economies>, 2010. Licença: CC BY 4.0.

- [9] BHUIYAN, M., ASGAR, M. A., MAZUMDER, R., et al. “Economic evaluation of a stand-alone residential photovoltaic power system in Bangladesh”, *Renewable energy*, v. 21, n. 3-4, pp. 403–410, 2000.
- [10] LI, C.-H., ZHU, X.-J., CAO, G.-Y., et al. “Dynamic modeling and sizing optimization of stand-alone photovoltaic power systems using hybrid energy storage technology”, *Renewable energy*, v. 34, n. 3, pp. 815–826, 2009.
- [11] RASHID, M. H. *Power Electronics Handbook: Devices, Circuits, and Applications*. Elsevier, 2013.
- [12] SHEPHERD, W., ZHANG, L. *Power converter circuits*. CRC Press, 2004.
- [13] KASSAKIAN, J. G., SCHLECHT, M. F., VERGHESE, G. C. *Principles of Power Electronics*. Addison-Wesley Professional, 2016.
- [14] ARAÚJO, A. K. G. D., OTHERS. “Estudo e dimensionamento de conversores CC-CC síncronos.” 2017.
- [15] MOHAN, N., UNDELAND, T., ROBBINS, W. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. John Wiley Sons, 2012.
- [16] LIPO, T. “Introduction to AC machine design”, *University of Wisconsin-Madison, Department of Electrical and Computer Engineering*, 2017.
- [17] BOSE, B. *Modern power electronics and AC drives*. Pearson Education India, 2002.
- [18] VITORINO, M. A. *Eletrônica de Potência: Fundamentos, Conceitos e Aplicações*. 1 ed. Curitiba - PR, Appris, 2019.
- [19] O’ROURKE, C. J., QASIM, M. M., OVERLIN, M. R., et al. “A geometric interpretation of reference frames and transformations: dq0, clarke, and park”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 34, n. 4, pp. 2070–2083, 2019.
- [20] OGATA, K. “Modern control engineering”, *Book Reviews*, v. 35, n. 1181, pp. 1184, 1999.
- [21] FRANKLIN, G. F., POWELL, J. D., EMAMI-NAEINI, A. *Sistemas de controle para engenharia*. Bookman Editora, 2013.

- [22] TEODORESCU, R., BLAABJERG, F., LISERRE, M., et al. “Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters”, *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, v. 153, n. 5, pp. 750–762, 2006.
- [23] KNABBEN, G. C., OTHERS. “Microinversor fotovoltaico não isolado de dois estágios”, 2017.
- [24] WU, H., SU, W., LIU, Z. “PID controllers: Design and tuning methods”. In: *2014 9th IEEE Conference on industrial electronics and applications*, pp. 808–813. IEEE, 2014.
- [25] COELHO, R. F., OTHERS. “Concepção, análise e implementação de uma microrrede interligada à rede elétrica para alimentação ininterrupta de cargas CC a partir de fontes renováveis”, 2013.
- [26] SOARES, C. E., MEZAROBA, M., MICHELS, L., et al. “Técnica anti-windup para controladores P+ ressonantes aplicados a inversores de tensão monofásicos com filtro LC na saída”. In: *Congresso Brasileiro de Automática*, pp. 748–754, 2010.
- [27] ASTROM, K. J., RUNDQWIST, L. “Integrator windup and how to avoid it”. In: *1989 American Control Conference*, pp. 1693–1698. IEEE, 1989.
- [28] FRANKLIN, G. F., POWELL, J. D., EMAMI-NAEINI, A. *Feedback Control of Dynamic Systems*. Prentice Hall, 1994.
- [29] TOMASZEWSKI, E., JIANGY, J. “An anti-windup scheme for proportional resonant controllers with tuneable phase-shift in voltage source converters”. In: *2016 IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM)*, pp. 1–5. IEEE, 2016.
- [30] SALEEM, O., OMER, U. “Synergistic speed control strategy for PMDC motor”. In: *2017 International Multi-topic Conference (INMIC)*, pp. 1–6. IEEE, 2017.
- [31] HAUGWITZ, S., KARLSSON, M., VELUT, S., et al. “Anti-windup in mid-ranging control”. In: *Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 7570–7575. IEEE, 2005.
- [32] ÅSTRÖM, K. J., WITTENMARK, B. *Computer-controlled systems: theory and design*. Courier Corporation, 2013.
- [33] PINHO, J. T., GALDINO, M. A., OTHERS. “Manual de engenharia para sistemas fotovoltaicos”, *Rio de Janeiro*, v. 1, pp. 47–499, 2014.

- [34] LUQUE, A., HEGEDUS, S. *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering*. 2 ed. Hoboken, NJ, John Wiley & Sons, 2011.
- [35] HUMADA, A. M., DARWEESH, S. Y., MOHAMMED, K. G., et al. “Modeling of PV system and parameter extraction based on experimental data: Review and investigation”, *Solar Energy*, v. 199, pp. 742–760, 2020.
- [36] WAGNER, A. *Photovoltaik Engineering*. Springer, 2006.
- [37] CHAN, D. S., PHANG, J. C. “Analytical methods for the extraction of solar-cell single-and double-diode model parameters from IV characteristics”, *IEEE Transactions on Electron devices*, v. 34, n. 2, pp. 286–293, 1987.
- [38] PANDIARAJAN, N., MUTHU, R. “Mathematical modeling of photovoltaic module with Simulink”. In: *2011 1st International Conference on Electrical Energy Systems*, pp. 258–263. IEEE, 2011.
- [39] SOLAR, Y. *YGE 60 Cell 40mm SERIES*, 2014. Disponível em: <https://k2solar.com.au/wp-content/uploads/Yingli-Solar-POLY-YL250P-29b-Data-Sheet11LR.pdf>. Acesso em: 06 de dezembro de 2022.
- [40] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. “NBR 10899: Energia solar fotovoltaica — Terminologia”. 2020. Norma Brasileira.
- [41] KARAMI, N., MOUBAYED, N., OUTBIB, R. “General review and classification of different MPPT Techniques”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 68, pp. 1–18, 2017.
- [42] YANARATES, C., ZHOU, Z. “Design and cascade PI controller-based robust model reference adaptive control of DC-DC boost converter”, *IEEE Access*, v. 10, pp. 44909–44922, 2022.
- [43] PETRONE, G., RAMOS-PAJA, C. A., SPAGNUOLO, G. *Photovoltaic sources modeling*. John Wiley & Sons, 2017.
- [44] GUERREIRO, J. F., ARRUDA, V. C., GUILLARDI, H., et al. “Lcl filter design and damping analysis for grid-connected inverters in modern uncertain grid impedance conditions”. In: *2021 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, pp. 1–8. IEEE, 2021.

# Apêndice A

## Modelagem de um Módulo Fotovoltaico em Software de Simulação de Circuitos

Utilizando o modelo matemático de uma célula fotovoltaica, conforme mostrado em 2.5, foi possível desenvolver no PSIM™, utilizando um diagrama de blocos que represente as funções desejadas, um bloco equivalente ao seu comportamento. A partir das entradas de dados gera-se o valor de tensão e de corrente de saída de um módulo ou arranjo fotovoltaico.

### A.1 Simulação

#### A.1.1 Representação matemática do modelo no software simulador de circuitos

Para simulação utilizou-se o software PSIM™, de maneira a desenvolver subsistemas capazes de desempenhar a função da equação que calcula a corrente de saída do modelo fotovoltaico. Semelhante ao que foi feito em [38], foram montados 6 subsistemas cujo objetivo era retornar um valor ao bloco seguinte para calcular todos os itens necessários ao modelo. O primeiro deles serve apenas para converter as temperaturas definidas em graus Celsius para Kelvin, e pode ser visto na Figura A.1.

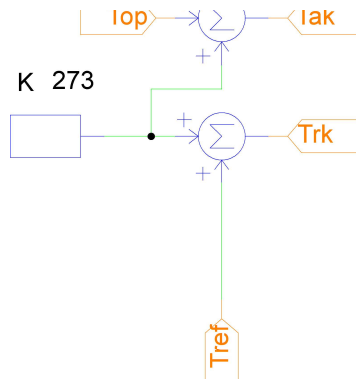


Figura A.1: Subsistema 1 PSIM™- Conversão de temperaturas em graus Celsius para Kelvin.

Em posse dessas temperaturas em Kelvin, podem ser calculadas as correntes necessárias para o modelo. A corrente  $I_{pv}$  que representa a fonte de corrente de entrada do modelo de circuito de uma célula fotovoltaica pode ser calculada conforme a (2.31), e sua representação no simulador pode ser vista na Figura A.2.

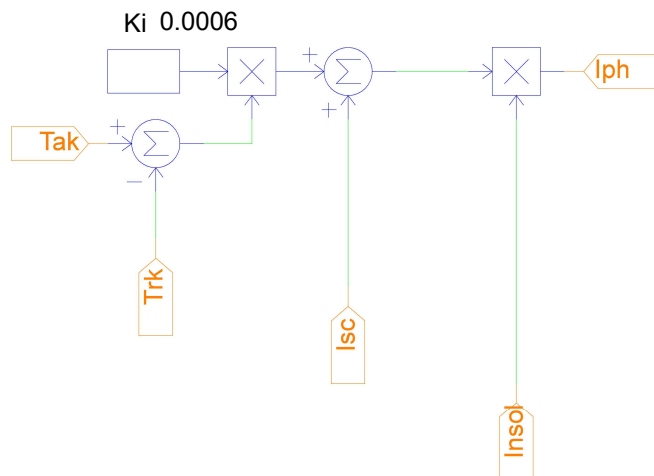


Figura A.2: Subsistema 2 PSIM™- Cálculo da corrente de entrada do modelo de célula fotovoltaica -  $I_{pv}$ .

O mesmo é feito para a corrente  $I_{rs}$  e  $I_{sh}$ , vistas respectivamente nas equações (2.32) e (2.33) e na Figura A.3 e Figura A.4.



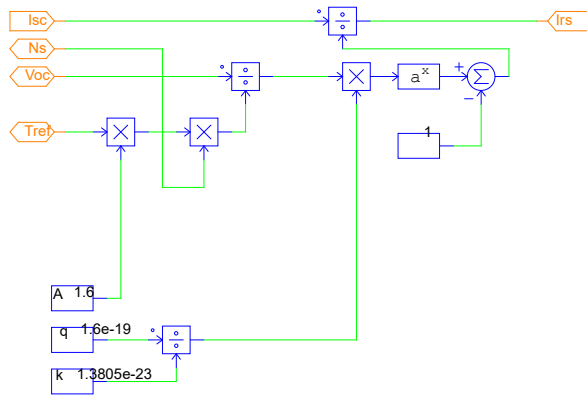


Figura A.3: Subsistema 3 PSIM™- Cálculo da corrente  $I_{rs}$ .

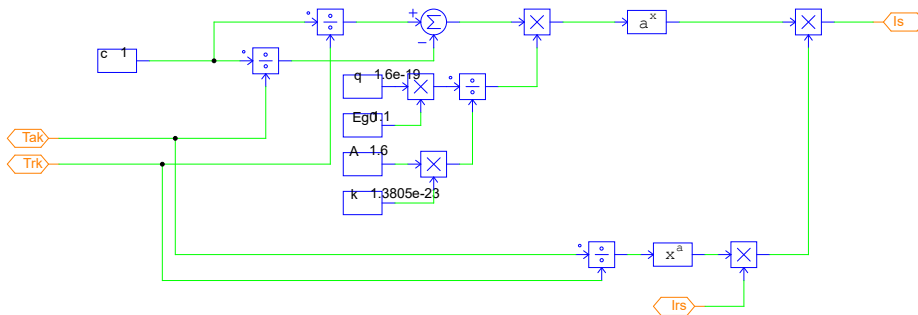


Figura A.4: Subsistema 4 PSIM™- Cálculo da corrente  $I_{sh}$ .

O subsistema 5, Figura A.5, funciona como base para um dos cálculos utilizados no subsistema 6, Figura A.6, já que é o denominador de uma das operações realizadas em (2.31). O objetivo final de todas as representações em diagrama de blocos das equações descritas utilizando o PSIM™ é obter a corrente de saída do módulo fotovoltaico,  $I_s$ .

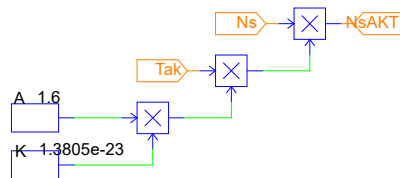


Figura A.5: Subsistema 5 PSIM™- Parâmetro de referência calculado com base na temperatura de operação  $N_s \cdot kAT_{ak}$ .

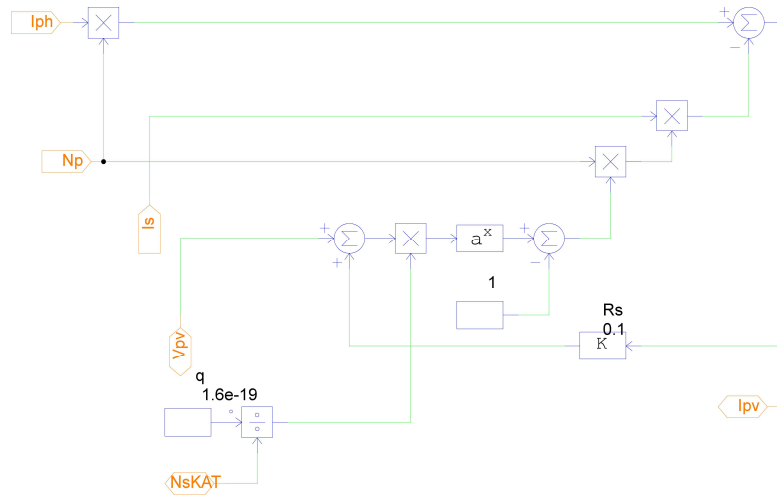


Figura A.6: Subsistema 6 PSIM™- Cálculo da corrente de saída -  $I$  - Objetivo final.

Todos os subsistemas previamente definidos podem ser vistos agrupados na Figura A.7.

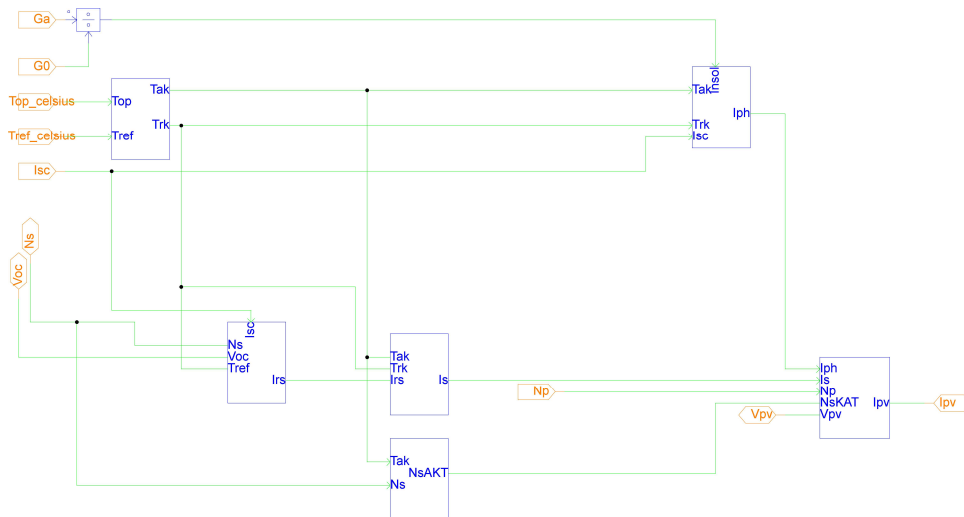


Figura A.7: Junção de todos os subsistemas - Visão geral PSIM™.

Os subsistemas mostrados na Figura A.7 foram englobados por um sub-circuito no simulador para serem a representação de um módulo fotovoltaico, o que pode ser visto na Figura A.8. Tendo as suas saídas de corrente e tensão multiplicadas conforme o número de módulos em série e paralelo,  $M_s$  e  $M_p$  respectivamente, pode se definir o arranjo desejado. Para esse trabalho, foi escolhido trabalhar com o número de 6 séries fotovoltaicas com 8 módulos em série em cada, significando  $M_p = 6$  e  $M_s = 8$ . A representação visual disso pode ser vista na Figura A.9.

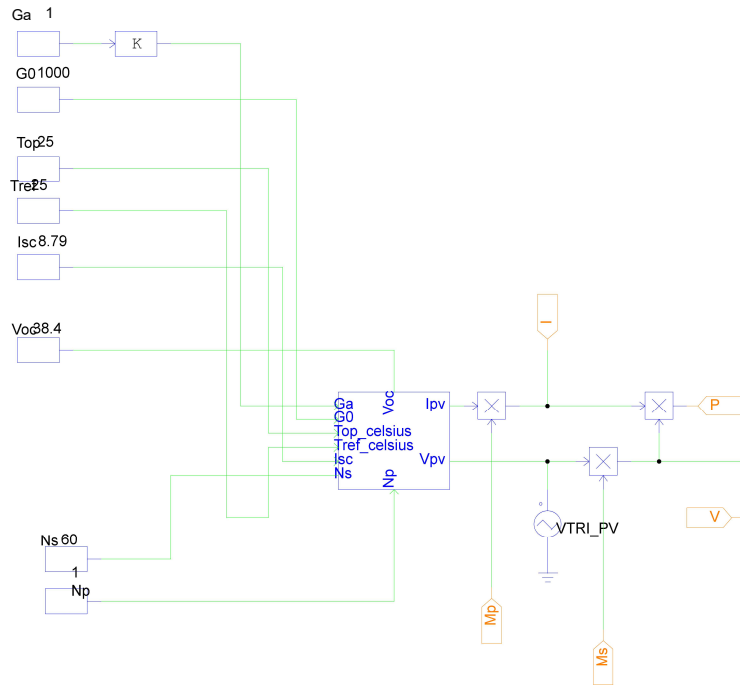


Figura A.8: Modelo de módulo PV definido no PSIM™.

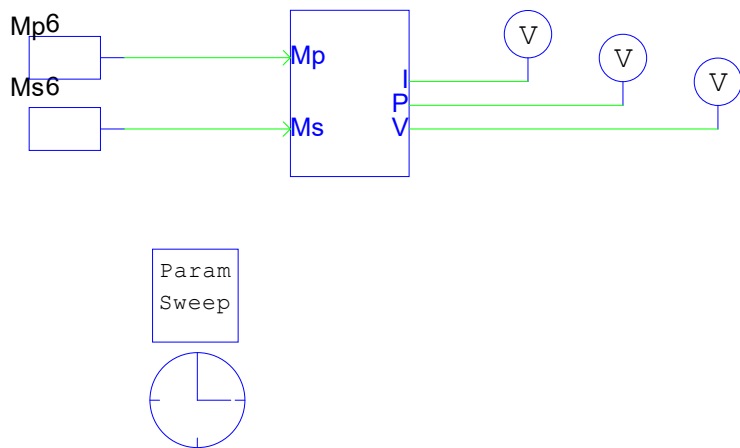


Figura A.9: Modelo de arranjo PV definido no PSIM™-  $M_s$  representa o número de módulos em série e  $M_p$  o número de séries fotovoltaicas ou módulos em paralelo.

### A.1.2 Parâmetros relevantes para simulação

Não foi necessário realizar uma simulação com tempo muito longo. Foi definida uma fonte de tensão triangular, cuja tensão inicial é 0 V e a final é a tensão em aberto do modelo escolhido de módulo solar, 38,4 V. A frequência dessa onda foi escolhida como 5 kHz, e portanto, o tempo máximo de simulação foi de 0,0002 segundos.

Para garantir que nenhum dado fosse perdido, optou-se por utilizar um passo de integração de  $10^{-7}$  segundos.

Outro fator importante é a utilização do bloco *parameter sweep*, onde o ganho definido para irradiância ambiente, inicialmente como 1, na simulação original, varia de 1000 até 200, com um incremento de -200. Ou seja, o PSIM™ realizará uma simulação para cada um dos parâmetros (1000, 800, 600, 400 e 200  $W/m^2$ ), permitindo assim a análise das curvas de corrente e potência em relação a tensão para diferentes irradiâncias em uma mesma simulação.

A variação de temperatura, para verificar qual efeito teria no modelo montado, foi feita de forma manual, simulando inicialmente com uma temperatura de operação de 25 °C e em seguida para 40 °C.

### A.1.3 Representação como circuito da célula fotovoltaica

Com o intuito de obter uma simulação fiel ao sistema matemático já trabalhado, buscou-se incluir um circuito equivalente, conforme mostrado na Figura 2.10, e dessa forma também incluir a resistência shunt nos cálculos. Mesmo que impondo um valor alto, de 100 k $\Omega$ , isso permite, futuramente, alterar esse parâmetro e verificar a sua influência no modelo.

O circuito desenvolvido no PSIM continuou se baseando nos subsistemas 1, 2, 3, 4 e 5, da Figura A.1, Figura A.2, Figura A.3, Figura A.4 e Figura A.5, de maneira a ter como entrada do circuito o valor de corrente após o diodo. Isso foi feito, pois os modelos de diodo que foram considerados no PSIM™ não se mostraram suficientes para obter a curva de tensão e corrente desejadas da célula fotovoltaica. O resultado disso pode ser visto na Figura A.10.

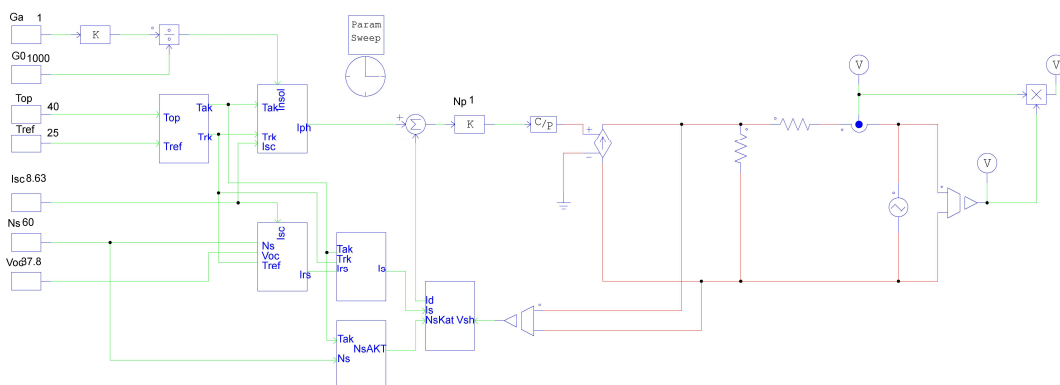


Figura A.10: Circuito elétrico equivalente montado no PSIM.

Dessa forma, foi possível obter outros modelos para o arranjo fotovoltaico, de

maneira a observar o efeito da resistência shunt.

## A.2 Resultados Encontrados

Os resultados foram retirados do PSIM™ e os gráficos produzidos com o auxílio do MATLAB™. Na Figura A.11 analisou-se a variação de irradiância, entre 200 e 1000  $W/m^2$ , para avaliar o que isso influencia na tensão e corrente gerada pela célula fotovoltaica.

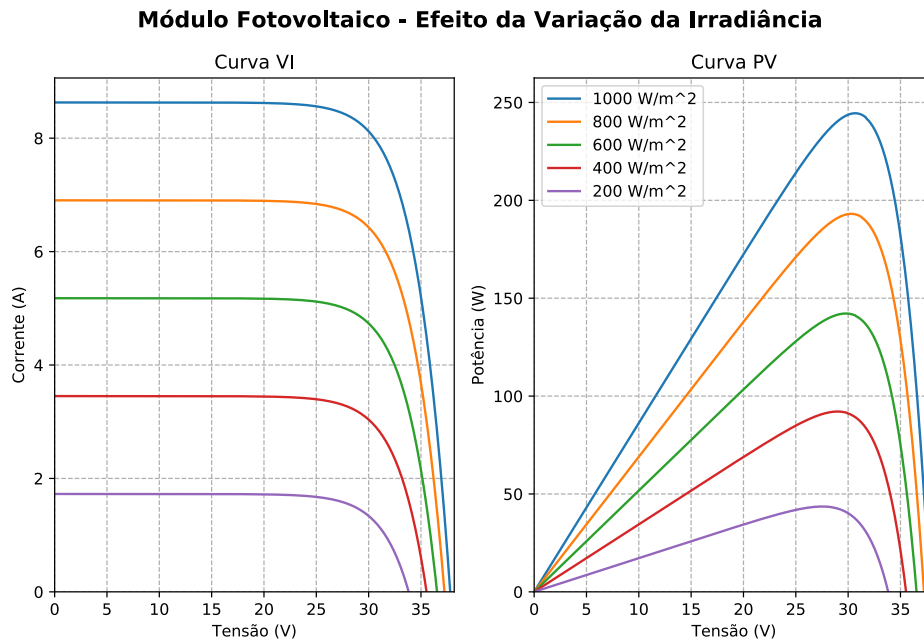


Figura A.11: Curvas retiradas da operação do painel com 25 °C com variação de irradiância - Temperatura de referência de 25 °C.

As curvas que representam o módulo ficaram equivalentes ao que se esperava, notando que a corrente se iguala a zero quando se atinge a tensão de circuito aberto.

Ainda, a redução da irradiância causou uma variação negativa na corrente de curto-circuito e na tensão de circuito aberto, que por sua vez acarretaram na redução da potência gerada pelo módulo, como pode ser visto na Figura A.11. A tensão máxima atingida para essa temperatura foi equivalente à tensão de circuito aberto do módulo escolhido.

A temperatura também afetou esse ponto de operação, observando-se que a tensão de circuito aberto foi menor quando a temperatura ambiente definida foi de 40 °C como na Figura A.12. Na redução da temperatura também foi feita a redução da irradiância, por isso, o pior cenário analisado foi justamente com a temperatura de 40 °C e irradiância de 200  $W/m^2$ , sendo a irradiância padrão de 1000  $W/m^2$ . O

melhor cenário, por sua vez, foi de temperatura igual a 25 °C e irradiância de 1000  $W/m^2$ , como pode ser visto na Figura A.13.

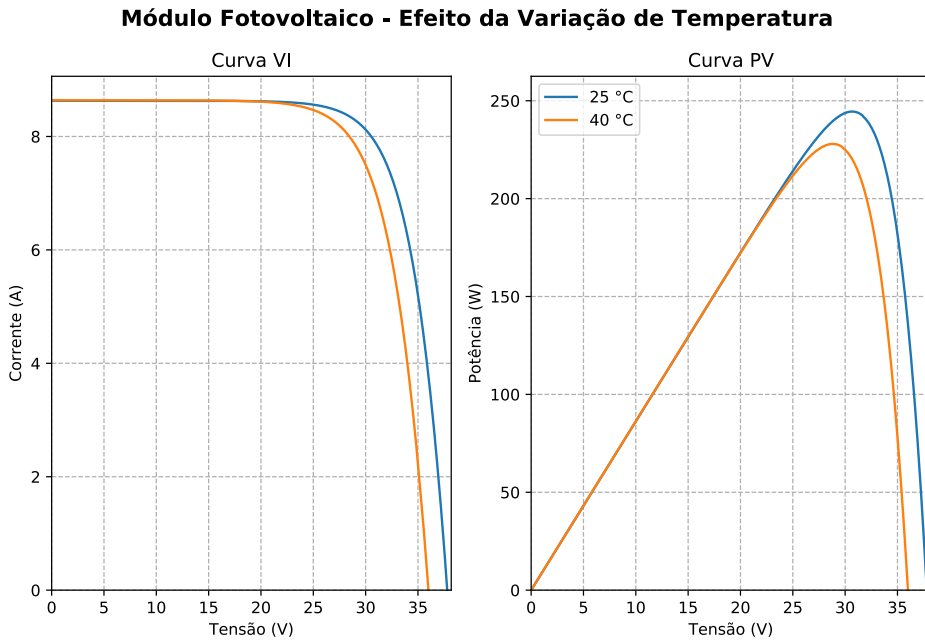


Figura A.12: Comparação das curvas VI e PV do módulo para 40 °C e 25 °C em 1000  $W/m^2$  - Temperatura de referência de 25 °C.

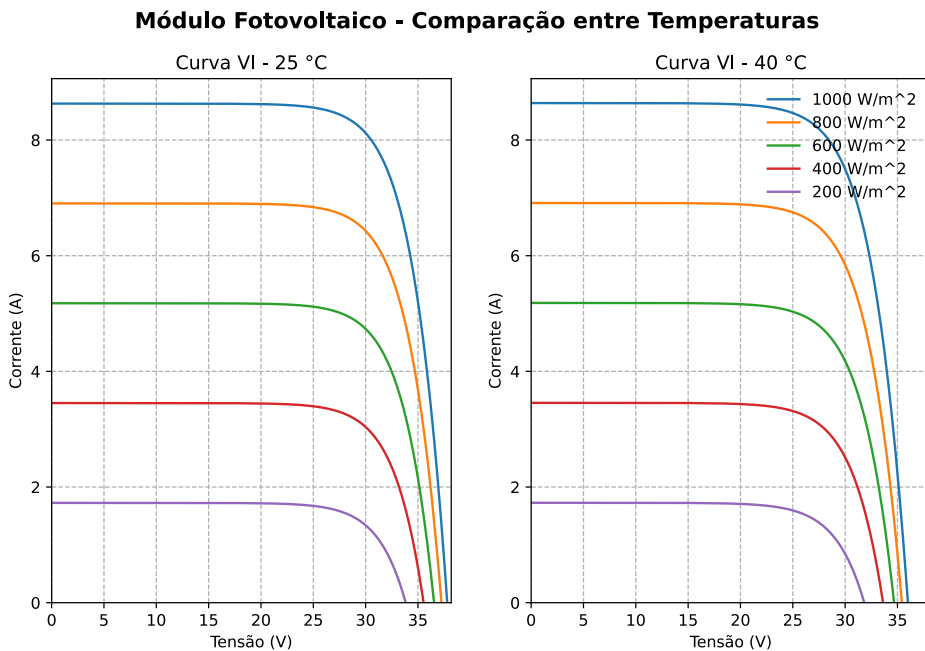


Figura A.13: Comparação das curvas VI do módulo para 40 °C e 25 °C com variação de irradiância - Temperatura de referência de 25 °C.

Para as 6 séries fotovoltaicas definidas e os 8 módulos em série, considerando

que a corrente seria multiplicada por 6, enquanto a tensão por 8, bastaria utilizar o circuito da Figura A.9 de maneira a obter a potência de 11760 W.

Por não fazer parte do escopo do projeto uma análise quantitativa do ponto de máxima potência do módulo, optou-se por apenas analisar quando se alcançou a potência nominal esperada, que ocorreu apenas quando a o modelo operava sobre as condições de irradiância e temperatura definidas, STC, conforme mencionado na 2.5.

O modelo mostrado na Figura A.10 mostrou resultados semelhantes, podendo ver as medidas da mesma simulação realizada para o modelo puramente matemático em comparação com as do circuito elétrico na Figura A.14 para 25 graus Celsius de Temperatura e  $1000 \text{ W}/\text{m}^2$ .

#### Comparação de Módulo Fotovoltaico - Modelo com Circuito Elétrico e Matemático

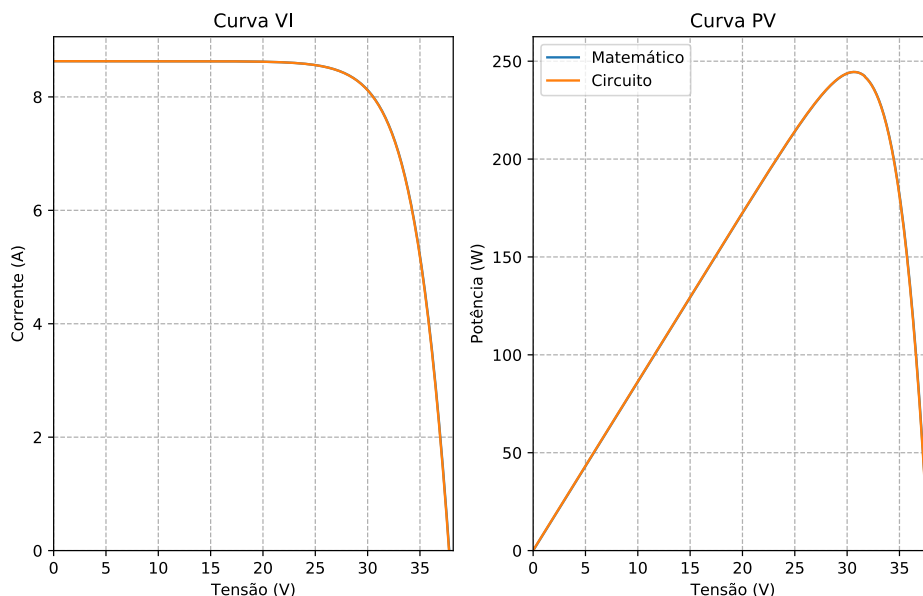


Figura A.14: Comparação do modelo matemático com o circuito elétrico de referência para uma resistência shunt de  $100 \text{ k}\Omega$  e temperatura de  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Finalmente, se os dois modelos utilizados, o que provém apenas de equacionamento desenvolvido através de diagrama de blocos, mostrado na Figura A.7, chamado de puramente matemático para esse trabalho, e o modelo que compartilha alguns subsistemas e inclui os resistores shunt e série, como visto na Figura A.10, chamado de circuito equivalente, conforme foi possível notar no gráfico da Figura A.14 que não há grande diferença entre os modelos.

Essa equivalência entre os modelos pode ser devido à inserção de uma resistência shunt muito alta, de cerca de  $100 \text{ k}\Omega$ . A resistência série utilizada em ambos os testes foi igual, de  $0,1 \Omega$ . Cabe ressaltar que verificou-se a discrepância entre os modelos, e ambos os modelos tem o mesmo resultado considerando duas casas decimais para

valores altos de resistência shunt, como feito nesse projeto.

Se a resistência shunt do modelo fotovoltaico em forma de circuito for variada, observará-se que apenas para valores bem baixos de resistência, próximos a  $100 \Omega$ , há influência na geração fotovoltaica, conforme a Figura A.15. Entretanto, para valores superiores a  $2,5 \text{ k}\Omega$ , as curvas de corrente e potência se confundem, de maneira a exemplificar que para altas resistências shunt, é possível utilizar um modelo considerando apenas a resistência série. Vale ressaltar que na Figura A.15, o parâmetro de temperatura utilizado é o de  $40 \text{ }^\circ\text{C}$ .

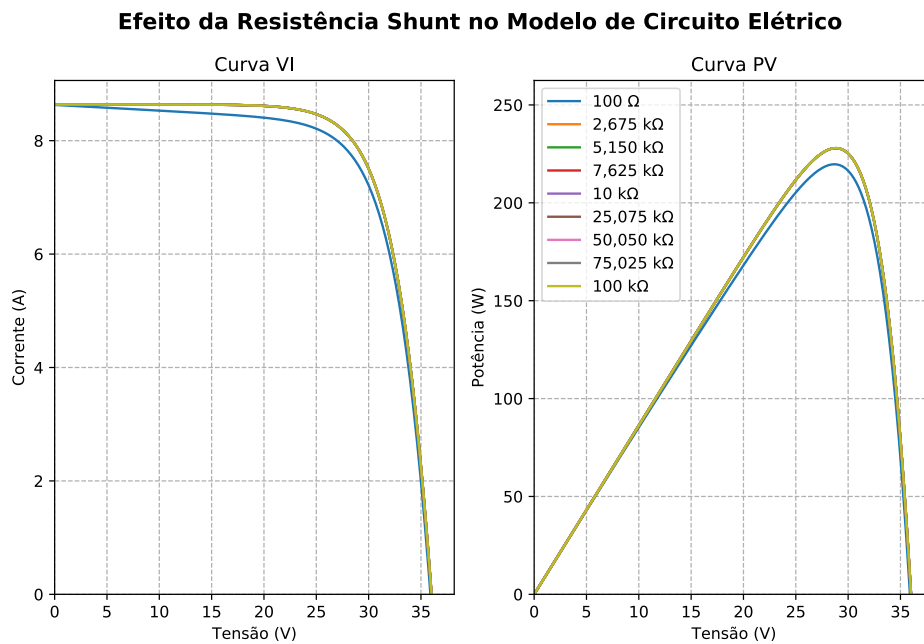


Figura A.15: Variação da resistência shunt.

### A.3 Discussão

Os gráficos obtidos estão de acordo com o esperado. Observou-se que a queda da temperatura beneficiava os níveis de corrente da célula, e por sua vez, a potência de saída também aumentava. Com a redução da irradiância, entretanto, a perturbação é muito mais evidente, já que foram observados quedas bruscas na corrente máxima do painel, aquela que seria considerada a de curto-circuito.

Concluí-se então que em operação, os arranjos de módulos solares sofrem com condições de sombreamento parcial ou completo, sendo o último responsável por cortar quase toda a geração de energia elétrica, já que a irradiância seria mínima, e essa é a variável que causa mais variação na corrente gerada. Ainda, em temperaturas elevadas, a eficiência do painel também cai, já que para as mesmas condições de irradiância, observou-se que a curva de potência não alcança os níveis nominais.



O modelo de circuito equivalente pode ser útil quando houver a necessidade de inclusão de uma resistência shunt, mas como normalmente esses componentes são muito elevados quando se deseja simular um modelo de módulo fotovoltaico, ela pode ser desprezada. O modelo puramente matemático visto nesse trabalho torna-se útil, então, para qualquer necessidade de simulação em que possa ser desprezada a resistência shunt.

## A.4 Conversão do Modelo para um Arranjo Fotovoltaico Simulável

O estudo do módulo fotovoltaico até o momento foi realizado considerando apenas um desses dispositivos. Todavia, é necessário simular o comportamento do arranjo de referência utilizado para esse projeto. Para a potência instalada de 11760 W e considerando o modelo mostrado na seção 2.5.4, usam-se 6 séries fotovoltaicas de 8 módulos em série.

### A.4.1 Simulação com a Quantidade de Módulos em Série e Paralelo

Em posse da configuração do arranjo fotovoltaico, no PSIM<sup>TM</sup> foram definidos dois parâmetros,  $M_s$  e  $M_p$ , que são respectivamente o número de módulos em série e paralelo. Foi necessário multiplicar a corrente de saída  $I_{pv}$  pelo número de módulos em paralelo, que indica a quantidade de séries fotovoltaicas. Já a tensão medida na saída do arranjo é dividida por  $M_p$ , de maneira a realimentar as equações de cada módulo com o valor correto de  $V_{pv}$ .

### A.4.2 Elementos Adicionados ao Circuito

Conforme relatado na seção 2.5.3, existem componentes que podem ser adicionados na saída do módulo para auxiliar no comportamento esperado do sistema. Para a simulação desenvolvida no PSIM<sup>TM</sup>, alguns desses dispositivos foram utilizados, como diodos de bloqueio e capacitores.

#### Diodo de Bloqueio

É recomendado usar um diodo em série com a saída do módulo fotovoltaico, também conhecido como diodo de bloqueio, para evitar danos aos componentes do circuito em caso de reversão da corrente. Também pode haver há inserção de um diodo em anti-paralelo com o módulo.

Quando um módulo fotovoltaico está gerando energia, a corrente flui do terminal positivo para o terminal negativo. No entanto, em condições de baixa luminosidade ou quando o módulo é coberto, a corrente pode começar a fluir na direção oposta, o que pode danificar os componentes do circuito ou reduzir a vida útil do módulo fotovoltaico.

Ao colocar um diodo em série com a saída do módulo fotovoltaico, a corrente reversa é bloqueada e a energia gerada pelo módulo é impedida de fluir para trás no circuito. Isso protege o módulo fotovoltaico e outros componentes do circuito contra danos.

É importante escolher um diodo com capacidade de corrente e tensão adequadas para a aplicação em questão. Além disso, o diodo deve ser posicionado corretamente no circuito para garantir que a corrente flua na direção correta e que o diodo esteja adequadamente resfriado.

Quando se considera a construção de um sistema fotovoltaico, é possível substituir o diodo de bloqueio por um fusível, comumente existente nas caixas de séries fotovoltaicas vendidas no mercado.

## Capacitor de Saída

O cálculo do capacitor na saída do módulo fotovoltaico depende de vários fatores, como a potência do módulo, a carga conectada ao sistema e os requisitos de regulação de tensão. O objetivo do capacitor na saída é suavizar as flutuações na tensão de saída do módulo fotovoltaico e reduzir o *ripple*, ou seja, as variações de tensão de curta duração.

Uma maneira de determinar o valor do capacitor é usar a fórmula:

$$C \approx \frac{I \times \Delta t}{\Delta V}, \quad (\text{A.1})$$

Onde:

- $C$  é o valor do capacitor em farads (F);
- $I$  é a corrente de saída do módulo fotovoltaico em amperes (A);
- $\Delta t$  é o tempo de descarga do capacitor em segundos (s);
- $\Delta V$  é a variação máxima de tensão permitida no capacitor em volts (V).

O valor do tempo de descarga  $\Delta t$  pode ser determinado a partir da frequência de operação do circuito e do tempo máximo permitido para o *ripple* de tensão.

A variação máxima de tensão permitida  $\Delta V$  depende dos requisitos de regulação de tensão da carga conectada ao sistema. Em geral, quanto menor a variação de tensão permitida, maior será o valor do capacitor necessário.

É importante escolher um capacitor com uma classificação de tensão adequada e com uma tolerância de capacitância que permita a obtenção do valor necessário de capacitância com uma margem de segurança adequada. Além disso, o capacitor deve ser posicionado adequadamente no circuito para minimizar a impedância e evitar problemas de ressonância.

Um exemplo de cálculo do capacitor para um sistema com frequência de operação de 5940 Hz e tempo máximo permitido para o *ripple* de tensão de 1 microssegundo ( $\mu s$ ), o valor do tempo de descarga  $\Delta t$  seria de 0,000167 segundos.

Assumindo um limite de variação máxima de tensão de 2% da tensão nominal do sistema, a capacitância necessária do capacitor pode ser calculada usando (A.1). Substituindo as incógnitas pelos valores:

- $\Delta t = 1,67 \mu s = 0,00000167 s$ ;
- $\Delta V = 0,02 \times 240 V = 4,8 V$ ;
- $I = 45 A$ ,

têm-se:

$$C = \frac{45A \times 0,00000167s}{4,8V} \approx 9,4nF. \quad (A.2)$$

Portanto, um capacitor com uma capacitância de aproximadamente 9,4 nF seria necessário para manter a variação máxima de tensão abaixo de 2% em um sistema fotovoltaico com uma corrente de saída de aproximadamente 45 A e uma frequência de operação de 5940 Hz, considerando um tempo máximo permitido para o *ripple* de tensão de 1  $\mu s$ . É importante lembrar que esses valores são apenas um exemplo e podem variar dependendo dos requisitos específicos do sistema e da carga.

### A.4.3 Circuitos Obtidos para o Arranjo no PSIM™

Finalmente, já tendo sido adotado os fatores que representam a quantidade de módulos em série e paralelo, a saída de corrente do modelo foi convertida para um sinal de potência no simulador, e então utilizada em conjunto com os elementos adicionados para evitar corrente reversa e oscilação brusca de tensão, sendo eles o diodo de bloqueio e o capacitor de saída. A Figura A.16 mostra isso. Dessa maneira, a tensão nos terminais do capacitor é medida, para que o modelo matemático já descrito possa ser realimentado. A saída positiva e negativa podem ser utilizadas em qualquer circuito que se deseja alimentar com um arranjo fotovoltaico.

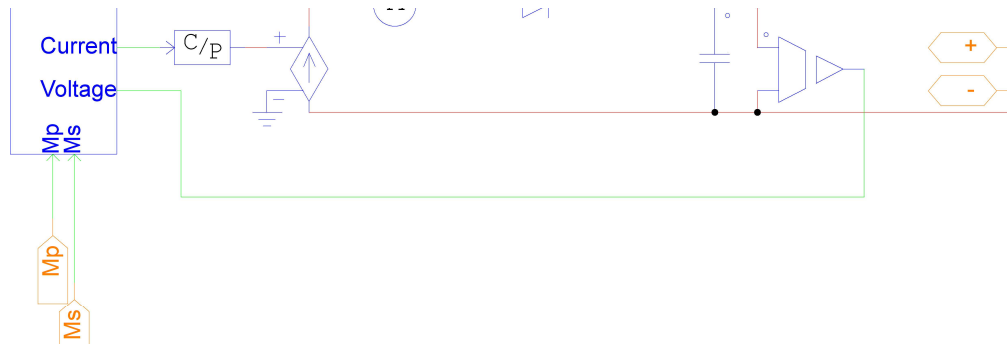


Figura A.16: Circuito final do módulo fotovoltaico, com terminal positivo e negativo.

Como exemplo, foi utilizada uma carga resistiva de  $4,9 \Omega$  para representar a potência de  $11760 \text{ kW}$ , obtendo uma tensão de cerca de  $240 \text{ V}$  e uma corrente de  $49 \text{ A}$ . O circuito mencionado pode ser visto na Figura A.17. A Figura A.18 mostra o resultado encontrado para a corrente e tensão com a adição dessa resistência nos terminais positivo e negativo do arranjo fotovoltaico. Vale lembrar da presença de um capacitor, previamente calculado, acoplado em paralelo com o arranjo fotovoltaico, que fica dentro do bloco desenvolvido mostrado na Figura A.17.

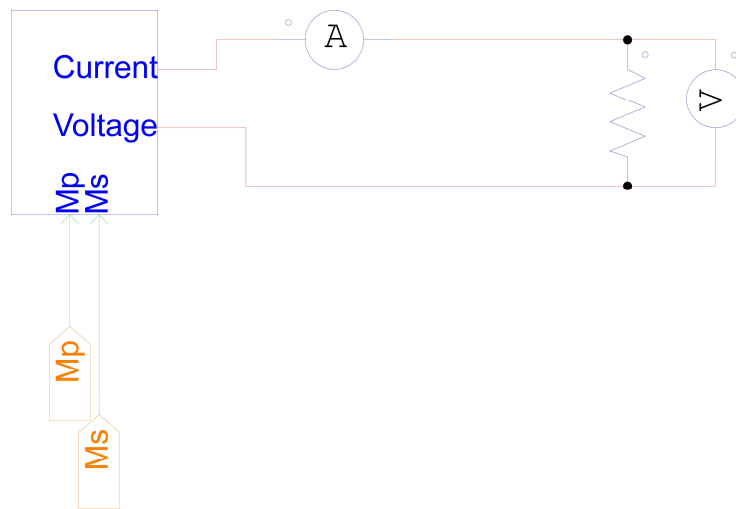


Figura A.17: Análise da resposta do modelo com uma carga puramente resistiva.

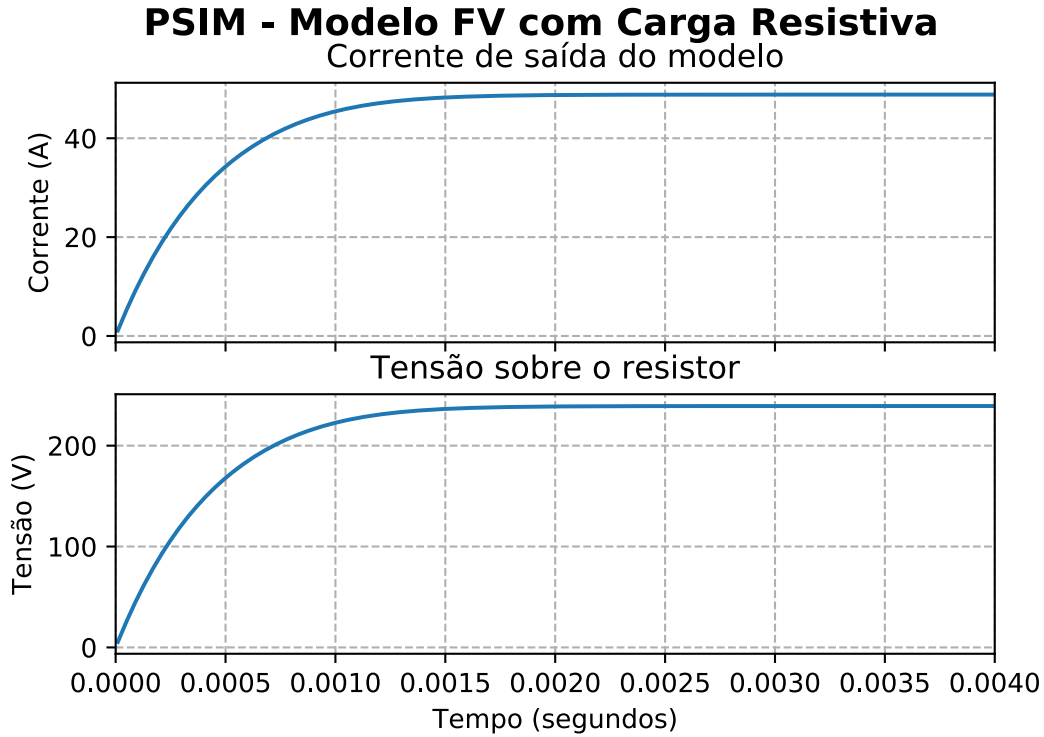


Figura A.18: Respostas do modelo, corrente e tensão, quando com carga resistiva - carga de  $4,9 \Omega$ .

A partir disso, é possível passar a implementar o modelo em circuitos com os conversores de eletrônica de potência, mais especificamente o conversor *boost* e o inversor trifásico.

#### A.4.4 Cálculo de Resistência Máxima

Um dos itens interessantes de serem considerados no arranjo fotovoltaico é a resistência oferecida entre a conversão de energia solar fotovoltaica para elétrica e a saída do arranjo. Para realização desse cálculo, basta inicialmente calcular a dissipação de potência no arranjo fotovoltaico. Isso pode ser feito, considerando o modelo com resistência série, conforme (A.3), em que  $M_s$  e  $M_p$  são respectivamente o número de módulos em série e paralelo.  $I_L$  é a corrente nominal de saída do arranjo.

$$P_p = \frac{R_s \cdot M_s}{M_p} \cdot I_L^2. \quad (\text{A.3})$$

Em seguida, calcula-se a potência de saída subtraindo a potência de pico do arranjo pelas perdas  $P = P_{nom} - P_p$ , e então se calcula a resistência máxima como em (A.4).

$$R = \frac{V_o^2}{P}. \quad (\text{A.4})$$

Para o projeto em questão em que a tensão no lado de alta seria de 450 V, a potência do arranjo de 11760 W e uma resistência série de 0,1  $\Omega$  para um arranjo 6x8, a resistência calculada ficou em 17,7  $\Omega$  aproximadamente.