



UNIVERSIDADE FEDERAL DA BAHIA
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Departamento de Engenharia Elétrica

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**Técnicas de Controle Anti-Windup Aplicadas a Conversores de
Potência no Contexto de Sistemas Fotovoltaicos**

RAUL BRITO CAVALCANTE DA SILVA

Salvador
04 de Outubro de 2019

RAUL BRITO CAVALCANTE DA SILVA

**TÉCNICAS DE CONTROLE ANTI-WINDUP APLICADAS A
CONVERSORES DE POTÊNCIA NO CONTEXTO DE SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS**

Esta Dissertação de Mestrado foi apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Tito Luís Maia Santos

Salvador
04 de Outubro de 2019

Ficha catalográfica elaborada pelo Sistema Universitário de Bibliotecas (SIBI/UFBA),
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Silva, Raul Brito Cavalcante da
Técnicas de Controle Anti-Windup Aplicadas a
Conversores de Potência no Contexto de Sistemas
Fotovoltaicos / Raul Brito Cavalcante da Silva. --
Salvador, 2019.
136 f. : il

Orientador: Tito Luís Maia Santos.
Dissertação (Mestrado - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica) -- Universidade Federal da
Bahia, Escola Politécnica, 2019.

1. Conversores de Potência. 2. Sistemas
Fotovoltaicos. 3. Ação Anti-Windup. I. Santos, Tito
Luís Maia. II. Título.

Raul Brito Cavalcante da Silva

"Técnicas de Controle Anti-Windup Aplicadas a Conversores de Potência no Contexto de Sistemas Fotovoltaicos"

Dissertação apresentada à Universidade Federal da Bahia, como parte das exigências do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, para a obtenção do título de *Mestre*.

APROVADA em: 04 de Outubro de 2019.

BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Tito Luís Maia Santos
Orientador - UFBA



Prof. Dr. Eduardo Furtado de Simas Filho
UFBA



Prof. Dr. Manoel de Oliveira Santos Sobrinho
UNIVASF

*Ao senhor Deus, aos meus Pais, à minha avó Natividade, à
minha avó Anazita, à minha irmã e à minha noiva que tanto
me impulsionaram nos momentos de fraqueza e estiveram
sempre ao meu lado.*

AGRADECIMENTOS

Este trabalho marca um desafio alcançado na minha vida e na minha carreira, onde pude encerrar algumas fases de minha jornada e também começar outras novas. Para isso, a UFBA me permitiu durante quase oito anos e meio um aprendizado de excelência, com diversos professores capazes de mudar situações antes nunca pensadas. A UFBA também me proporcionou vivenciar o meio acadêmico e nele pude conhecer outras culturas em outros países e, o mais importante, conhecer pessoas com ideais promissores e sentimentos motivacionais, o que me deram combustível para desenvolver essa dissertação.

O período de desenvolvimento desse trabalho foi muito conturbado, cheio de contradições e tempo escasso. Essas adversidades não só ocorreram na pós-graduação, mas também na graduação. Isto torna a universidade pública uma faca de dois gumes na carreira profissional. Aprendi muito com estas dificuldades que me levaram a refletir sobre as demandas que, por ventura, surgirão caso eu me torne professor num futuro próximo. Dentre essas demandas, agir com disciplina para melhorar o que dificultou meu processo, sempre percebendo o lado humano das pessoas.

Agradeço também aos meus pais Clovis e Jocelma que sempre me deram suporte financeiro e emocional, respectivamente. Agradeço com toda minha alma o amor incondicional da minhas avós Anazita e Natividade, vocês dedicaram suas vidas aos seus filhos e netos, por isso meu completo respeito e admiração eterna. Aos meus amigos de infância, que sempre estão por "perto" com a mesma alegria e prontos pra te ajudar.

Deixo aqui registrado meu amor incondicional por minha irmã Letícia, sempre companheira, de sorriso fácil e coração mole. Agradeço à minha noiva, amiga e companheira de sempre Maiara, que está comigo nos dias bons e ruins. Amo vocês.

Por fim, agradeço ao meu orientador Tito, que também foi meu professor na graduação das disciplinas de controle e esteve comigo durante todo o tempo de desenvolvimento deste trabalho, dia e noite, de segunda a segunda, sanando diversas dúvidas. Muito obrigado. Você também é um exemplo de dedicação e compromisso.

Muito obrigado a todos vocês!

Raul Brito Cavalcante da Silva

"Um pouco de ciência nos afasta de Deus. Muito nos aproxima"

—LOUIS PASTEUR (NOTA)

RESUMO

Neste trabalho apresenta-se o estudo do efeito das variações de radiação e temperatura, da mudança brusca de carga dos conversores e da resistência de perdas do indutor aplicados a painéis solares ligados a conversores de potência com o intuito de propor uma estratégia simplificada de mitigação das não-linearidades baseada em ação *anti-windup*. O estudo é feito numericamente com o Matlab/Simulink usando quatro estratégias *anti-windup* e com dados reais de radiação e temperatura obtidos pelo Sistema de Organização Nacional de Dados Ambientais/Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (SONDA/INPE). A sintonia do controlador PID é baseada no método do lugar das raízes com especificações pré-definidas de sobressinal e tempo de acomodação sem perda de generalidade. É mostrado que as técnicas *anti-windup*, numa versão modificada, melhoram significativamente o desempenho em malha fechada quando a radiação cai devido à passagem de nuvens, na medida em que se atenua o efeito das não-linearidades. Além disso, uma de suas vantagens advém da simplicidade de implementação das técnicas envolvidas.

São propostas alternativas para mitigar os efeitos indesejados da radiação e temperatura, perturbações na carga e na resistência de perdas do indutor e com isso regular a tensão de saída do sistema fotovoltaico. Para isso, três cenários de radiação das regiões nordeste, centro-oeste e sul do Brasil são simulados com as estratégias *back calculation*, Chen, *dead zone* e integração condicional modificada. Por fim, propõe-se fazer uma comparação de cada conversor com as técnicas utilizadas e as três situações reais de perturbação.

Palavras-chave: *Buck*, *Buck-Boost*, *Boost*, *Windup*, PID, *Back Calculation*, Chen, *Dead Zone*, Integração Condicional, Fotovoltaico, Controle de Conversores, Saturação

ABSTRACT

This paper presents the study of the effect of irradiance and temperature variations, the sudden change of converter's load and the resistance of losses of the inductor applied to a solar panel linked by power converters concerning to propose a simplified strategy to mitigate nonlinearities based on anti-windup action. The study is done numerically with Matlab/Simulink using four anti-windup strategies and real data of irradiance and temperature measured by Sistema de Organização Nacional de Dados Ambientais/Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (SONDA/INPE). The PID tuning is based on the root locus method with predefined specifications of overshoot and settling time without loss of generality. It is shown that the anti-windup technique, in a modified version, improves closed-loop performance significantly when irradiation decreases due to cloud effect as the effect of nonlinearities is attenuated. Moreover, one of its advantages comes from the simplicity of implementation of the techniques involved.

Alternatives are proposed to mitigate the undesired effects of irradiation and temperature, disturbances in load and resistance of losses of the inductor and thereby regulate the output voltage of the photovoltaic system. For this, three scenarios of irradiation of the northeast, center-west and south regions of Brazil are simulated with the back-calculation, Chen, dead zone, and modified conditional integration strategies. Finally, it is proposed to compare each converter with the techniques used and the three real disturbance situations.

Keywords: Buck, Buck-Boost, Boost, Windup, PID, Back Calculation, Chen's, Dead Zone, Conditional Integration, Photovoltaic, Converter Control, Saturation

SUMÁRIO

Capítulo 1—Introdução	1
1.1 Objetivos	3
1.1.1 Objetivo Geral	3
1.1.2 Objetivos Específicos	3
1.2 Revisão Bibliográfica	3
1.3 Estrutura da Dissertação	5
Capítulo 2—Conversores Estáticos	7
2.1 Princípios Gerais de Controle dos Conversores de Potência	7
2.2 Modelo do Conversor <i>Buck</i>	7
2.3 Modelo do Conversor <i>Buck-Boost</i>	13
2.4 Modelo do Conversor <i>Boost</i>	18
2.5 Conclusão	23
Capítulo 3—Técnicas Anti-Windup para Controladores PID	25
3.1 Sistemas de Controle	25
3.2 Controlador PID	26
3.2.1 Ação Proporcional	27
3.2.2 Ação Integral	28
3.2.3 Ação Derivativa	29
3.3 Análise do Fenômeno <i>Windup</i>	30
3.4 Técnicas <i>Anti-Windup</i>	32
3.4.1 Técnica Linear	32
3.4.2 Técnicas Não-Lineares	33
3.5 Conclusão	37
Capítulo 4—Projeto do Sistema Fotovoltaico com Variações de Temperatura e Irradiação	38
4.1 Introdução	38
4.2 Dimensionamento dos Elementos do Sistema	38
4.2.1 Topologia do Sistema	38
4.2.2 Efeitos da Irradiação e Temperatura	42
4.2.3 Parâmetros do Arranjo Fotovoltaico	47
4.3 Controle Direto de Tensão	48
4.3.1 Controle e Dimensionamento do Conversor Buck	51
4.3.2 Controle e Dimensionamento do Conversor Buck-Boost	54

4.3.3	Controle e Dimensionamento do Conversor Boost	56
4.4	Projeto do Controlador Via Lugar Geométrico das Raízes	59
4.4.1	Projeto do Controlador do Conversor Buck-Boost	62
4.4.2	Projeto do Controlador do Conversor Buck	65
4.4.3	Projeto do Controlador do Conversor Boost	66
Capítulo 5	—Estudo de Casos	69
5.1	Caso 1 - Efeito da Carga na Saturação	71
5.1.1	Estratégias <i>Anti-windup</i> - Conversor Buck	71
5.1.2	Estratégias <i>Anti-windup</i> - Conversor Buck-Boost	79
5.1.3	Estratégias <i>Anti-windup</i> - Conversor Boost	84
5.2	Caso 2 - Efeito da Resistência de Perdas do Indutor	89
5.2.1	Estratégias Anti-Windup - Conversor Buck	89
5.2.2	Estratégias Anti-Windup - Conversor Buck-Boost	94
5.2.3	Estratégias Anti-Windup - Conversor Boost	97
5.3	Caso 3 - Efeito da Radiação e Temperatura	99
5.3.1	Estratégias Anti-Windup - Conversor Buck	104
5.3.2	Estratégias Anti-Windup - Conversor Buck-Boost	115
5.4	Síntese dos Resultados	125
Capítulo 6	—Conclusões e Recomendações para Trabalhos Futuros	128
6.1	Conclusões	128
6.2	Trabalhos Futuros	129
	Rotina Matlab Gerador de Sinal: Excel - Simulink	131

LISTA DE FIGURAS

2.1	Conversor Buck (Abaixador).	9
2.2	Conversor Buck-Boost (Abaixador-Elevador).	14
2.3	Conversor Boost (Elevador).	19
3.1	Sistema de controle de malha aberta.	25
3.2	Sistema de controle de malha fechada.	26
3.3	Resposta ao degrau para diferentes valores de K_p .	27
3.4	Resposta ao degrau para diferentes valores de K_i .	28
3.5	Resposta ao degrau para diferentes valores de K_d .	29
3.6	Efeito do <i>Windup</i> (Adaptado de COOPER).	30
3.7	Sistema de controle com o <i>Anti-windup</i> .	31
3.8	Arquitetura básica de um sistema com <i>Anti-Windup</i> .	31
3.9	Back Calculation com controlador PID.	33
3.10	Técnica <i>External Reset</i> .	34
3.11	Estrutura da Zona Morta.	35
3.12	Integração Condicional.	36
3.13	Estrutura da Técnica de Chen.	37
4.1	Sistema Isolado com carga CC sem armazenamento.	39
4.2	Sistema Isolado com carga CC com armazenamento.	39
4.3	Sistema Isolado com carga CA sem armazenamento.	40
4.4	Sistema Isolado com carga CA com armazenamento.	40
4.5	Sistema Conectado à Rede Elétrica (ANEEL, 2016).	41
4.6	Sistema Fotovoltaico Híbrido.	41
4.7	Radiação Solar - Brasília: Novembro de 2015.	42
4.8	Temperatura - Brasília 11/2015.	43
4.9	Circuito de uma célula fotovoltaica.	43
4.10	Curva característica de irradiação I-V de um painel fotovoltaico.	45
4.11	Curva característica de irradiação P-V de um painel fotovoltaico.	45
4.12	Curva característica de temperatura I-V de um painel fotovoltaico.	46
4.13	Curva característica de temperatura P-V de um painel fotovoltaico.	46
4.14	Arranjo Fotovoltaico.	47
4.15	Modulação da razão cíclica por PWM (Adaptado de (ERICKSON; MAK-SIMOVIC, 2007)).	49
4.16	Circuito de Modulação do PWM (Adaptado de (ERICKSON; MAK-SIMOVIC, 2007)).	49
4.17	Controle Direto de Tensão - Conversor Buck.	51
4.18	Modelo não linear - Conversor Buck.	53
4.19	Controle Direto de Tensão - Conversor Buck-Boost.	55

4.20	Modelo não-linear do Conversor Buck-Boost.	56
4.21	Controle Direto de Tensão - Conversor Boost.	57
4.22	Modelo não-linear do Conversor Boost.	58
4.23	Lugar das raízes do controlador PD em avanço de fase.	60
4.24	Lugar das raízes do controlador PI.	61
4.25	Lugar das raízes do conversor buck-boost não compensado.	62
4.26	Inclusão do controlador PD no lugar das raízes.	63
4.27	Inclusão do controlador PI no lugar das raízes.	64
4.28	Lugar das raízes do conversor buck-boost compensado.	65
4.29	Resposta ao degrau para o sistema compensado.	65
4.30	Resposta ao degrau de $C_{pid}(s)G_{vd}(s)$	66
4.31	Lugar das raízes do conversor boost não compensado.	67
4.32	Resposta ao degrau do conversor boost compensado.	68
5.1	Sistema fotovoltaico em Matlab/Simulink com radiação real no conversor <i>buck</i> e controlador PID.	70
5.2	Sistema fotovoltaico em Matlab/Simulink com radiação real no conversor <i>buck-boost</i> e controlador PID.	70
5.3	Sistema fotovoltaico em Matlab/Simulink com radiação real no conversor <i>boost</i> e controlador PID.	71
5.4	Radiação real na cidade de Natal (SONDA, 2018).	72
5.5	Temperatura real na cidade de Natal (SONDA, 2018).	72
5.6	Conversor <i>buck</i> com variação de carga.	72
5.7	Tensão de entrada do painel solar.	73
5.8	Tensão de saída e sinal de controle para o conversor <i>buck</i> sem <i>anti-windup</i>	73
5.9	Bloco do controlador PID com a técnica de <i>back calculation</i>	74
5.10	Atuação da técnica <i>back calculation</i> no conversor <i>buck</i> com variação de carga.	75
5.11	Bloco do controlador PID com a técnica de Chen.	75
5.12	Atuação da técnica de Chen no conversor <i>buck</i> com variação de carga.	76
5.13	Bloco do controlador PID com a técnica <i>dead zone</i>	76
5.14	Atuação da técnica <i>dead zone</i> no conversor <i>buck</i> com variação de carga.	77
5.15	Bloco do controlador PID com a técnica integração condicional modificada.	77
5.16	Atuação da técnica de integração condicional no conversor <i>buck</i> com variação de carga.	78
5.17	Comparação das tensões de saída do conversor <i>buck</i> com estratégias <i>anti-windup</i>	78
5.18	Comparação do sinal de controle do conversor <i>buck</i> com as estratégias <i>anti-windup</i>	79
5.19	Conversor <i>buck-boost</i> com variação de carga.	79
5.20	Tensão de saída e sinal de controle para o conversor <i>buck-boost</i> sem <i>anti-windup</i>	80
5.21	Tensão de saída e sinal de controle para o conversor <i>buck-boost</i> com o <i>anti-windup back calculation</i>	81
5.22	Tensão de saída e sinal de controle para o conversor <i>buck-boost</i> com <i>anti-windup</i> Chen.	81

5.23	Tensão de saída e sinal de controle para o conversor <i>buck-boost</i> com a estratégia <i>dead zone</i>	82
5.24	Tensão de saída e sinal de controle para o conversor <i>buck-boost</i> com a integração condicional modificada.	83
5.25	Comparação das tensões de saída do conversor <i>buck-boost</i> com estratégias <i>anti windup</i>	83
5.26	Comparação do sinal de controle do conversor <i>buck-boost</i> com estratégias <i>anti windup</i>	84
5.27	Conversor <i>boost</i> com variação de carga.	85
5.28	Tensão de saída e sinal de controle para o conversor <i>boost</i> sem <i>anti-windup</i>	85
5.29	Tensão de saída e sinal de controle para o conversor <i>boost</i> com a técnica <i>back calculation</i>	86
5.30	Tensão de saída e sinal de controle para o conversor <i>boost</i> com a técnica de Chen.	87
5.31	Tensão de saída e sinal de controle para o conversor <i>boost</i> com a técnica <i>dead zone</i>	87
5.32	Tensão de saída e sinal de controle para o conversor <i>boost</i> com a técnica <i>dead zone</i>	88
5.33	Comparação das tensões de saída do conversor <i>boost</i> com as estratégias <i>anti-windup</i>	88
5.34	Comparação dos sinais de controle do conversor <i>boost</i> com as estratégias <i>anti-windup</i>	89
5.35	Influência da resistência de perdas na tensão de saída do conversor <i>buck</i> sem <i>anti-windup</i>	90
5.36	Influência da resistência de perdas no sinal de controle do conversor <i>buck</i> sem <i>anti-windup</i>	90
5.37	Influência da resistência de perdas do indutor na tensão de saída do conversor <i>buck</i> com <i>anti-windup back calculation</i>	91
5.38	Influência da resistência de perdas do indutor na tensão de saída do conversor <i>buck</i> com <i>anti-windup</i> Chen.	91
5.39	Influência da resistência de perdas do indutor na tensão de saída do conversor <i>buck</i> com <i>anti-windup dead zone</i>	92
5.40	Influência da resistência de perdas do indutor na tensão de saída do conversor <i>buck</i> com <i>anti-windup</i> integração condicional.	92
5.41	Influência da resistência de perdas do indutor no sinal de controle do conversor <i>buck</i> com <i>anti-windup back calculation</i>	93
5.42	Influência da resistência de perdas do indutor no sinal de controle do conversor <i>buck</i> com <i>anti-windup</i> Chen.	93
5.43	Influência da resistência de perdas do indutor no sinal de controle do conversor <i>buck</i> com <i>anti-windup dead zone</i>	93
5.44	Influência da resistência de perdas do indutor no sinal de controle do conversor <i>buck</i> com <i>anti-windup</i> integração condicional.	94
5.45	Influência da resistência de perdas do indutor na tensão de saída do conversor <i>buck-boost</i> com <i>anti-windup</i> Chen.	95
5.46	Influência da resistência de perdas do indutor na tensão de saída do conversor <i>buck-boost</i> com <i>anti-windup dead zone</i>	95

5.47	Influência da resistência de perdas do indutor na tensão de saída do conversor <i>buck-boost</i> com <i>anti-windup</i> integração condicional.	96
5.48	Influência da resistência de perdas do indutor no sinal de controle do conversor <i>buck-boost</i> com <i>anti-windup</i> Chen.	96
5.49	Influência da resistência de perdas do indutor no sinal de controle do conversor <i>buck-boost</i> com <i>anti-windup dead zone</i>	97
5.50	Influência da resistência de perdas do indutor no sinal de controle do conversor <i>buck-boost</i> com <i>anti-windup</i> integração condicional.	97
5.51	Influência da resistência de perdas do indutor na tensão de saída e no sinal de controle do conversor <i>boost</i> com <i>anti-windup</i> Chen.	98
5.52	Influência da resistência de perdas do indutor na tensão de saída e no sinal de controle do conversor <i>boost</i> com <i>anti-windup dead zone</i>	98
5.53	Influência da resistência de perdas do indutor na tensão de saída e no sinal de controle do conversor <i>boost</i> com <i>anti-windup</i> integração condicional. . .	98
5.54	Radiação e temperatura da Cidade de Natal das 13 às 15 horas do dia 01/01/2017 (SONDA, 2018).	100
5.55	Radiação e temperatura da Cidade de Brasília com intervalo de 60 minutos do dia 31/01/2018 (SONDA, 2018).	101
5.56	Radiação e temperatura da Cidade de São Martinho da Serra das 16 às 18 horas do dia 01/06/2017 (SONDA, 2018).	102
5.57	Tensão de entrada do sistema fotovoltaico com a radiação da cidade de Natal.	103
5.58	Tensão de entrada do sistema fotovoltaico com a radiação da cidade de Brasília.	103
5.59	Tensão de entrada do sistema fotovoltaico com a radiação da cidade de São Martinho da Serra.	103
5.60	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck</i> sem <i>anti-windup</i> para radiação de Natal.	104
5.61	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck</i> com <i>back calculation</i> para radiação de Natal.	105
5.62	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck</i> com a técnica de Chen para radiação de Natal.	105
5.63	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck</i> com <i>dead zone</i> para radiação de Natal.	106
5.64	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck</i> com integração condicional para radiação de Natal.	106
5.65	Comparação entre as tensões de saída para cada técnica <i>anti-windup</i>	106
5.66	Comparação entre os sinais de controle da razão cíclica para cada técnica <i>anti-windup</i>	107
5.67	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck</i> sem <i>anti-windup</i> para radiação de Brasília.	108
5.68	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck</i> com <i>back calculation</i> para radiação de Brasília.	108
5.69	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck</i> com a técnica de Chen para radiação de Brasília.	109
5.70	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck</i> com <i>dead zone</i> para radiação de Brasília.	109

5.71	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck</i> com integração condicional para radiação de Brasília.	109
5.72	Comparação entre as tensões de saída para cada técnica <i>anti-windup</i>	110
5.73	Comparação entre os sinais de controle da razão cíclica para cada técnica <i>anti-windup</i>	110
5.74	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck</i> sem <i>anti-windup</i> para radiação de São Martinho da Serra.	111
5.75	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck</i> com <i>back calculation</i> para radiação de São Martinho da Serra.	112
5.76	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck</i> com a técnica de Chen para radiação de São Martinho da Serra.	112
5.77	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck</i> com <i>dead zone</i> para radiação de São Martinho da Serra.	113
5.78	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck</i> com integração condicional para radiação de São Martinho da Serra.	113
5.79	Comparação entre as estratégias de Chen, <i>back calculation</i> e <i>dead zone</i>	114
5.80	Comparação entre as estratégias de Integração Condicional, <i>back calculation</i> e <i>dead zone</i>	114
5.81	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck-boost</i> sem <i>anti-windup</i> para radiação de Natal.	116
5.82	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck-boost</i> com <i>back calculation</i> para radiação de Natal.	116
5.83	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck-boost</i> com a técnica de Chen para radiação de Natal.	117
5.84	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck-boost</i> com <i>dead zone</i> para radiação de Natal.	117
5.85	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck-boost</i> com integração condicional para radiação de Natal.	117
5.86	Comparação entre as tensões de saída para cada técnica <i>anti-windup</i>	118
5.87	Comparação entre os sinais de controle da razão cíclica para cada técnica <i>anti-windup</i>	118
5.88	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck-boost</i> sem <i>anti-windup</i> para radiação de Brasília.	119
5.89	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck-boost</i> com <i>back calculation</i> para radiação de Brasília.	119
5.90	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck-boost</i> com a técnica de Chen para radiação de Brasília.	120
5.91	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck-boost</i> com <i>dead zone</i> para radiação de Brasília.	120
5.92	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck-boost</i> com integração condicional para radiação de Brasília.	121
5.93	Comparação entre as tensões de saída para cada técnica <i>anti-windup</i>	121
5.94	Comparação entre os sinais de controle da razão cíclica para cada técnica <i>anti-windup</i>	121
5.95	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck-boost</i> sem <i>anti-windup</i> para radiação de São Martinho da Serra.	122

5.96	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck-boost</i> com <i>back calculation</i> para radiação de São Martinho da Serra.	123
5.97	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck-boost</i> com a técnica de Chen para radiação de São Martinho da Serra.	123
5.98	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck-boost</i> com <i>dead zone</i> para radiação de São Martinho da Serra.	124
5.99	Tensão de saída e sinal de controle do conversor <i>buck-boost</i> com integração condicional para radiação de São Martinho da Serra.	124
5.100	Comparação entre as tensões de saída para cada técnica <i>anti-windup</i>	124
5.101	Comparação entre os sinais de controle da razão cíclica para cada técnica <i>anti-windup</i>	125

LISTA DE TABELAS

2.1	Parâmetros dos principais conversores CC-CC.	24
3.1	Técnicas <i>Anti-Windup</i>	32
4.1	Parâmetros do Pannel Fotovoltaico - Soltech.	47
5.1	Síntese dos resultados do conversor <i>buck</i> no Cenário 1.	126
5.2	Síntese dos resultados do conversor <i>buck</i> no Cenário 2.	126
5.3	Síntese dos resultados do conversor <i>buck</i> no Cenário 3.	126
5.4	Síntese dos resultados do conversor <i>buck-boost</i> no Cenário 1.	126
5.5	Síntese dos resultados do conversor <i>buck-boost</i> no Cenário 2.	126
5.6	Síntese dos resultados do conversor <i>buck-boost</i> no Cenário 3.	126
5.7	Síntese dos resultados do conversor <i>boost</i> no Cenário 1.	127

LISTA DE SIGLAS

MPPT	<i>Maximum Power Point Traking</i>	1
PID	Proporcional-Integral-Derivativo	3
MIMO	<i>Multiple Input and Multiple Output</i>	3
PI	Proporcional-Integral	3
MCC	Modo de Condução Contínua	5
MCD	Modo de Condução Descontínua	7
SISO	<i>Single Input and Single Output</i>	25
SFV	Sistemas Fotovoltaicos	38
SONDA	Sistema de Organização Nacional de Dados Ambientais	38
SFI	Sistemas Fotovoltaicos Isolados	38
SFH	Sistemas Fotovoltaicos Híbridos.....	39
SFCR	Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede	38
CC	Corrente Contínua.....	39
CA	Corrente Alternada.....	39
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica	40
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais	42
STC	<i>Standard Test Condition</i>	47
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>	48
LABREN	Laboratório de Modelagem e Estudos de Recursos Renováveis de Energia	42

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

A energia solar fotovoltaica e sua expansão têm se mostrado como alternativas viáveis para suprir parte do crescimento da demanda de energia que ocorre em nível nacional e internacional. Além de ser uma fonte renovável e intermitente, esta é uma energia não poluente, silenciosa e que vem reduzindo seus custos com o passar dos anos (EIA, 2018; EPE, 2017). Ademais, ela é particularmente importante nos casos de comunidades isoladas ainda nos dias atuais (EPE, 2018).

A conversão de energia solar em energia elétrica se dá por meio da célula solar, a qual é composta por materiais semicondutores com silício mono ou policristalino. Os painéis solares fornecem uma ampla gama de tensão e corrente de saída, porém um conjunto de valores definidos pela carga conectada, temperatura das células e irradiação solar são capazes de produzir uma máxima potência. A característica $I \times V$ dos painéis depende da irradiação solar e da temperatura da célula fotovoltaica e estas variáveis causam flutuações no ponto de potência máxima (*Maximum Power Point Tracking* (MPPT)). Com isso, conversores estáticos controlados são alocados entre geradores fotovoltaicos e cargas, com a finalidade de manter o sistema trabalhando próximo ao MPPT, dentro da faixa de operação da topologia escolhida (BELHACHAT et al., 2007).

No entanto, fatores externos a exemplo de perturbações tendem a dificultar a entrega de máxima potência. Nesse contexto, conversores CC-CC no modo comutado e o sistema de controle são ferramentas fundamentais que podem influenciar na eficiência da geração de energia. Os conversores de potência são tipicamente projetados para proverem uma tensão ou corrente fixa. Para alcançar tal mecanismo, a estratégia de controle cumpre um papel essencial no sentido de regular continuamente o sistema fotovoltaico e garantir seu ponto de operação em torno do MPPT (RASHID et al., 2011). Em outros cenários, caso a fonte esteja alimentando diretamente a carga isolada, faz-se necessário regular a tensão da carga a despeito de fatores externos como temperatura, irradiação solar e velocidade dos ventos.

Técnicas de controle lineares são difundidas devido à simplicidade de análise e implementação. A faixa efetiva de operação aproximadamente linear pode ser limitada em sistemas com não-linearidades acentuadas. Em conversores de potência existem aplicações baseadas em métodos que se dividem em lineares e não-lineares (SIRA-RAMIREZ; SILVA-ORTIGOZA, 2006).

Os sistemas de controle real estão sujeitos à saturação, sendo esta uma limitação inerentemente não-linear. Assim, seus efeitos indesejados podem ser relevantes na presença de perturbações. Os limites operacionais dos atuadores definem a faixa que os mesmos podem ser utilizados sem saturação. Fora dessa faixa, o sistema é dito saturado, como por exemplo a abertura ou fechamento de uma válvula além do normal, o aumento brusco da velocidade de um motor, o limite da razão cíclica para os conversores e entre outros (ASTRÖM; MURRAY, 2010). Assim, ações que possam afetar o sinal de controle em grande amplitude e a ocorrência de perturbações de grande intensidade podem levar a malha de controle à saturação. Além disso, o próprio comportamento dinâmico é inerentemente não-linear nos conversores de potência típicos (SIRA-RAMIREZ; SILVA-ORTIGOZA, 2006).

Nota-se que a maior parte da geração de energia ocorre em pontos distantes da efetiva entrega da eletricidade, por meio de linhas de transmissão bem extensas. Assim, boa parte dessa energia gerada é perdida, ocasionando desperdício e aumento no custo da energia fornecida. Entretanto, a geração de energia por meio da energia fotovoltaica mostra-se bem mais eficiente por fazer a geração e a entrega no mesmo ponto de energia, logo aproveitando ao máximo sua produção energética. Ademais, outra vantagem desse processo é que evita a emissão de gás carbônico na atmosfera (CO_2) (EPE, 2014a).

Do ponto de vista dos conversores, há diversas topologias na literatura, dentre as quais são mais usadas para os conversores *buck*, *boost* e *buck-boost*. Esses conversores têm características distintas no contexto da eficiência. Seguel advoga (SEGUEL, 2009) que o conversor *buck*, por apresentar uma característica com reta crescente e linear, é mais eficiente quanto a sua potência de saída, desde que apresente nesse contexto tensão de entrada e de saída com a mesma ordem de grandeza. Por outro lado, ele não apresenta comportamento adequado para situações em que essa ordem de grandeza seja superada pela entrada ou pela saída. Com isso, se o conversor não estiver no modo de condução contínua, a linearidade desaparece. Logo, a saturação tende a ser um problema relevante uma vez que a presença de perturbação como nuvens ou variação de temperatura podem gerar uma queda acentuada da tensão do painel (MOHAN; ROBBINS; UNDELAND, 2003).

Portanto, observa-se a importância da análise do efeito das não-linearidades e da saturação na presença de perturbações relevantes. Este tipo de perturbação é particularmente importante em dias nublados, nos quais a irradiação solar pode cair de forma abrupta. A título de exemplo, este problema pode ocorrer num cenário em que o painel alimenta uma carga isolada, mas a bateria do sistema reserva (do inglês *Uninterruptible Power Supply*) encontra-se descarregada. Assim, pretende-se analisar a combinação de perturbações típicas e não-linearidades.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Objetivo Geral

O objetivo deste trabalho é avaliar o impacto do acúmulo da ação integral, também conhecido como *windup*, combinado com o efeito das não-linearidades visando mitigar a degradação do desempenho de regulação de tensão na presença de perturbações. Com isso, faz-se necessário analisar o modelo de perturbação de irradiação solar na presença de nuvens e o comportamento do sistema de controle na presença de perturbações efetivamente medidas. Além disso, pretende-se comparar o comportamento de conversores *buck*, *buck-boost* e *boost* com técnicas *anti-windup* simplificadas na ocorrência de múltiplos cenários de perturbação.

1.1.2 Objetivos Específicos

Por fim, o presente trabalho tem como objetivo analisar a importância das técnicas *anti-windup* na regulação de tensão fotovoltaica quando a passagem de nuvens afeta a radiação e a temperatura do painel fotovoltaico, causando a saturação, respostas não-lineares e até instabilidade. Para isso, serão usados dados reais de irradiação e temperatura aplicados aos conversores.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Os controladores Proporcional-Integral-Derivativo (PID) são utilizados em grande escala, principalmente na área industrial, devido a algumas vantagens como vasta literatura abordada sobre o assunto. Åström e Rundqwist abordam (ÅSTRÖM; RUNDQWIST, 1989) o efeito da saturação no atuador e suas consequências na malha de realimentação quando o sinal de saída do controle e entrada da planta atinge valores indesejáveis. Assim, como esse efeito foi visto na parcela integral do PID, este foi chamado de integrador *windup* em um primeiro momento. Além disso, os autores descrevem métodos para evitar o *windup* e assim o nomeiam de *anti-windup*.

Com isso, o estudo das técnicas para contornar o *windup* tem sido analisado há décadas. O trabalho feito por Bernstein e Michel ilustra (BERNSTEIN; MICHEL, 1995) a ordem cronológica desse estudo da ação da saturação dos atuadores e do *windup* ao longo dos anos. Um estudo mais recente, abordado por Hippe, mostra (HIPPE, 2006) o uso de ferramentas lineares para modelos não-lineares e expande a análise do *anti-windup* para sistemas com múltiplas entradas e saídas (*Multiple Input and Multiple Output* (MIMO)).

No final da década de 60, os primeiros estudos sobre o *anti-windup* analisaram alguns algoritmos para o controle digital sobre a ação integral dos controladores Proporcional-

Integral (PI) e PID (FERTIK; ROSS, 1967). Além disso, nas décadas de 70 e 80, uma abordagem voltada para uma técnica chamada de integração condicional, a qual limita numa faixa a parte integral dentro do ponto de operação estabelecido, mostrou os sistemas de rastreamento inteligente da saturação do atuador e do integrador *windup* (KRIKELIS, 1980; KRIKELIS; BARKAS, 1984). Ademais, Hanus propôs (HANUS, 1980) uma técnica de rastreamento chamada *back calculation* em que o sinal de saída de controle obedece os limites da saturação e, assim, criou-se um novo método de prevenção para o *reset windup*. Ainda na década de 80, Glattfelder e Schaufelberger, com o objetivo de mostrar a robustez da resposta de um sistema realimentado, aplicaram (GLATTFELDER; SCHAUFELBERGER, 1983) a teoria de estabilidade não-linear para solucionar o problema.

A partir dessas considerações, Aström e Wittenmark definiram (WITTENMARK et al., 1990) um modelo geral para o espaço de estados e usaram um observador explícito a fim de avaliar algumas saturações no controle de variáveis. Assim, vários outros trabalhos foram desenvolvidos e, dentre eles, alguns mais relevantes para esse trabalho como o estudo de Hansson, Gruber e Todtli sobre a lógica de Fuzzy (HANSSON; GRUBER; TÖDTLI, 1994) implementada para controladores PID; o trabalho de Zheng, Kothare e Morari, o qual avalia (ZHENG; KOTHARE; MORARI, 1994) o princípio do modelo interno, foi expandido recentemente por Soares que analisa (SOARES et al., 2010) o modelo em questão, mas também aborda sobre o *windup* e seus impactos sobre os controladores ressonantes, multi-ressonantes e repetitivos, além de simular uma nova técnica chamada de atualização condicional.

Em meados da década de 90, Bohn e Atherton apresentaram (BOHN; ATHERTON, 1995) trabalhos com as primeiras simulações do *windup* com o software *Simulink* do Matlab e analisaram as estratégias de integração condicional, integração limitada, rastreamento *anti-windup* ou *back calculation* e o *back calculation* modificado para mostrar alguns parâmetros alcançados com as simulações. Assim, vê-se o surgimento de algumas técnicas que serão utilizadas para avaliar alguns conversores nessa dissertação.

Hodel e Hall (HODEL; HALL, 2001) propuseram uma estrutura variável do PID para prevenir o fenômeno, a qual servia para situações em tempo contínuo e tempo discreto. Em 2005, Gomes da Silva e Tarouriech mostraram (SILVA; TARBOURIECH, 2005) novos avanços teóricos para modelar sistemas baseados na matriz linear de desigualdades e suas regiões de estabilidade, com os ganhos em malha fechada do *anti-windup*. Somando-se a isso, estudos mais recentes, datados de 2013 até o momento resumem a influência da saturação de atuadores na ação de controle integral (DAHLEM; JUNIOR; FERREIRA,), assim como a atuação desses compensadores na energia das ondas (LEKKA; TURNER; MENON, 2016), no controle de motores, válvulas, temperatura e entre outras situações em que se pode ver saturação.

Anti-Windup no contexto do controle de conversores.

Os métodos clássicos de aplicação de técnicas para evitar o fenômeno *windup* podem ser aplicados numa extensa gama de problemas e situações que envolvam o controle integral e a saturação. Dado que o crescimento da instalação da energia fotovoltaica é um fato que ainda está em pauta nos dias atuais e que inclui fatores como custo, sustentabilidade e rendimento, vê-se também que estudos relacionados ao *anti-windup* aplicados à teoria de controladores e conversores de potência apresenta uma literatura ainda a ser descoberta, contemporânea.

O primeiro trabalho proposto por Olalla *et al.* aborda (OLALLA *et al.*, 2009) um estudo inovador do controle robusto H_∞ aplicado a um conversor buck em Modo de Condução Contínua (MCC), em que algumas vantagens são destacadas, como, por exemplo, o ajuste automático dos ganhos dos controladores e a facilidade de inserção de incertezas, além disso o método garante uma grande margem de estabilidade em todo o processo. Logo, a saturação do duty-cycle (sinal de controle) é avaliada como um problema a ser regulado e prevenido também nos conversores *boost* e *buck-boost*.

Villalva, Siqueira e Ruppert mostram (VILLALVA; SIQUEIRA; RUPPERT, 2010) avanços na maneira de trabalhar com placas solares, sua regulação de tensão e seu controle com o auxílio, mais uma vez, do conversor buck. Devido à simplicidade do modelo dinâmico, acredita-se que a regulação de tensão entre o painel e a carga pode ser realizada de forma mais rápida na abordagem de máxima potência. Por outro lado, os autores fazem uma ressalva na qual se pode utilizar o mesmo procedimento para outros conversores. Xiao, Wen e Zeineldin mostraram (XIAO; WEN; ZEINELDIN, 2012) as peculiaridades do conversor boost para simulações com e sem *anti-windup*. Algumas características, como a não-linearidade e uma função de transferência com a presença de uma fase não-mínima, fazem com que o *anti-windup* haja como um limitador de corrente e *duty cycle* para evitar um sobressinal alto e uma resposta lenta.

Por fim, outras contribuições envolvendo o *anti-windup* como a utilização do fator K para o projeto de compensadores e o método de regulação de tensão e frequência foram estudadas em conversores *buck* e *buck-boost*, respectivamente (SENA, 2013; BALAMURUGAN; SELVAPERUMAL, 2016). Logo, deve-se notar que poucos trabalhos consideram a combinação de saturação e não-linearidades na presença de perturbações no contexto de conversores aplicados à energia fotovoltaica.

1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No Capítulo 2, são apresentados os princípios gerais de controle aplicados aos conversores estáticos. Além do exposto, serão ilustradas as malhas de controle dos conversores

buck, *boost* e *buck-boost* com as devidas alterações para as técnicas abordadas no segundo capítulo.

No Capítulo 3, apresenta-se uma revisão dos controladores PID, introduz-se o fenômeno de estudo *windup* e aborda-se sobre as técnicas *anti-windup* que serão simuladas neste trabalho.

No Capítulo 4, são feitos o projeto e a simulação dos conversores estáticos escolhidos para um sistema fotovoltaico com irradiação e temperatura reais. Além disso, utiliza-se o método do lugar das raízes para projeto do controlador PID e mostra-se o controle direto de tensão dos conversores.

No Capítulo 5, são apresentados os estudos de casos que irão analisar o efeito das perturbações no sistema fotovoltaico e obter resultados para os mesmos.

No Capítulo 6, abordam-se as conclusões desta dissertação e algumas sugestões de trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

CONVERSORES ESTÁTICOS

2.1 PRINCÍPIOS GERAIS DE CONTROLE DOS CONVERSORES DE POTÊNCIA

Neste capítulo apresenta-se uma perspectiva sintética sobre o controle de conversores estáticos de potência (Conversores CC-CC) com variações nos modelos analisados e sistemas com uma dinâmica linear e não-linear. Os conversores apresentados são estruturas variáveis com uma dinâmica rápida e estes devem garantir uma considerável largura de banda e uma resposta imediata para uma potência de saída com grande qualidade (RASHID et al., 2011).

Um conversor CC-CC pode operar em MCC, em que a corrente que circula no indutor é sempre maior que zero. Entretanto, pode atuar também no Modo de Condução Descontínua (MCD) em que a corrente no indutor pode ser igual a zero em alguns instantes do chaveamento (RASHID et al., 2011).

Dependendo do tipo de conversor, a tensão ou corrente podem ser fisicamente limitadas, por exemplo, pode-se citar a característica I-V do conversor *buck*, o qual somente atua no caso de corrente e tensão positivas. Ademais, algumas variáveis devem ser limitadas a certos valores. Com isso, essas restrições induzem a não-linearidades que devem lidar com a estrutura de controle interno do conversor. Nesse contexto, estruturas de controle efetivas aplicam esquemas *anti-windup* usadas em conjunto com os compensadores, principalmente na malha de controle interna, a qual é mais rápida (BACHA et al., 2014).

Do exposto, serão apresentados algumas estruturas e funções de transferência para três conversores clássicos: *buck*, *boost* e *buck-boost*. Além disso, será mostrada uma simulação com os efeitos do *windup* e métodos para contorná-lo.

2.2 MODELO DO CONVERSOR BUCK

O conversor buck, também chamado de abaixador ou *step-down*, consiste em uma fonte de tensão controlada por uma chave de entrada, em que a tensão de saída é menor que a tensão de entrada. Para esse tipo de conversor são desconsiderados as perdas no capacitor e no indutor. Além disso, esse conversor deriva outros conversores CC-CC tais como: *half-bridge*, *full-bridge*, *push-pull* e *forward* (RASHID et al., 2011). Ademais, esses conversores foram apresentados somente a título de conhecimento.

Para o conversor operando no modo de condução contínua só existem dois estados, um que representa o conversor quando a chave está conduzindo e outro quando a chave não está conduzindo. Essa variação deriva da comutação das chaves do circuito, as quais são consideradas ideais para esse estudo. Logo, para o estado em que a chave (MOSFET) está conduzindo (*ON*) o diodo da Figura 2.1 é polarizado reversamente e abre para que a fonte de tensão forneça energia aos elementos passivos e para a carga (SIRA-RAMIREZ; SILVA-ORTIGOZA, 2006). A Equação (2.1) apresenta essa situação, em que v_L é a tensão no indutor, V_g é a tensão de entrada, v_c é a tensão no capacitor, i_c é a corrente no capacitor, i_L é a corrente no indutor e R é o resistor de saída do conversor.

$$\begin{cases} v_L(t) = V_g - v_c(t), \\ i_c(t) = i_L(t) - \frac{v_c(t)}{R}. \end{cases} \quad (2.1)$$

Para a chave desligada (*OFF*), a fonte de tensão não exerce influência sobre o circuito e o diodo é diretamente polarizado, a fim de atuar na passagem de corrente do indutor para a carga e capacitor, logo tem-se que:

$$\begin{cases} v_L(t) = -v_c(t), \\ i_c(t) = i_L(t) - \frac{v_c(t)}{R}. \end{cases} \quad (2.2)$$

Além disso, deve-se notar que:

$$\begin{cases} v_L(t) = L \frac{di_L}{dt} \implies Li_L(t), \\ i_c(t) = C \frac{dv_c}{dt} \implies Cv_c(t). \end{cases} \quad (2.3)$$

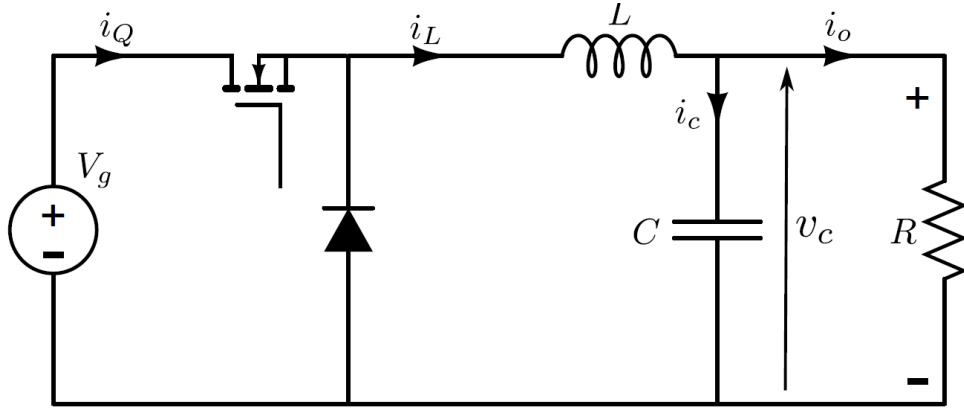


Figura 2.1: Conversor Buck (Abaixador).

O modelo comutado do conversor buck apresenta (BACHA et al., 2014) as equações de uma forma geral para as condições de chaveamento do conversor. Logo, quando a chave (MOSFET) está ligada o sinal de controle $u = 1$ e quando está aberta $u = 0$. A Equação (2.4) mostra a condição geral para esse modelo, sendo C a capacitância do conversor e L a indutância.

$$\begin{cases} \dot{i}_L(t) = \frac{uV_g}{L} - \frac{v_c(t)}{L}, \\ \dot{v}_c(t) = \frac{i_L(t)}{C} - \frac{v_c(t)}{RC}. \end{cases} \quad (2.4)$$

Com esse procedimento adotado, pode-se encontrar o modelo médio pelo espaço de estados e o modelo de pequenos sinais linearizado a partir de algumas modificações. Com isso, o modelo médio do conversor em equilíbrio pode ser descrito por (2.5) se a frequência natural do conversor e suas constantes de tempo forem bem menores que a frequência de chaveamento. Assim, tem-se que:

$$\begin{cases} 0 = A\bar{x} + B\bar{u}, \\ \bar{y} = C\bar{x} + E\bar{u}. \end{cases} \quad (2.5)$$

Sendo $\bar{x}$ o vetor de estados, $\bar{u}$ o vetor de entradas e $\bar{y}$ o vetor de saída e considerando-se o regime permanente no ponto de equilíbrio, resolve-se a Equação (2.5) e tem-se:

$$\begin{cases} \bar{x} = -A^{-1}B\bar{u}, \\ \bar{y} = (-CA^{-1}B + E)\bar{u}. \end{cases} \quad (2.6)$$

Consideram-se, separadamente, a matriz de espaços de estados para o conversor

operando com a chave ligada (*ON*) e a matriz para o conversor com a chave desligada (*OFF*). Logo, tem-se:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu, \\ \dot{x} = A_{on}x + B_{on}u & \text{se } u = 1, \\ \dot{x} = A_{off}x + B_{off}u & \text{se } u = 0. \end{cases} \quad (2.7)$$

Assim, as matrizes para os dois casos são mostradas nas Equações (2.8) e (2.9).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix}}_{A_{on}} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{on}} V_g, \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix}}_{A_{off}} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{off}} V_g. \quad (2.9)$$

Com isso, pode-se chegar ao modelo médio de espaço de estados, em que d representa a razão cíclica do modelo. Assim, tem-se a seguinte relação:

$$\begin{cases} A = A_{on}d + A_{off}(1 - d), \\ B = B_{on}d + B_{off}(1 - d). \end{cases} \quad (2.10)$$

Substituindo (2.8) e (2.9) em (2.10) obtém-se a seguinte estrutura no espaço de estados:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_B V_g. \quad (2.11)$$

Para se chegar ao modelo médio de pequenos sinais linearizado, deve-se fazer uma troca de variáveis da Equação (2.11), em que $\tilde{i}_L$, $\tilde{v}_c$, $\tilde{d}$ e $\tilde{v}_g$ são as perturbações de primeira ordem da corrente do indutor, tensão no capacitor, razão cíclica e tensão de entrada, respectivamente. Além disso, I_L , V_c , D e V_G representam a parcela DC dessas variáveis.

Logo, tem-se:

$$\begin{cases} i_L = I_L + \tilde{i}_L, \\ v_c = V_c + \tilde{v}_c, \\ d = D + \tilde{d}, \\ V_g = V_g + \tilde{v}_g. \end{cases} \quad (2.12)$$

Assim, inserindo (2.12) em (2.11) têm-se as seguintes equações:

$$\frac{d}{dt}(I_L + \tilde{i}_L) = \frac{1}{L} \left[(D + \tilde{d})(V_g + \tilde{v}_g) - (V_c + \tilde{v}_c) \right] \quad (2.13)$$

$$\frac{d}{dt}(V_c + \tilde{v}_c) = \frac{(I_L + \tilde{i}_L)}{C} - \frac{(V_c + \tilde{v}_c)}{RC} \quad (2.14)$$

Resolvendo-se (2.13), os termos de primeira ordem, segunda ordem e termos estáticos DC podem ser encontrados como se segue:

$$\dot{\tilde{i}}_L = \frac{1}{L} \left[\underbrace{DV_g}_{DC} + \underbrace{D\tilde{v}_g}_{1^{\text{a}}\text{ordem}} + \underbrace{\tilde{d}V_g}_{1^{\text{a}}\text{ordem}} + \underbrace{\tilde{d}\tilde{v}_g}_{2^{\text{a}}\text{ordem}} - \underbrace{V_c}_{DC} - \underbrace{\tilde{v}_c}_{1^{\text{a}}\text{ordem}} \right]. \quad (2.15)$$

Após essas definições, isola-se a parte DC da Equação (2.15) para que a relação do ganho estático (K_v) de tensão de entrada por tensão de saída seja encontrada. Assim, o primeiro ponto de equilíbrio do conversor *buck* é dado por:

$$DV_g - V_c = 0 \implies D = \frac{V_{out}}{V_g} = K_v. \quad (2.16)$$

Manipulando-se (2.14) e isolando a parte DC de (2.17), pode-se chegar ao segundo ponto de equilíbrio em (2.18), dado por:

$$\dot{\tilde{v}}_c = \frac{1}{C} \left[\underbrace{I_L}_{DC} + \underbrace{\tilde{i}_L}_{1^{\text{a}}\text{ordem}} - \underbrace{\frac{V_c}{R}}_{DC} + \underbrace{\frac{\tilde{v}_c}{R}}_{1^{\text{a}}\text{ordem}} \right], \quad (2.17)$$

$$I_L - \frac{V_c}{R} = 0 \implies I_L = \frac{V_c}{R}. \quad (2.18)$$

Com isso, nota-se que os termos de primeira ordem correspondem à parcela linear do sistema e vão ser utilizados para que o espaço de estados seja definitivamente concluído. Assim, com todas essas mudanças, o modelo de pequenos sinais linearizado em espaços de estados é ilustrado pela Equação (2.19).

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_L \\ \dot{\tilde{v}}_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{V_G}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_B \tilde{d} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B'} \tilde{v}_g, \\ \begin{bmatrix} y \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_C \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (2.19)$$

Com a análise da Equação (2.19), obtém-se a função de transferência da tensão no capacitor pela razão cíclica utilizando-se a matriz linha $C = [0 \ 1]$ e $G_{vd}(s) = C(sI - A)^{-1}B$, considerando-se nula a influência de $\tilde{v}_g$. Assim, tem-se que:

$$G_{vd} = [0 \ 1] \begin{bmatrix} s & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & s + \frac{1}{RC} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{V_G}{L} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{V_G}{s^2 LC + \frac{sL}{R} + 1}, \quad (2.20)$$

Essa equação pode ser escrita na forma padrão:

$$G_{vd}(s) = \frac{V_c(s)}{D(s)} = \frac{V_g}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{s}{\omega_0 Q}\right) + 1}. \quad (2.21)$$

Assim, fazendo-se a comparação entre (2.20) e (2.21), a frequência natural (ω_0) e o fator de qualidade (Q) são dados por:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (2.22)$$

$$Q = R\sqrt{\frac{C}{L}}. \quad (2.23)$$

Outra relação importante envolve a função de transferência da corrente pela razão cíclica e com isso se trata a matriz linha por $C = [1 \ 0]$ e $G_{id}(s) = C(sI - A)^{-1}B$, ainda considerando a influência de $\tilde{v}_g$ nula. A Equação (2.24) é o resultado desse procedimento.

$$G_{id}(s) = \frac{I_L(s)}{D(s)} = \frac{V_g(RCs + 1)}{R\left(\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{s}{\omega_0 Q}\right) + 1\right)}. \quad (2.24)$$

Para encontrar a relação no domínio da frequência entre tensão no capacitor e corrente no indutor, é feita a divisão entre (2.21) e (2.24):

$$G_{vi}(s) = \frac{G_{vd}(s)}{G_{id}(s)} = \frac{V_c(s)}{I_L(s)} = \frac{R}{RCs + 1}. \quad (2.25)$$

Por fim, uma última relação é necessária, a qual se trata da relação entre as tensões de entrada e de saída. Nesse caso, deve-se considerar a influência de $\tilde{v}_g$ e desconsiderar $\tilde{d}$. Logo, a matriz linha é dada por $C = [0 \ 1]$ e $G_{vg}(s) = C(sI - A)^{-1}B'$. A Equação (2.26) aborda o seguinte:

$$G_{vg} = [0 \ 1] \begin{bmatrix} s & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & s + \frac{1}{RC} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{D}{s^2LC + \frac{sL}{R} + 1}, \quad (2.26)$$

A equação pode ser escrita na forma padrão:

$$G_{vg}(s) = \frac{V_c(s)}{V_g(s)} = \frac{D}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{s}{\omega_0 Q}\right) + 1}. \quad (2.27)$$

2.3 MODELO DO CONVERSOR BUCK-BOOST

O conversor *buck-boost*, também chamado de abaixador-elevador, apresenta características do conversor *buck* e conversor *boost*, possuindo uma fonte de tensão chaveada e pode operar aumentando ou abaixando a tensão de saída. Ademais, o conversor também apresenta um zero de fase não-mínima em sua função de transferência, o que pode causar instabilidade dependendo dos parâmetros e especificações do sistema.

O conversor da Figura 2.2 operando no modo de condução contínua apresenta dois modos de atuação. Quando o MOSFET é chaveado para o modo ligado (*ON*), o diodo é inversamente polarizado. Durante esse período, a corrente no indutor é gerada pela fonte de tensão V_g . Assim, enquanto o diodo permanecer inversamente polarizado o circuito está carregando o sistema (SIRA-RAMIREZ; SILVA-ORTIGOZA, 2006). Logo, para a chave conduzindo têm-se as seguintes equações:

$$\begin{cases} v_L(t) = V_g, \\ i_c(t) = -\frac{v_c(t)}{R}. \end{cases} \quad (2.28)$$

Para a chave bloqueada (*OFF*), o diodo é diretamente polarizado e a energia armazenada no indutor é transferida/descarregada para a carga. Logo, tem-se que:

$$\begin{cases} v_L(t) = v_c(t), \\ i_c(t) = -i_L(t) - \frac{v_c(t)}{R}. \end{cases} \quad (2.29)$$

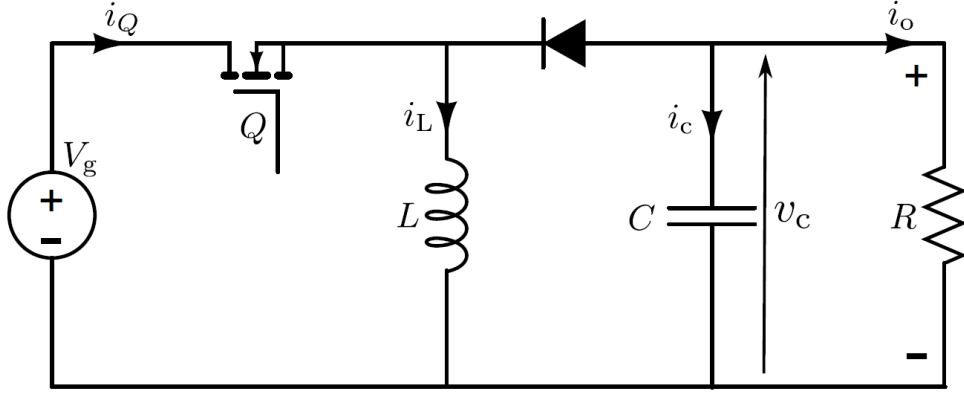


Figura 2.2: Conversor Buck-Boost (Abaixador-Elevador).

O modelo comutado do conversor buck-boost (BACHA et al., 2014) é dado pela Equação (2.30). Logo, quando a chave está ligada, o diodo é cortado. Por outro lado, quando a chave está aberta o diodo conduz, assim formando um circuito RLC em paralelo.

$$\begin{cases} \dot{i}_L(t) = \frac{uV_g}{L} + (1-u) \frac{v_c(t)}{L}, \\ \dot{v}_c(t) = -(1-u) \frac{i_L(t)}{C} - \frac{v_c(t)}{RC}. \end{cases} \quad (2.30)$$

Com isso, pode-se obter o modelo médio pelo espaço de estados e modelo de pequenos sinais linearizado a partir dos mesmos métodos para a condição de equilíbrio mostrados em (2.5) e (2.6).

Trata-se o conversor buck-boost para o modo comutado com a chave ligada e desligada, assim analisando a Equação (2.30) tem-se:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu, \\ \dot{x} = A_{on}x + B_{on}u & \text{se } u = 1. \\ \dot{x} = A_{off}x + B_{off}u & \text{se } u = 0. \end{cases} \quad (2.31)$$

Assim, as matrizes para os dois casos são mostradas nas Equações (2.32) e (2.33).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix}}_{A_{on}} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{on}} V_g, \quad (2.32)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ \frac{-1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix}}_{A_{off}} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{off}} V_g. \quad (2.33)$$

Com isso, pode-se chegar ao modelo médio de espaço de estados com a seguinte relação:

$$\begin{cases} A = A_{on}d + A_{off}(1-d), \\ B = B_{on}d + B_{off}(1-d). \end{cases} \quad (2.34)$$

Substituindo (2.32) e (2.33) em (2.34) obtém-se a seguinte estrutura no espaço de estados:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{(1-d)}{L} \\ \frac{-(1-d)}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_B V_g. \quad (2.35)$$

Para se chegar ao modelo médio de pequenos sinais linearizado deve-se fazer uma troca de variáveis da Equação (2.35) da mesma forma feita no conversor *buck*. Logo, tem-se:

$$\begin{cases} i_L = I_L + \tilde{i}_L, \\ v_c = V_c + \tilde{v}_c, \\ d = D + \tilde{d}, \\ V_g = V_G + \tilde{v}_g. \end{cases} \quad (2.36)$$

Assim, inserindo (2.36) em (2.35) têm-se as seguintes equações:

$$\frac{d}{dt}(I_L + \tilde{i}_L) = \frac{1}{L} \left[(V_G + \tilde{v}_g)(D + \tilde{d}) + (1 - (D + \tilde{d}))(V_c + \tilde{v}_c) \right], \quad (2.37)$$

$$\frac{d}{dt}(V_c + \tilde{v}_c) = \frac{-1}{C} \left[(I_L + \tilde{i}_L)(1 - (D + \tilde{d})) + \frac{(V_c + \tilde{v}_c)}{R} \right]. \quad (2.38)$$

Resolvendo-se (2.37), os termos de primeira ordem, segunda ordem e termos estáticos DC podem ser encontrados como se segue:

$$\dot{\tilde{i}}_L = \frac{1}{L} \left[\underbrace{DV_G}_{DC} + \underbrace{D\tilde{v}_g}_{1^{\text{a}}\text{ordem}} + \underbrace{\tilde{d}V_G}_{1^{\text{a}}\text{ordem}} + \underbrace{\tilde{d}\tilde{v}_g}_{2^{\text{a}}\text{ordem}} + \underbrace{V_c}_{DC} + \underbrace{\tilde{v}_c}_{1^{\text{a}}\text{ordem}} - \underbrace{\tilde{d}\tilde{v}_g}_{2^{\text{a}}\text{ordem}} - \underbrace{DV_c}_{DC} - \underbrace{D\tilde{v}_c}_{1^{\text{a}}\text{ordem}} - \underbrace{\tilde{d}V_c}_{1^{\text{a}}\text{ordem}} \right]. \quad (2.39)$$

Após essas definições, isola-se a parte DC da Equação (2.39) para que a relação do ganho estático (K_v) de tensão de entrada por tensão de saída seja encontrada. Assim, o primeiro ponto de equilíbrio do conversor *buck-boost* é dado por:

$$DV_G + V_c - DV_c = 0 \implies \frac{-D}{1-D} = \frac{V_c}{V_g} = K_v. \quad (2.40)$$

Manipulando-se (2.38) e isolando a parte DC de (2.41), pode-se chegar ao segundo ponto de equilíbrio em (2.42), o qual representa a corrente média no indutor em regime permanente:

$$\dot{\tilde{v}}_c = \frac{-1}{C} \left[\underbrace{I_L}_{DC} + \underbrace{\tilde{i}_L}_{1^{\text{a}}\text{ordem}} - \underbrace{I_L\tilde{d}}_{1^{\text{a}}\text{ordem}} - \underbrace{I_LD}_{DC} - \underbrace{\tilde{i}_LD}_{1^{\text{a}}\text{ordem}} - \underbrace{\tilde{i}_L\tilde{d}}_{2^{\text{a}}\text{ordem}} + \underbrace{\frac{V_c}{R}}_{DC} + \underbrace{\frac{\tilde{v}_c}{R}}_{1^{\text{a}}\text{ordem}} \right], \quad (2.41)$$

$$I_L - I_LD + \frac{V_c}{R} = 0 \implies I_L = \frac{V_c}{R(D-1)}. \quad (2.42)$$

Pode-se analisar os termos de primeira ordem, os quais correspondem à parcela linear. Assim, com todas essas mudanças, o modelo de pequenos sinais linearizado em espaços de estados é ilustrado pela Equação (2.43).

$$\left\{ \begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_L \\ \dot{\tilde{v}}_c \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{(1-D)}{L} \\ -\frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{(V_G - V_c)}{L} \\ \frac{I_L}{C} \end{bmatrix}}_B \tilde{d} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B'} \tilde{v}_g, \\ \begin{bmatrix} y \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_C \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix}. \end{aligned} \right. \quad (2.43)$$

Além disso, faz-se $D' = 1 - D$ e considera-se $C = [0 \ 1]$ para encontrar a função de transferência $G_{vd}(s) = C(sI - A)^{-1}B$. Por outro lado, se a matriz linha é $C = [1 \ 0]$, encontra-se $G_{id}(s)$. Para os dois casos, a influência de $\tilde{v}_g$ é desprezada. Assim, têm-se as seguintes equações:

$$G_{vd} = [0 \ 1] \begin{bmatrix} s & \frac{-(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & s + \frac{1}{RC} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{V_G - V_c}{L} \\ \frac{I_L}{C} \end{bmatrix} = \frac{-V_g \left(1 - \frac{sDL}{RD^2}\right)}{D^2 \left(\frac{s^2LC}{D^2} + \frac{sL}{RD^2} + 1\right)}, \quad (2.44)$$

Pode-se escrever a Equação (2.44) na seguinte forma:

$$G_{vd}(s) = \frac{V_{out}(s)}{D(s)} = \frac{G_{d0} \left(1 - \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{s}{\omega_0 Q}\right) + 1\right)}. \quad (2.45)$$

Sendo:

$$\omega_z = \frac{D'^2 R}{DL}, \quad (2.46)$$

$$G_{d0} = \frac{-V_g}{D'^2}, \quad (2.47)$$

$$\omega_0 = \frac{D'}{\sqrt{LC}}, \quad (2.48)$$

$$Q = D'R\sqrt{\frac{C}{L}}, \quad (2.49)$$

Analogamente, pode-se escrever:

$$G_{id}(s) = \frac{I_L(s)}{D(s)} = \frac{V_g (1 + D) \left(\frac{RC}{(1 + D)} s + 1 \right)}{RD'^3 \left(\left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2 + \left(\frac{s}{\omega_0 Q} \right) + 1 \right)}. \quad (2.50)$$

Para encontrar a relação no domínio da frequência entre tensão no capacitor e corrente no indutor, é usada a relação entre as Equações (2.44) e (2.50).

$$G_{vi}(s) = \frac{G_{vd}(s)}{G_{id}(s)} = \frac{V_c(s)}{I_L(s)} = \frac{RD' \left(\frac{sDL}{RD'^2} - 1 \right)}{(1 + D) \left(\frac{RCs}{(1 + D)} + 1 \right)}. \quad (2.51)$$

A última equação do conversor *buck-boost* aborda a relação entre as tensões de entrada e saída. Ademais, a influência de $\tilde{d}$ é desprezada e a matriz B' é utilizada. Logo, $C = [0 \ 1]$ e $G_{vg}(s) = C(sI - A)^{-1}B'$. A Equação (2.52) é dada por:

$$G_{vg} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s & \frac{-(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & s + \frac{1}{RC} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{-D}{D' \left(\frac{s^2 LC}{D'^2} + \frac{sL}{RD'^2} + 1 \right)}. \quad (2.52)$$

2.4 MODELO DO CONVERSOR *BOOST*

O conversor boost, também conhecido como elevador ou *step-up*, é um conversor que não sofre influência do chaveamento do Mosfet na entrada do conversor, em que todos os seus parâmetros dependem da razão cíclica. Além disso, assume-se que o diodo e o MOSFET são ideais, e este apresenta uma resposta rápida e uma alta frequência de comutação. Além disso, a despeito do ganho teórico infinito, na prática isto não ocorre por causa da dinâmica do zero de fase não-mínima e da própria perda do indutor que é pequena, mas há limitação do ganho na prática.

A Figura 2.3 mostra o circuito do conversor *boost* ideal, sem perdas. Este conversor atua de dois modos diferentes, um com a chave ligada ($u = 1$) e outro com a chave desligada ($u = 0$). Quando o conversor entra no modo de condução, a chave liga (*ON*) e o diodo é reversamente polarizado. Com isso, não há ligação entre a fonte de tensão V_g e a carga do sistema R (SIRA-RAMIREZ; SILVA-ORTIGOZA, 2006). Logo, a Equação (2.53) ilustra o estado de condução do conversor:

$$\begin{cases} v_L(t) = V_g, \\ i_c(t) = -\frac{v_c(t)}{R}. \end{cases} \quad (2.53)$$

Quando a chave não está aberta ou não há condução (*OFF*), o diodo é diretamente polarizado e isso permite o fluxo de energia da fonte de tensão para a carga, logo tem-se que:

$$\begin{cases} v_L(t) = V_g - v_c(t), \\ i_c(t) = i_L(t) - \frac{v_c(t)}{R}. \end{cases} \quad (2.54)$$

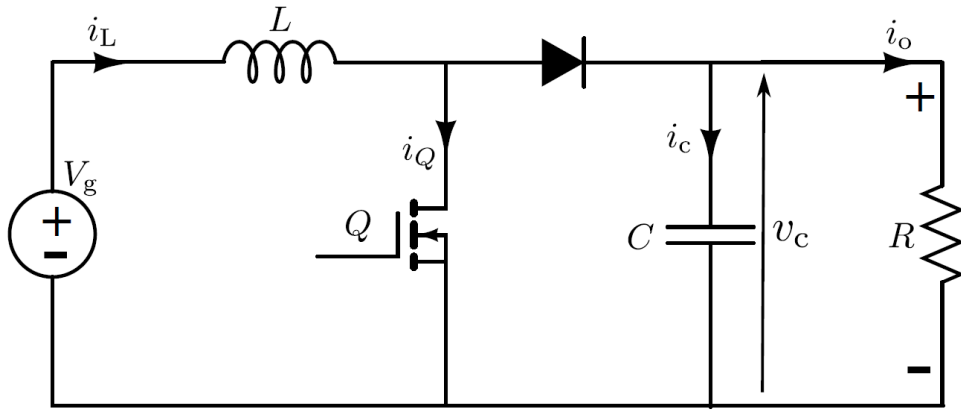


Figura 2.3: Conversor Boost (Elevador).

O modelo comutado do conversor boost (BACHA et al., 2014) é dado pela Equação (2.55). Logo, quando a chave está conduzindo ($u = 1$) não passa corrente pelo diodo. Porém, quando a chave está aberta ($u = 0$) há a passagem de corrente pelo diodo.

$$\begin{cases} \dot{i}_L(t) = \frac{V_g}{L} - (1 - u) \frac{v_c(t)}{L}, \\ \dot{v}_c(t) = (1 - u) \frac{i_L(t)}{C} - \frac{v_c(t)}{RC}. \end{cases} \quad (2.55)$$

Do exposto, sabe-se que o modelo médio de grandes sinais de um conversor eletrônico de potência é um modelo não-linear. Com isso, um modelo médio linearizado de pequenos sinais pode ser obtido por meio da análise por espaço de estados e por considerar a média

dos valores do modelo comutado da Equação (2.55) (BACHA et al., 2014). Portanto, consideram-se, separadamente, a matriz de espaços de estados para o conversor operando com a chave ligada (*ON*) e a matriz para o conversor com a chave desligada (*OFF*). Logo, tem-se:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu, \\ \dot{x} = A_{on}x + B_{on}u & \text{se } u = 1, \\ \dot{x} = A_{off}x + B_{off}u & \text{se } u = 0. \end{cases} \quad (2.56)$$

Assim, as matrizes para os dois casos são mostradas nas Equações (2.57) e (2.58).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix}}_{A_{on}} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{on}} V_g, \quad (2.57)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix}}_{A_{off}} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{off}} V_g. \quad (2.58)$$

Com isso, pode-se chegar ao modelo médio de espaço de estados com a seguinte relação:

$$\begin{cases} A = A_{on}d + A_{off}(1 - d), \\ B = B_{on}d + B_{off}(1 - d). \end{cases} \quad (2.59)$$

Substituindo (2.57) e (2.58) em (2.59) obtém-se a seguinte estrutura no espaço de estados:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{-(1-d)}{L} \\ \frac{1-d}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_B V_g. \quad (2.60)$$

Para se chegar ao modelo médio linearizado deve-se fazer uma troca de variáveis da Equação (2.60). Logo, tem-se:

$$\begin{cases} i_L = I_L + \tilde{i}_L, \\ v_c = V_c + \tilde{v}_c, \\ d = D + \tilde{d}, \\ V_g = V_G + \tilde{v}_g. \end{cases} \quad (2.61)$$

Assim, inserindo-se (2.61) em (2.60), têm-se as seguintes equações:

$$\frac{d}{dt}(I_L + \tilde{i}_L) = \frac{1}{L} \left[(V_G + \tilde{v}_g) - (1 - (D + \tilde{d}))(V_c + \tilde{v}_c) \right], \quad (2.62)$$

$$\frac{d}{dt}(V_c + \tilde{v}_c) = \frac{1}{C} \left[(I_L + \tilde{i}_L)(1 - (D + \tilde{d})) - \frac{(V_c + \tilde{v}_c)}{R} \right]. \quad (2.63)$$

Resolvendo-se (2.62), os termos de primeira ordem, segunda ordem e termos estáticos DC podem ser encontrados como se segue:

$$\dot{\tilde{i}}_L = \frac{1}{L} \left[\underbrace{V_G}_{DC} + \underbrace{\tilde{v}_g}_{1^{\text{a}}\text{ordem}} - \underbrace{V_c}_{DC} - \underbrace{\tilde{v}_c}_{1^{\text{a}}\text{ordem}} + \underbrace{\tilde{d}\tilde{v}_c}_{2^{\text{a}}\text{ordem}} + \underbrace{DV_c}_{DC} + \underbrace{D\tilde{v}_c}_{1^{\text{a}}\text{ordem}} + \underbrace{\tilde{d}V_c}_{1^{\text{a}}\text{ordem}} \right]. \quad (2.64)$$

Após essas definições, isola-se a parte DC da Equação (2.64) para que a relação do ganho estático (K_v) de tensão de entrada por tensão de saída seja encontrada. Assim, o primeiro ponto de equilíbrio do conversor *boost* é dado por:

$$DV_c - V_c + V_G = 0 \implies \frac{1}{1-D} = \frac{V_c}{V_g} = K_v. \quad (2.65)$$

Manipulando-se (2.63) e isolando a parte DC de (2.66), pode-se chegar ao segundo ponto de equilíbrio em (2.67), o qual representa a corrente média no indutor em regime permanente:

$$\dot{\tilde{v}}_c = \frac{1}{C} \left[\underbrace{I_L}_{DC} + \underbrace{\tilde{i}_L}_{1^{\text{a}}\text{ordem}} - \underbrace{I_L\tilde{d}}_{1^{\text{a}}\text{ordem}} - \underbrace{I_LD}_{DC} - \underbrace{\tilde{i}_LD}_{1^{\text{a}}\text{ordem}} - \underbrace{\tilde{i}_L\tilde{d}}_{2^{\text{a}}\text{ordem}} - \underbrace{\frac{V_c}{R}}_{DC} - \underbrace{\frac{\tilde{v}_c}{R}}_{1^{\text{a}}\text{ordem}} \right], \quad (2.66)$$

$$I_L - I_LD - \frac{V_c}{R} = 0 \implies I_L = \frac{V_c}{R(1-D)}. \quad (2.67)$$

De acordo com Bacha (BACHA et al., 2014), percebe-se que os termos obtidos com o resultado da equação podem ser termos CC de ordem zero, termos AC de ordem 1

e termos AC de ordem 2. Logo, pode-se analisar os termos que correspondem aos termos de ordem 1, os quais se referem à parcela de primeira ordem linearizada. Assim, com todas essas mudanças, o modelo de pequenos sinais em espaços de estados é ilustrado pela Equação (2.68).

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_L \\ \dot{\tilde{v}}_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{-(1-D)}{L} \\ \frac{1-D}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{V_c}{L} \\ \frac{-I_L}{C} \end{bmatrix}}_B \tilde{d} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B'} \tilde{v}_g, \\ \begin{bmatrix} y \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_C \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix}. \end{array} \right. \quad (2.68)$$

Com a análise da Equação (2.68), obtém-se a função de transferência da tensão no capacitor pela razão cíclica com a matriz linha $C = [0 \ 1]$ e $G_{vd}(s) = C(sI - A)^{-1}B$. Por outro lado, a função de transferência da corrente no indutor é obtida com a matriz linha $C = [1 \ 0]$ e $G_{id}(s) = C(sI - A)^{-1}B$. Nos dois casos sempre desconsiderando a influência de $\tilde{v}_g$. Além disso, fazendo-se $D' = 1 - D$ tem-se as seguintes equações:

$$G_{vd} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s & \frac{(1-D)}{L} \\ \frac{-(1-D)}{C} & s + \frac{1}{RC} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{V_c}{L} \\ \frac{-I_L}{C} \end{bmatrix} = \frac{V_g \left(1 - \frac{sL}{RD'^2}\right)}{D'^2 \left(\frac{s^2 LC}{D'^2} + \frac{sL}{RD'^2} + 1\right)}, \quad (2.69)$$

Pode-se escrever a equação anterior na seguinte forma:

$$G_{vd}(s) = \frac{V_{out}(s)}{D(s)} = \frac{G_{d0} \left(1 - \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{s}{\omega_0 Q}\right) + 1\right)}. \quad (2.70)$$

Sendo:

$$\omega_z = \frac{D'^2 R}{L}, \quad (2.71)$$

$$G_{d0} = \frac{V_g}{D'^2}, \quad (2.72)$$

$$\omega_0 = \frac{D'}{\sqrt{LC}}, \quad (2.73)$$

$$Q = RD' \sqrt{\frac{C}{L}}. \quad (2.74)$$

Prosseguindo-se com a metodologia, tem-se que:

$$G_{id}(s) = \frac{I_L(s)}{D(s)} = \frac{2V_g \left(\frac{RC}{2}s + 1 \right)}{(RD'^3) \left(\left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2 + \left(\frac{s}{\omega_0 Q} \right) + 1 \right)}. \quad (2.75)$$

A última relação do conversor *boost* é dada entre a tensão de saída e tensão de entrada. Com isso, a influência de $\tilde{v}_g$ é relevante e a influência de $\tilde{d}$ é desprezada. Logo, tem-se que:

$$G_{vg} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s & \frac{(1-D)}{L} \\ -\frac{(1-D)}{C} & s + \frac{1}{RC} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{D' \left(\frac{s^2 LC}{D'^2} + \frac{sL}{RD'^2} + 1 \right)}. \quad (2.76)$$

2.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentadas algumas peculiaridades dos conversores estáticos mais famosos. Dentre elas, viu-se que parâmetros como a razão cíclica, fator de qualidade, frequência natural e ganho DC são fundamentais para se dimensionar um conversor e principalmente controlá-lo por meio de suas funções de transferência.

O conversor *buck* apresenta dois pólos e nenhum zero em sua função de transferência de tensão por razão cíclica. Ademais, os conversores *boost* e *buck-boost* exibem dois pólos e um zero de fase não-mínima na mesma função de transferência abordada. Ademais, os projetos estudados a partir desse capítulo funcionarão no modo de condução contínua.

A Tabela 2.1 resume os principais pontos e parâmetros dos conversores estudados.

Tabela 2.1: Parâmetros dos principais conversores CC-CC.

Conversor	G_{d0}	ω_0	Q	ω_z
Buck	V_g	$\frac{1}{\sqrt{LC}}$	$R\sqrt{\frac{C}{L}}$	∞
Boost	$\frac{V_g}{D'^2}$	$\frac{D'}{\sqrt{LC}}$	$RD'\sqrt{\frac{C}{L}}$	$\frac{D'^2 R}{L}$
Buck-Boost	$\frac{-V_g}{D'^2}$	$\frac{D'}{\sqrt{LC}}$	$RD'\sqrt{\frac{C}{L}}$	$\frac{D'^2 R}{DL}$

TÉCNICAS ANTI-WINDUP PARA CONTROLADORES PID

3.1 SISTEMAS DE CONTROLE

Os sistemas de controle podem ser classificados em sistemas com uma única entrada e única saída (*Single Input and Single Output* (SISO)) e sistemas com múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO). Os primeiros são definidos tendo em vista uma malha de controle com apenas uma entrada e uma saída, sendo assim são sistemas de análise mais direta. Já os sistemas MIMO são malhas de controle com várias ou múltiplas variáveis. De acordo com o escopo do trabalho, pode-se fazer uma análise da saturação de corrente como sendo o único sinal de controle, e assim classificá-lo como uma sistema SISO. Entretanto, com uma análise da saturação de corrente, de tensão e da razão cíclica (*duty cycle*) pode-se classificar esse sistema como MIMO (SIRA-RAMIREZ; SILVA-ORTIGOZA, 2006).

Somando-se a isso, os sistemas dinâmicos podem ser classificadas como de malha aberta e de malha fechada. Os sistemas de malha aberta (Figura 3.1) são mais simples de implementar, pois a saída não tem efeito na ação de controle. Assim, esta não é medida nem comparada com a entrada de referência. Entretanto, esses sistemas são mais vulneráveis a erros e perturbações tornando o sistema de malha aberta mais complexo no tocante ao lado do operador, pois o controle deve ser cuidadosamente calibrado e devem manter essa calibração de forma a serem úteis. Por outro lado, os sistemas de malha fechada (Figura 3.2) apresentam uma função de transferência que depende do ganho de malha aberta e do ganho de malha fechada, sendo, portanto, qualificada a reduzir e até eliminar as interferências externas que surgem na malha (OGATA; SEVERO, 1998).

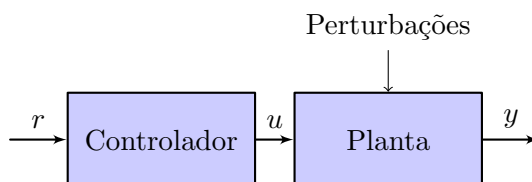


Figura 3.1: Sistema de controle de malha aberta.

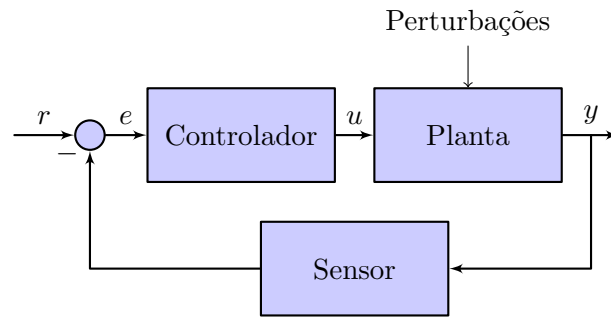


Figura 3.2: Sistema de controle de malha fechada.

Os sistemas de malha fechada são sistemas realimentados que têm por finalidade reduzir o erro ocasionado pela diferença entre a referência e o sinal de saída (ASTRÖM; MURRAY, 2010). Além disso, esses sistemas são importantes para estabilização, redução de sensibilidade, rejeição de perturbação e atenuação de ruído.

Pela teoria da realimentação em controle, Ogata define (OGATA; SEVERO, 1998) controle realimentado como uma operação que tende a diminuir a diferença entre a saída do sistema e o sinal de referência, respectivamente ilustrados na Figura 3.2, como y e r . Nesse contexto, o rastreamento da referência e a rejeição das perturbações podem ser classificados como robustos quando o sistema consegue rastrear ou rejeitar assintoticamente uma classe de sinais mesmo com variações paramétricas na planta (CHEN, 1993). Uma solução robusta para a rejeição de perturbações pode ser alcançada pela aplicação do princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1975), o qual propõe a inclusão do modelo de sinal exógeno (distúrbio ou ruído) na estrutura de controle e estabelece as condições necessárias e suficientes para o cancelamento do erro em regime estacionário do sistema de controle (SOARES et al., 2011).

3.2 CONTROLADOR PID

Os controladores P, PD, PI e PID estão entre os mais conhecidos. Os controladores PID têm sido os mais usados nas aplicações do controle de sistemas de engenharia desde a implantação em simples dispositivos até chegar às grandes indústrias com milhares de controladores (ASTRÖM; MURRAY, 2010).

Os compensadores podem ser definidos em avanço de fase (*lead*), atraso de fase (*lag*) e avanço-atraso de fase (*lead-lag*). O controlador PID é um caso especial do avanço-atraso, o qual apresenta características do compensador em avanço, melhorando a resposta transitória (sobressinal, tempo de subida, tempo de acomodação), e também características do compensador em atraso, utilizados para melhorar o regime permanente (erro). Além disso, a largura de banda e as margens de estabilidade do sistema podem

ser aumentadas. A Equação (3.1) no domínio da frequência ilustra a soma das 3 parcelas do controlador PID ideal, em que K_p representa o ganho do controlador proporcional, K_i o ganho do controlador integral e K_d o ganho do controlador derivativo.

$$G_c(s) = \frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{s} \quad (3.1)$$

Por meio da Equação (3.1), pode-se definir cada parcela do controlador PID separadamente e analisar seus efeitos sobre a resposta em regime transitório e permanente. Na prática, implementa-se um filtro na ação derivativa do controlador.

3.2.1 Ação Proporcional

A ação proporcional é definida por um ganho estático, K_p , que relaciona a saída do controlador u e o erro de entrada e . Logo, maiores valores de K_p aumentam o valor absoluto de sinal de controle para o mesmo valor de erro. Com isso, esse aumento absoluto potencialmente induz a respostas mais rápidas. Sabe-se também que um sistema é estável se existe uma entrada limitada (degrau) e na medida que se analisa o sistema para um tempo infinito, o sistema tende para uma constante levando-se em conta somente a variação da ação proporcional (CHEN, 1993). A Figura 3.3 mostra o comportamento da saída de uma planta com raízes reais iguais na Equação (3.2) e o sinal de controle proporcional para os valores de $K_p = 1, 2$ e 5 .

$$G_p(s) = \frac{1}{(s + 1)^3} \quad (3.2)$$

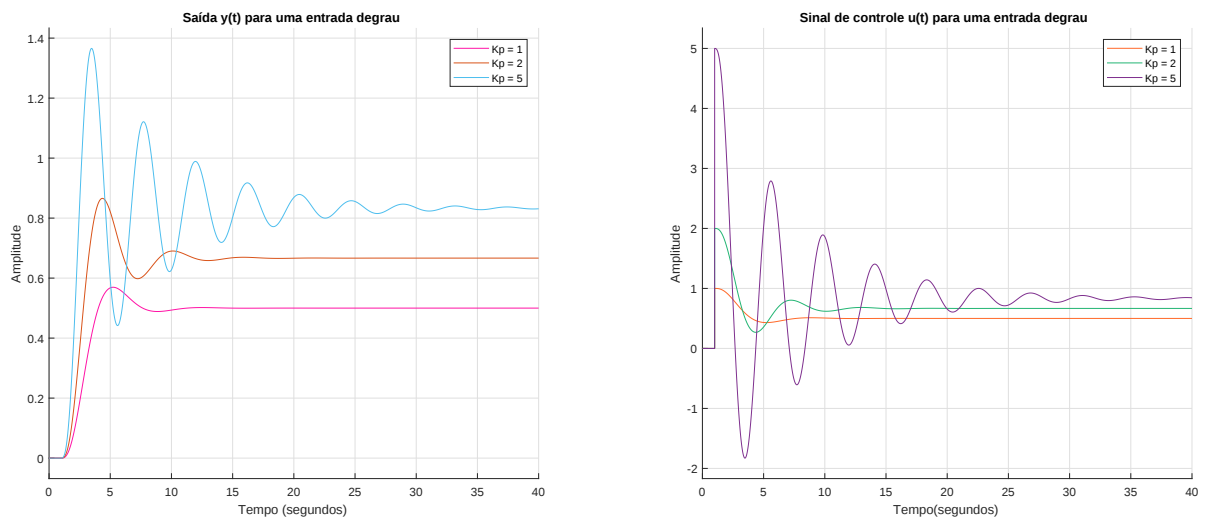


Figura 3.3: Resposta ao degrau para diferentes valores de K_p .

Com isso, vê-se que tanto a saída do sistema quanto o sinal de controle tornam-se sinais oscilatórios com o aumento de K_p e tornam o sistema cada vez mais oscilatório e lento. É possível que o controlador proporcional seja uma boa solução para casos muito específicos, mas este não é o caso típico de sistemas de controle (ASTRÖM; MURRAY, 2010).

3.2.2 Ação Integral

A Equação (3.3) ilustra a relação no domínio "s" (Laplace) do erro para o sinal de controle.

$$U(s) = \frac{E(s)K_i}{s} \quad (3.3)$$

Da Equação (3.3), nota-se que se o sistema for estável e convergir para um valor constante de regime, isso implica na convergência de $u(t)$ para um valor constante. Logo, como $u(t)$ decorre da integral de $e(t)$, a convergência para um valor constante só ocorre se $e(t)$ for para zero. O controlador integral apresenta algumas vantagens, dentre elas a melhora do regime permanente. Entretanto, também possui algumas desvantagens, como por exemplo a velocidade de resposta pode diminuir, tornar-se mais oscilatória e, além disso, gerar o fenômeno do *windup* (CHEN, 1993).

Para a mesma planta da Equação (3.2), utilizou-se $K_p = 1$ e $K_i = 0, 0.2, 0.5$ e 1 para analisar o comportamento do controlador integral. A Figura 3.4 ilustra o sinal de saída do sistema e o sinal de controle do controlador.

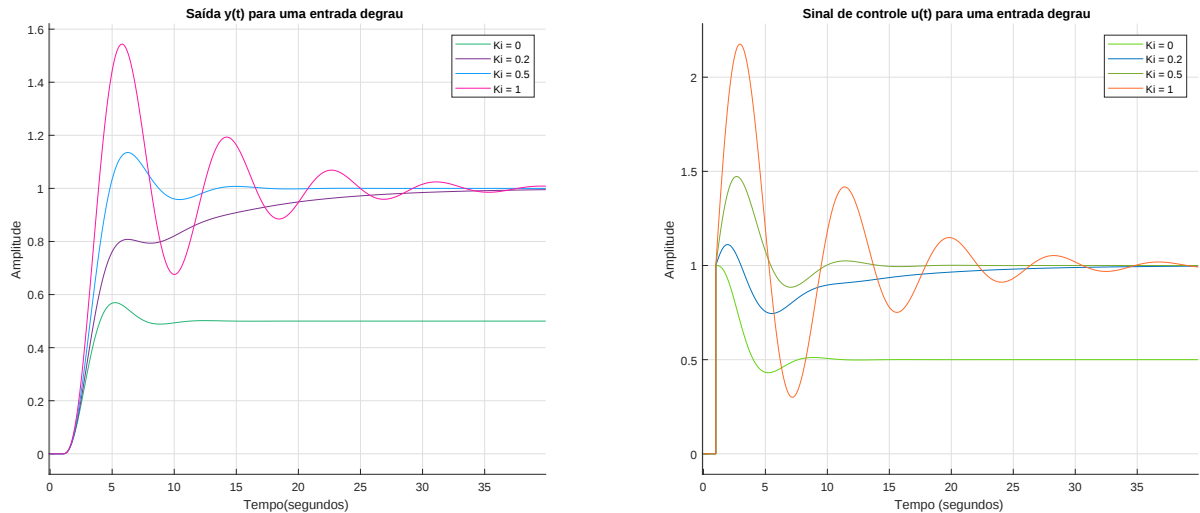


Figura 3.4: Resposta ao degrau para diferentes valores de K_i .

Da Figura 3.4, percebe-se que a medida que o erro dobra, o sinal de controle atua

duas vezes mais rápido e assim sucessivamente. Logo, para erros positivos o sinal de controle tende a aumentar e para erros negativos o sinal de controle faz o efeito contrário (OGATA; SEVERO, 1998). Por fim, nota-se que o ganho integral tem mais influência nas baixas frequências e sua ação é menor a medida que a frequência tende a aumentar.

3.2.3 Ação Derivativa

A ação de controle derivativa é aquela na qual a magnitude da saída do controlador é proporcional a taxa de variação no tempo do sinal de erro (OGATA; SEVERO, 1998). A relação ideal no domínio da frequência é mostrada na Equação (3.4), mas sabe-se que na prática ela é implementada na forma da Equação (3.5), com o ganho derivativo sob a influência de um filtro, dado pela letra N (CHEN, 1993).

$$U(s) = sE(s)K_d \quad (3.4)$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{sK_d}{1 + \frac{sK_d}{N}} \quad (3.5)$$

Do exposto, pode-se analisar o controle derivativo com a utilização da mesma planta para o caso proporcional e integral. Assim, escolheu-se $K_p = 2.5$ e $K_d = 0, 1, 2$ e 4 (ASTRÖM; MURRAY, 2010). A Figura 3.5 mostra o sinal de saída do sistema e o sinal de controle do controlador.

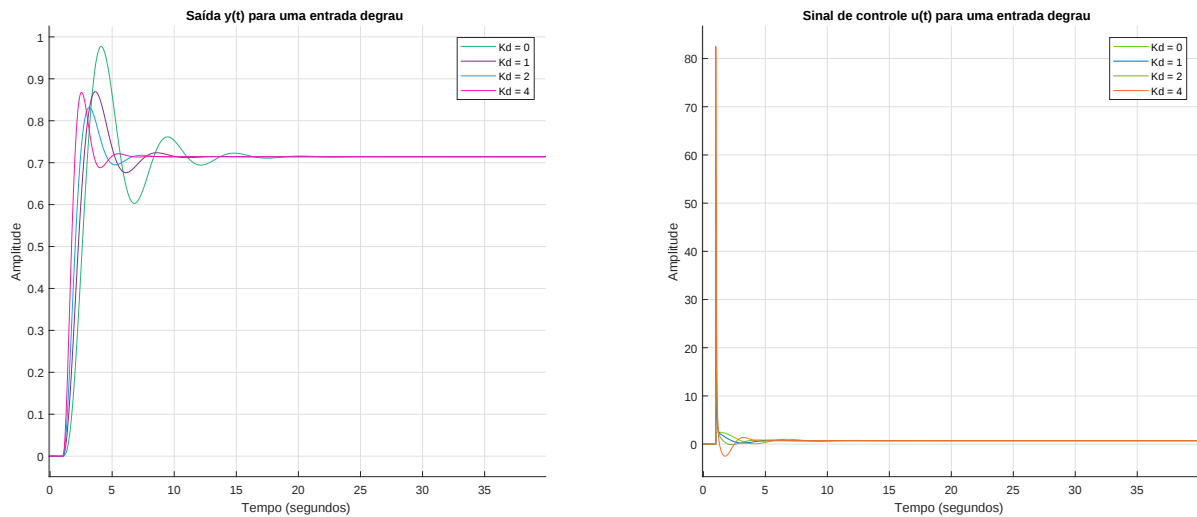


Figura 3.5: Resposta ao degrau para diferentes valores de K_d .

Com isso, nota-se que a ação derivativa é utilizada para melhorar a resposta transitória. Por outro lado, dentre suas desvantagens, destaca-se a amplificação do ruído e

pode causar saturação no atuador (OGATA; SEVERO, 1998).

3.3 ANÁLISE DO FENÔMENO *WINDUP*

O efeito da saturação em sistemas de controle está relacionado diretamente com a ação integral, a qual pode ser notada pela Figura 3.6. Esse efeito ocorre quando a integração se torna uma soma contínua enquanto o erro persiste em acumular com o passar do tempo. Assim, para contrabalancear o efeito, surge um sobressinal que tem por objetivo atenuar o erro entre o sinal e a referência. Porém, se esse sobressinal não for suficiente para eliminar esse erro, então o termo integral continua somando até que o sinal sature (COOPER, 2012).

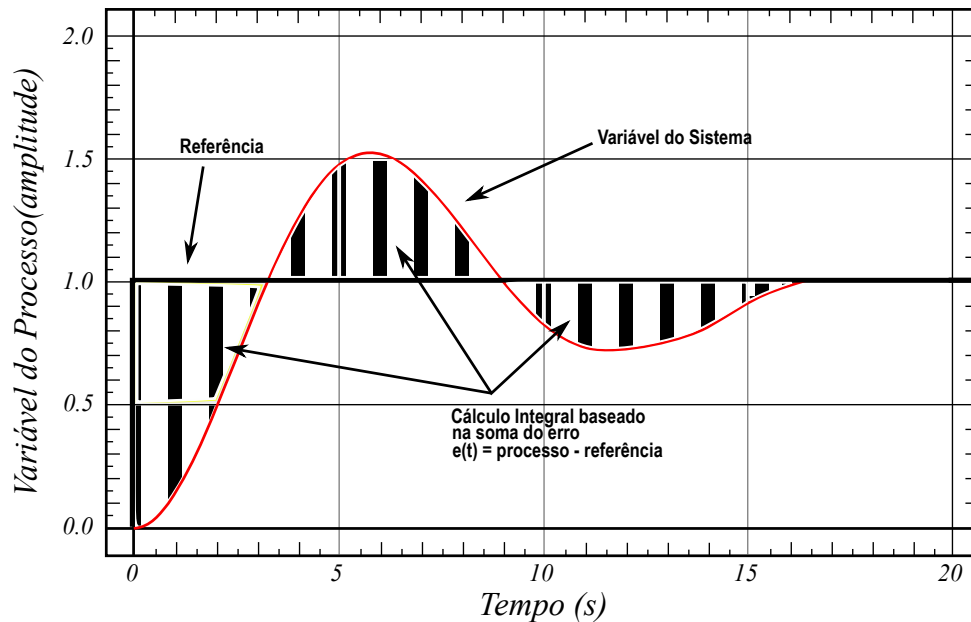


Figura 3.6: Efeito do *Windup* (Adaptado de COOPER).

Os atrasos provocados pela demora do sistema em responder à referência afetam diretamente o sinal de controle, como mostrado nos processos 1 e 2 da Figura 3.7. Nota-se também que o sistema com o *windup* (processo 3) provoca um atraso na saída do controlador devido ao acúmulo de erro. Após a inserção do *anti-windup* (processo 4), vê-se que tanto a resposta do sistema quanto a saída do controlador respondem imediatamente ao sinal de referência (COOPER, 2012).

Uma característica marcante desse problema é que mesmo que o erro mude, o sinal de controle permanecerá saturado (ASTRÖM; MURRAY, 2010). Assim, em alguns casos, pode-se perceber que, mesmo que a saída siga a referência, o sinal de controle ultrapassa os limites do atuador e começa a se tornar cada vez maior.

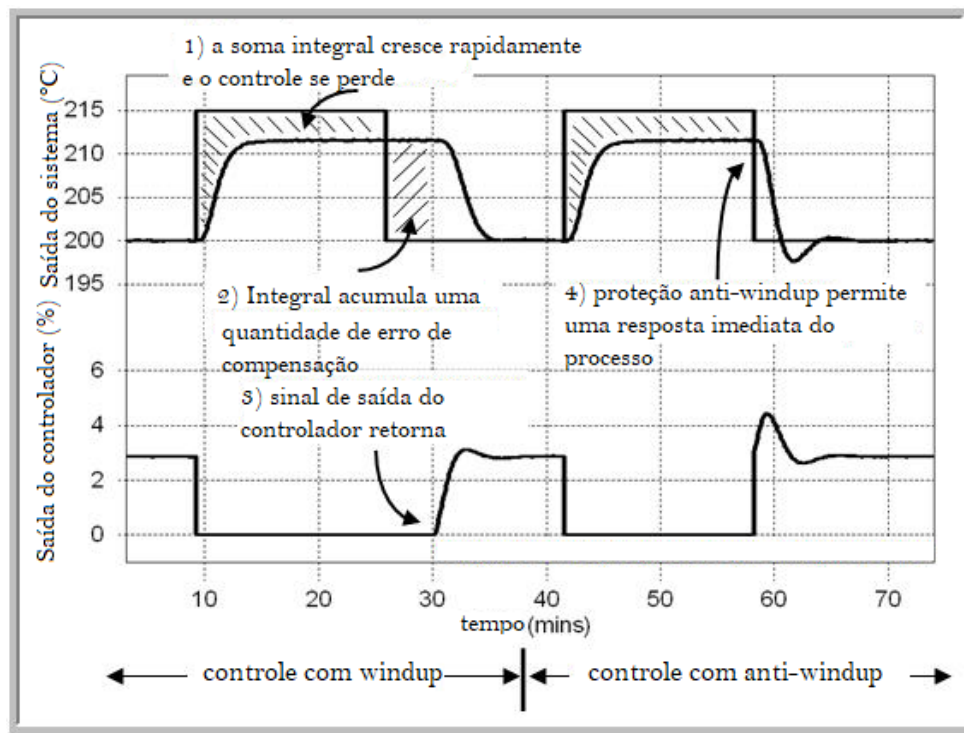


Figura 3.7: Sistema de controle com o *Anti-windup*.

Do exposto, trata-se o *windup* como a ocorrência da saturação do atuador quando o controlador entrega um sinal de controle maior do que o atuador é capaz de entregar para a planta do sistema. Além disso, alguns efeitos negativos do aumento do sobressinal e aumento do tempo de acomodação são percebidos nesse tipo de sistema. O sistema da Figura 3.8 mostra um esquema geral básico de uma malha de controle com o *anti-windup*.

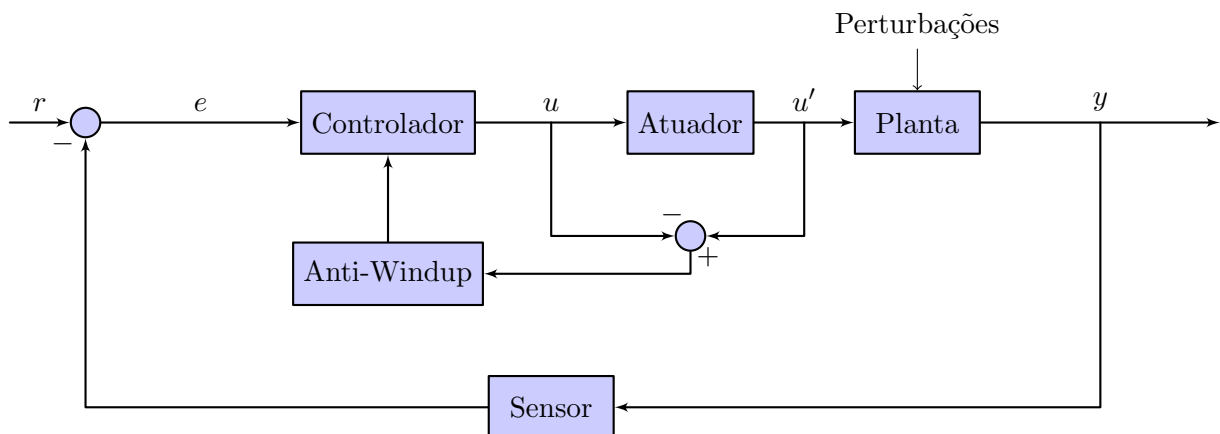


Figura 3.8: Arquitetura básica de um sistema com *Anti-Windup*.

3.4 TÉCNICAS ANTI-WINDUP

O objetivo desta seção é introduzir algumas técnicas de maneira geral, a fim de contornar o problema causado pelo fenômeno *windup* bem como reduzir a variação do controle e da tensão de saída minimizando o efeito da não linearidade. Serão expostas cinco técnicas: uma linear (a partir da diferença da ação de controle) e quatro não lineares, conforme Tabela 3.1 (NETO et al., 2005; SOARES et al., 2011).

Tabela 3.1: Técnicas *Anti-Windup*.

Técnicas	Classificação
<i>Back Calculation</i>	Linear
<i>External Reset</i>	Não - Linear
Zona Morta	Não - Linear
Integração Condicional	Não - Linear
Técnica de Chen	Não - Linear

3.4.1 Técnica Linear

Back Calculation

Consiste em uma técnica clássica, a qual é gerada pela realimentação da diferença entre o sinal de controle saturado e o não saturado, em que essa diferença atua na parcela integral do controlador (VISIOLI, 2003), (HODEL; HALL, 2001), (NETO et al., 2005). De acordo com a Figura 3.9, pode-se perceber a atuação do *anti-windup* quando a soma das parcelas P+I+D geram um sinal $u(t)$ saturado. Com isso, há uma realimentação negativa interna, sendo mais rápida que a realimentação externa, a qual atua na parcela integral com um ganho (K_t) de realimentação interna.

Em Fertik e Ross se apresenta (FERTIK; ROSS, 1967) a estratégia *back calculation* para atenuar a saturação na saída do sinal de controle e há a inserção de uma compensação interna, a qual age no termo integral do controlador realimentando a diferença entre a saída do controlador e a entrada da planta. Essa diferença é realimentada por (3.6):

$$K_t = \frac{1}{\sqrt{K_d K_i}}. \quad (3.6)$$

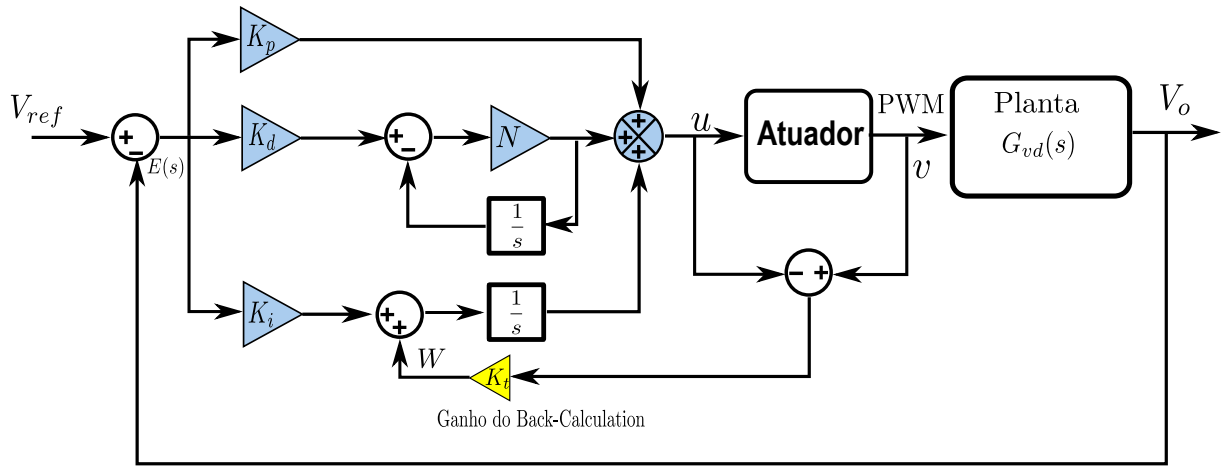


Figura 3.9: Back Calculation com controlador PID.

Essa técnica gera um sinal $v - u$, o qual é multiplicado pelo ganho (K_t) do *anti-windup*. Assim, tem-se a seguinte relação:

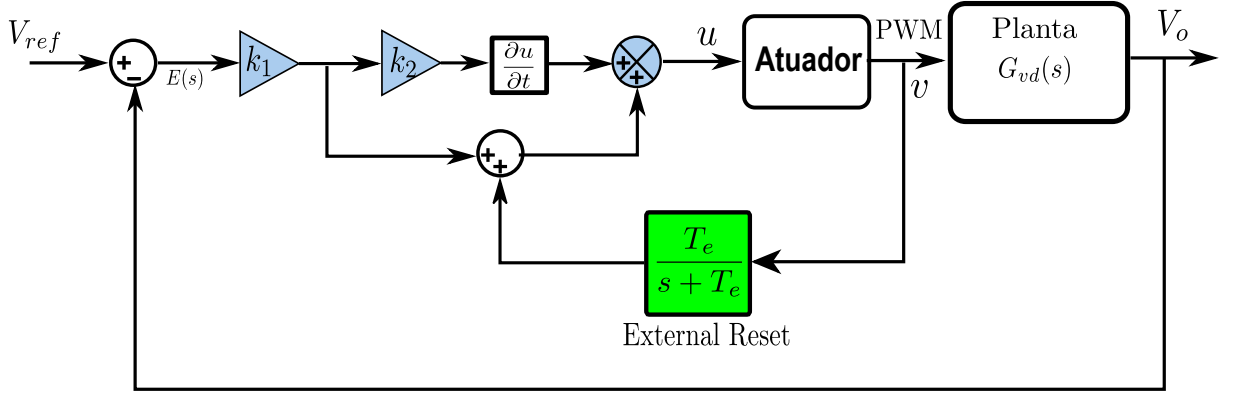
$$W(t) = K_t(v(t) - u(t)). \quad (3.7)$$

De acordo com a Equação (3.7), a técnica de *back-calculation* previne o *windup* pelo fato de atenuar o ganho integral proporcionalmente à diferença entre o controle ideal $u(t)$ e o controle $v(t)$ (DELFINO et al., 2013). Logo, quando há saturação, $u(t) > v(t)$, a malha interna tem a função de diminuir os efeitos causados pelo *windup*. Por outro lado, quando $u(t) = v(t)$ não ocorre saturação e a malha interna desaparece.

3.4.2 Técnicas Não-Lineares

External Reset

Essa técnica, apesar de ser uma técnica não-linear, apresenta uma implementação por meio de um filtro linear e permite o uso de filtros em uma realimentação interna da malha de controle, evitando o aumento de oscilações e, conseqüentemente, a saturação do sinal de controle. Além disso, sua configuração (Figura 3.10) apresenta diferenças consideráveis e algumas inter-relações dadas pelas Equações (3.10), (3.11), (3.12) e (3.13) (DELFINO et al., 2013).

Figura 3.10: Técnica *External Reset*.

Fazendo-se a análise da malha interna no domínio da frequência tem-se:

$$(E(s)k_1k_2s) + (E(s)k_1 + \frac{V(s)T_e}{s + T_e}) = U(s). \quad (3.8)$$

Reorganizando a Equação (3.8) e admitindo que $U(s) = V(s)$ para que ocorra a prevenção do *windup* tem-se:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{k_1k_2s(s + T_e) + k_1(s + T_e)}{s}. \quad (3.9)$$

A Equação (3.10) apresenta o controlador PID tendo como sinal de entrada o erro($E(s)$) e o sinal de saída o controle ideal ($U(s)$) em comparação com a técnica usada.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{s} = \frac{k_1k_2s^2 + (k_1k_2T_e + k_1)s + k_1T_e}{s}. \quad (3.10)$$

Assim, com as devidas comparações da Equação (3.10) têm-se as seguintes relações:

$$k_1.k_2 = K_d, \quad (3.11)$$

$$k_1.k_2.T_e + k_1 = K_p, \quad (3.12)$$

$$k_1.T_e = K_i. \quad (3.13)$$

Essa técnica possui uma desvantagem, a qual não permite que ela seja usada se as raízes da equação do controlador PID forem complexas conjugadas. Assim, o controlador deve possuir somente raízes reais.

Zona Morta

A zona morta (Figura 3.11) é estruturalmente parecida com a técnica linear *back calculation*, com uma particularidade de que ela apresenta uma realimentação negativa limitada na ação integral do controlador PID. Assim, para os limites da zona morta atribuem-se os valores de Z_{min} e Z_{max} . Assim, quando o sinal de controle u é menor que o valor absoluto de Z , então não ocorre saturação e o ramo realimentado recebe um valor nulo. Por outro lado, quando o sinal de controle u ultrapassa o módulo de Z ocorre a saturação e esse sinal de controle é realimentado negativamente no ramo integral do controlador (DELFINO et al., 2013). Portanto, seu papel é alimentar o integrador com um ganho alto para que possa reduzir a entrada do integrador nos casos de saturação (BOHN; ATHERTON, 1995).

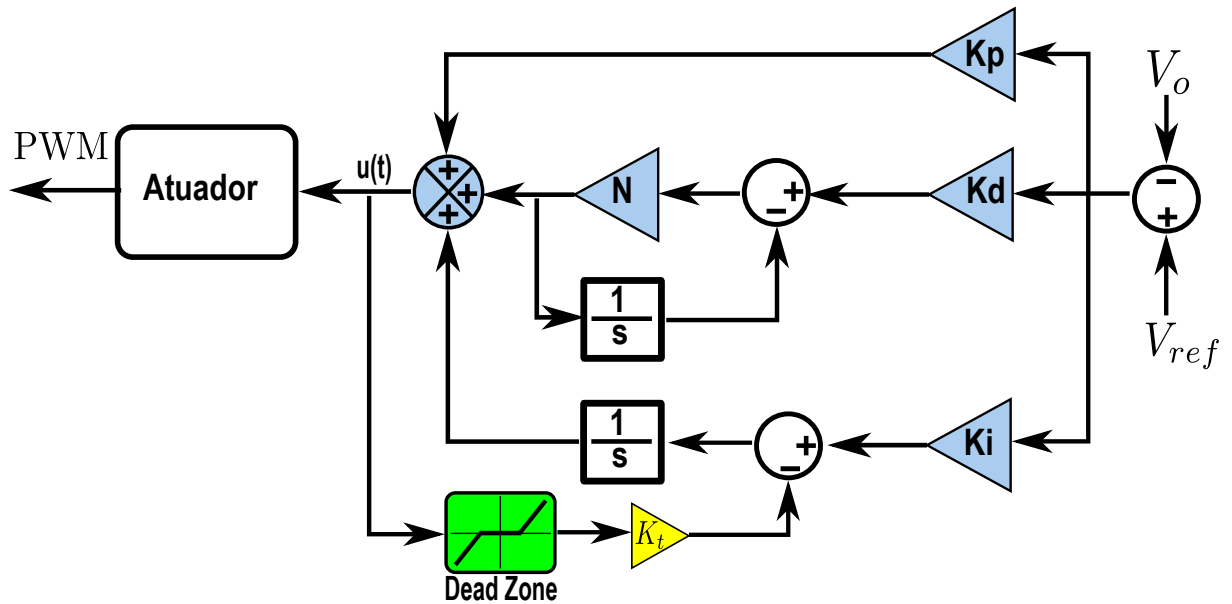


Figura 3.11: Estrutura da Zona Morta.

O ganho de realimentação usado nessa técnica é o mesmo usado na Equação (3.6), da técnica *back-calculation* e os limites de atuação da zona morta são utilizados para limitar o valor da razão cíclica caso seja aplicada aos conversores estáticos. Além disso, a Equação (3.14) mostra como a zona morta funciona:

$$W(t) = \begin{cases} 0, & \text{if } |u| < Z, \\ K_t \times (u - Z_{max}) & \text{if } u \geq Z_{max}. \\ K_t \times (u + Z_{min}) & \text{if } u \leq Z_{min}. \end{cases} \quad (3.14)$$

Integração Condicional Modificada

Bohn e Atherton (BOHN; ATHERTON, 1995), Fertik e Ross (FERTIK; ROSS, 1967), e Rundqwist (RUNDQWIST, 1990) abordaram métodos clássicos dessa estratégia, a qual pode ligar ou desligar por comutação o termo integral dependendo de certas condições preestabelecidas. A integração condicional modificada comutará a chave da parcela integral do conversor baseado em uma razão cíclica definida ou fixada para que haja o chaveamento a partir dessa premissa. Assim, o que realmente existe no chaveamento é uma comparação, a qual suspende o termo integral se o sinal de controle $u \geq D$ ou funcionará normalmente caso contrário.

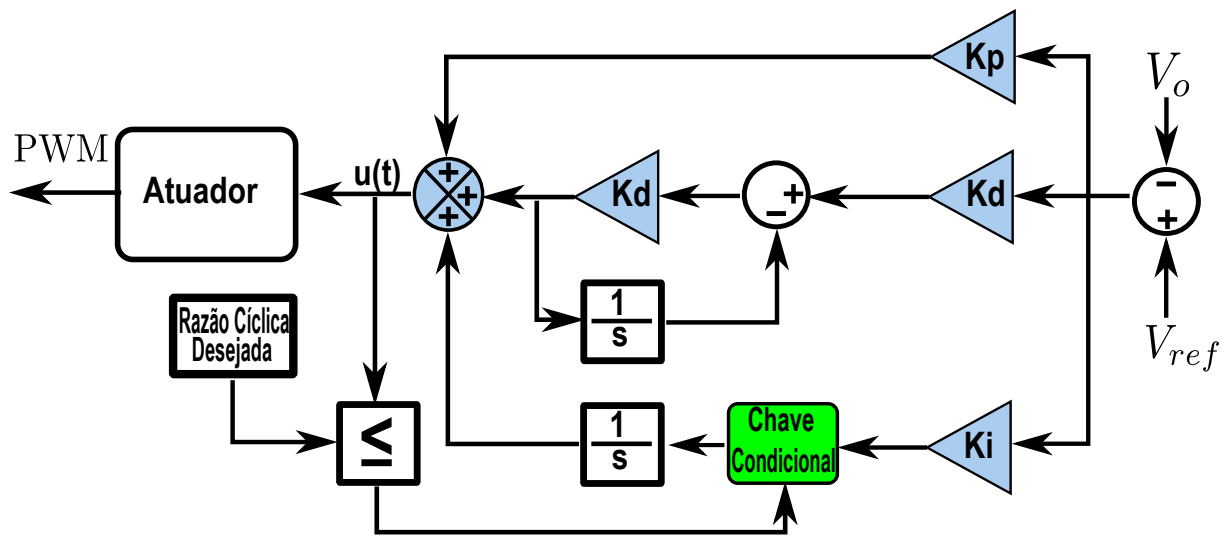


Figura 3.12: Integração Condicional.

Técnica de Chen

Essa técnica foi proposta por Chen (CHEN, 1993), a qual se assemelha ao método Zona Morta na busca pelo ponto de saturação ideal. Além disso, vê-se que a diferença entre o módulo do sinal de controle $|u|$ e o valor projetado para $|sat|$ tem saídas binárias 0 e 1.

Com isso, se essa diferença for positiva, ou seja, o valor do sinal de controle não superou a saturação, a saída do somatório valerá 1 e assim não há influência na ação integral do controlador. Por outro lado, se a diferença for negativa, essa realimentação interna alcançará valor 0 e a multiplicação com K_i cessará a ação integral. A Figura 3.13 ilustra o procedimento.

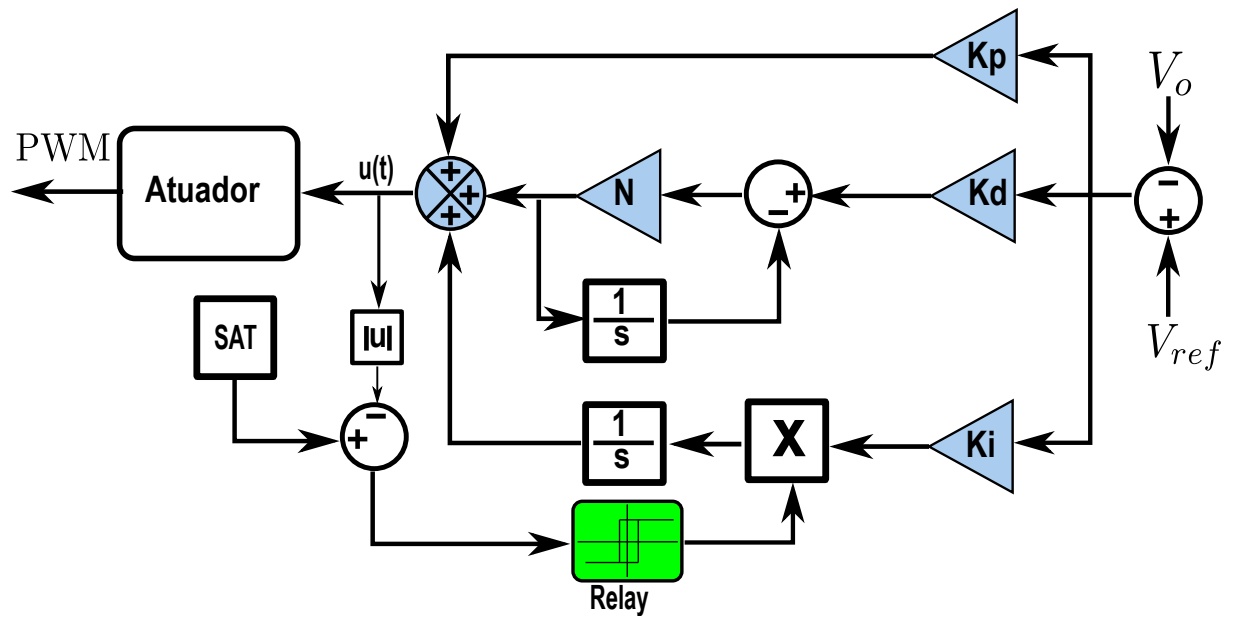


Figura 3.13: Estrutura da Técnica de Chen.

3.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os sistemas de controle e as parcelas do controlador PID em sua configuração teórica. Além disso, a análise do fenômeno *windup* foi abordada com a verificação gráfica do sinal.

Por fim, foram apresentadas algumas técnicas *anti-windup* e seus parâmetros. Assim, é válido salientar que esses parâmetros serão modificados com vistas a mitigar a variação do sinal de controle na presença de perturbação. Logo, o principal objetivo é minimizar a excursão das não-linearidades.

CAPÍTULO 4

PROJETO DO SISTEMA FOTOVOLTAICO COM VARIAÇÕES DE TEMPERATURA E IRRADIAÇÃO

4.1 INTRODUÇÃO

Sistemas Fotovoltaicos (SFV) conectados à rede ou isolados são regulados por meio dos conversores estáticos de potência. Neste contexto, deve-se regular a tensão em uma faixa desejada a fim de manter estável a entrega de potência à carga.

De início, sob ponto de vista de especificações e projeto, é necessário conhecer as condições meteorológicas do local no qual o sistema vai ser instalado e o tipo de carga que o mesmo irá alimentar a fim de dimensionar corretamente todos os componentes. Com relação a essas condições, serão utilizados dados de irradiação e temperatura, disponibilizados pelo Sistema de Organização Nacional de Dados Ambientais (SONDA). Estes dados fornecem valores médios diários, minuto a minuto, do registro solarimétrico da localidade escolhida (SONDA, 2018).

De acordo com o caso de estudo a ser definido, o conversor será escolhido para integrar o sistema e adequar a tensão nos terminais da carga. Assim, com a escolha da frequência de chaveamento e de posse da característica da tensão de entrada do painel e tensão na carga, pode-se dimensionar o conversor adequado seguindo as equações do Capítulo 2.

Finalmente é feita a sintonia dos controladores PID, o qual deve manter a tensão de saída em um valor de referência com erro de rastreamento nulo a fim de evitar a saturação do sinal de controle quando ocorre a passagem de nuvens e queda de temperatura no painel fotovoltaico. Para isso, quatro técnicas de controle *anti-windup* serão utilizadas tendo em vista a topologia de cada conversor utilizado.

4.2 DIMENSIONAMENTO DOS ELEMENTOS DO SISTEMA

4.2.1 Topologia do Sistema

Sabe-se que os sistemas fotovoltaicos são bastante flexíveis quando o assunto é topologia. Existem várias configurações de arranjos de acordo com a aplicação, como por exemplo os Sistemas Fotovoltaicos Isolados (SFI), Sistemas Fotovoltaicos Conectados

à Rede (SFCR) e os Sistemas Fotovoltaicos Híbridos (SFH). Nos dois primeiros casos, pode-se operar com apenas uma fonte fotovoltaica e, no último caso, com uma ou mais fontes de geração de energia (PINHO; GALDINO, 2014).

Os SFI são normalmente encontrados em lugares em que a entrega de energia elétrica é de difícil acesso, como no caso de populações rurais, ribeirinhas, aldeias e entre outros. Existem 4 configurações e dentre elas têm-se os sistemas:

- sem armazenamento de energia com carga em Corrente Contínua (CC): A carga em corrente contínua é conectada diretamente ao painel solar por meio de um conversor CC-CC ou controlador de carga. Neste projeto, considerar-se-á esta topologia. O sistema é baseado na Figura 4.1;

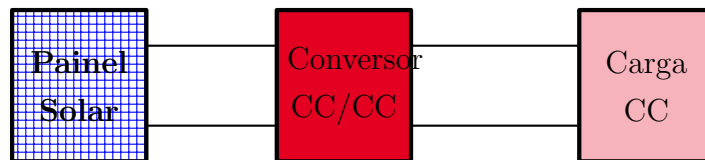


Figura 4.1: Sistema Isolado com carga CC sem armazenamento.

- com armazenamento de energia com carga CC: Esse sistema utiliza baterias para armazenar energia em períodos com fraca irradiação solar. O conversor é usado para controlar os níveis de tensão e corrente entregues para a bateria, a fim de proteger sua vida útil. A Figura 4.2 ilustra essa configuração;

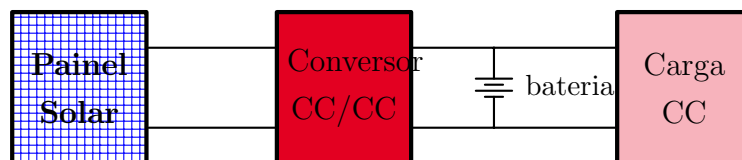


Figura 4.2: Sistema Isolado com carga CC com armazenamento.

- sem armazenamento de energia com carga Corrente Alternada (CA): Essa configuração é utilizada quando existem cargas CA. Ademais, o conversor CC-CC mantém a regulação de tensão nos terminais de entrada do inversor, o qual transforma a corrente contínua em corrente alternada, assim como mostrado na Figura 4.3; e

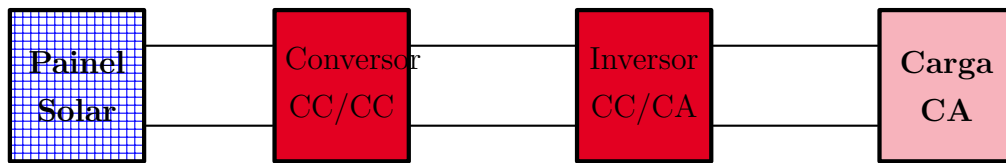


Figura 4.3: Sistema Isolado com carga CA sem armazenamento.

- com armazenamento de energia com carga CA: Esse sistema é bem parecido com o anterior, diferenciando-se em relação à existência de um banco de baterias que pode ser utilizado em períodos noturnos ou de nenhuma insolação. A Figura 4.4 ilustra essa topologia.

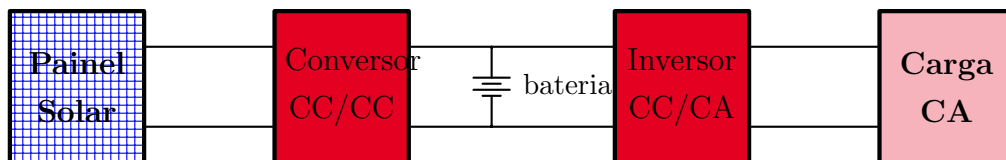


Figura 4.4: Sistema Isolado com carga CA com armazenamento.

Os sistemas fotovoltaicos conectados à rede (SFCR) são aqueles que fornecem energia diretamente para a rede elétrica de uma concessionária e não necessitam de um banco de baterias. No Brasil, as regras de integração desses sistemas nas áreas residenciais, comerciais e industriais passaram a vigorar após regulamentação disposta pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), através da resolução 482 de abril de 2012, a qual sofreu novas alterações pela Resolução Normativa 687 de Março de 2015, abordando regras de minigeração e microgeração distribuída (ANEEL, 2015). O sistema, ilustrado na Figura 4.5, apresenta um gerador fotovoltaico ou eólico, o qual é conectado ao barramento da rede elétrica através de um inversor e no momento que o gerador não gera energia suficiente para abastecer a unidade consumidora, a rede da distribuidora local supre essa demanda.

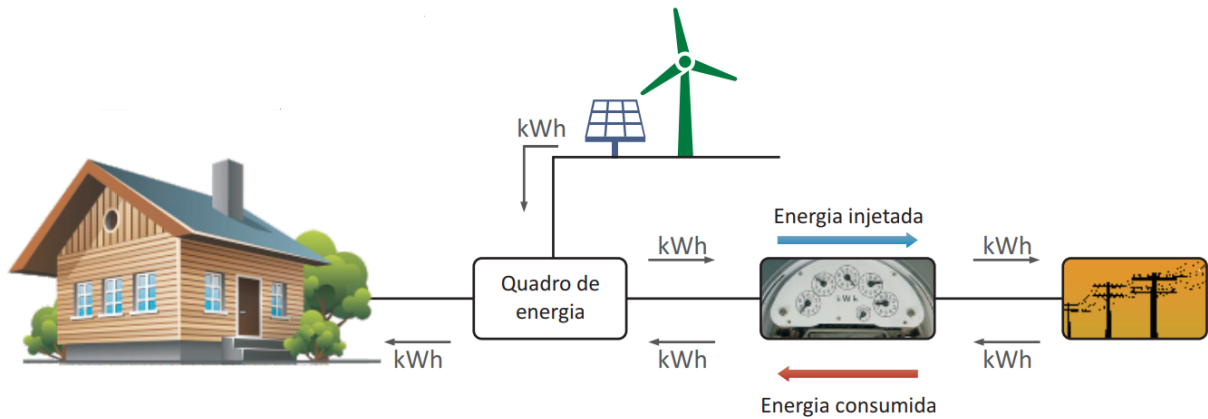


Figura 4.5: Sistema Conectado à Rede Elétrica (ANEEL, 2016).

Por conseguinte, os sistemas híbridos são os que apresentam mais de uma fonte de geração de energia como módulos fotovoltaicos, turbinas eólicas, geradores à Diesel e entre outros, mesmo estando desconectados da rede elétrica. Além disso, esses sistemas apresentam uma maior complexidade devido à integração de vários geradores e necessitam de um controle para otimizar o seu funcionamento. Além disso, esses sistemas podem também apresentar a necessidade de armazenamento de energia por meio da inserção de um banco de baterias no barramento CC. A Figura 4.6 mostra esse sistema.

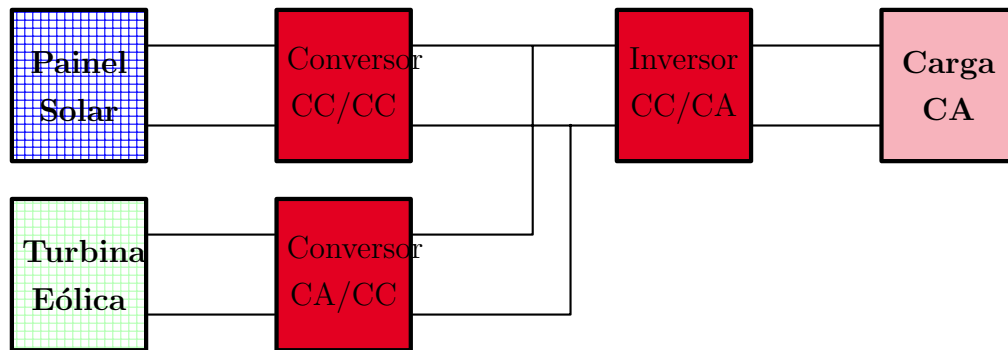


Figura 4.6: Sistema Fotovoltaico Híbrido.

Por fim, feitas essas considerações complementares, o projeto e simulação do sistema estudado nesse capítulo será baseado na topologia de um sistema isolado com carga sem armazenamento, assim como visto na Figura 4.1. Somando-se a isso, a configuração desse sistema apresenta um controlador PID *anti-windup*, o qual tem por objetivo de regular a tensão nos terminais da carga sem a necessidade da inclusão de técnicas de rastreamento MPPT, evitar a saturação do sinal de controle e, principalmente, utilizar o *anti-windup* para evitar o efeito indesejado das não-linearidades dos conversores.

4.2.2 Efeitos da Irradiação e Temperatura

Nessa fase do projeto, procura-se entender como os efeitos de irradiação e temperatura podem afetar o comportamento dos painéis fotovoltaicos, conversores e compensadores quando há o surgimento da saturação. Para isso, foram obtidos dados de irradiação e temperatura de três diferentes regiões do território brasileiro, as quais são a região nordeste, sul e centro-oeste. Essas informações foram analisadas por meio da rede SONDA, do Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), a qual tem por objetivo levantar dados dos recursos de energia solar e eólica do país. Essa base de dados é importante, pois além de disponibilizar dados anemométricos, radiométricos e solarimétricos ainda conta com o apoio do Laboratório de Modelagem e Estudos de Recursos Renováveis de Energia (LABREN), o qual utiliza esses dados para produção do Atlas Brasileiro de Energia Solar (SONDA, 2018).

Além disso, a rede SONDA utiliza uma periodicidade de 1 minuto para variáveis solarimétricas e 10 minutos para variáveis anemométricas. Além de variáveis como irradiação e temperatura, pode-se encontrar velocidade e direção do vento, umidade do ar, iluminância e dentre outros. Como exemplo, a Figura 4.7 e a Figura 4.8 ilustram a irradiação e temperatura reais de uma cidade da região centro-oeste.

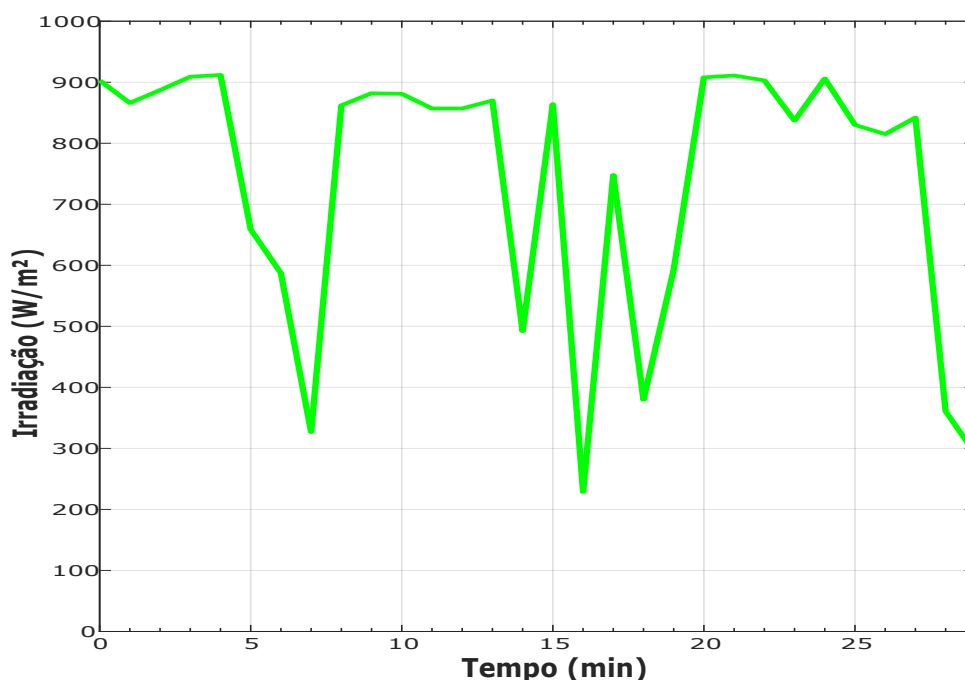


Figura 4.7: Radiação Solar - Brasília: Novembro de 2015.

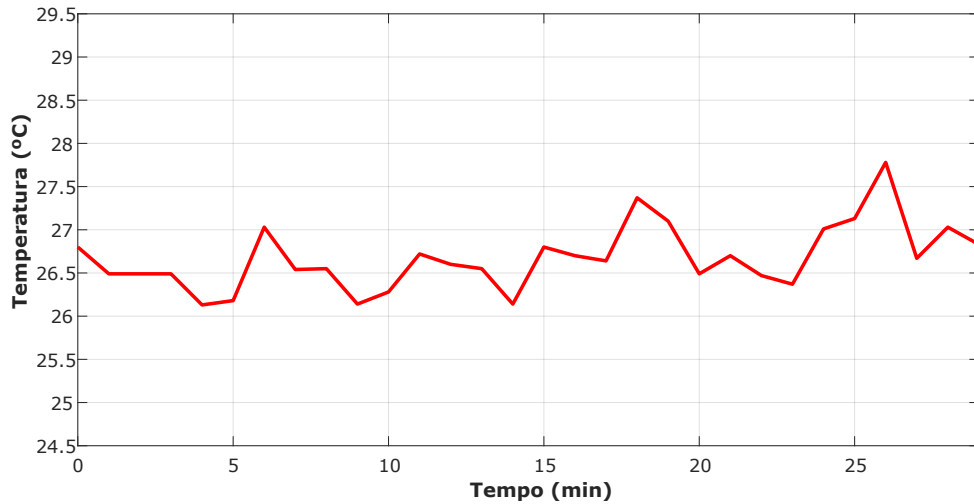


Figura 4.8: Temperatura - Brasília 11/2015.

Para entender o comportamento de um painel solar em meio a variações de irradiação e temperatura, precisa-se saber como o circuito de uma célula solar tende a se comportar na presença dessas variáveis. Com isso, a Figura 4.9 representa uma fonte de corrente em paralelo com um diodo, além de inserir resistências às quais se aproximam das perdas de uma célula real. Assim, a resistência em paralelo, R_P , descreve as perdas ocasionadas por perturbações elétricas entre as partes da frente e de trás da célula. A resistência em série, R_S , descreve a queda de tensão através de perdas ôhmicas do material semicondutor e dos contatos metálicos (SEGUEL, 2009).

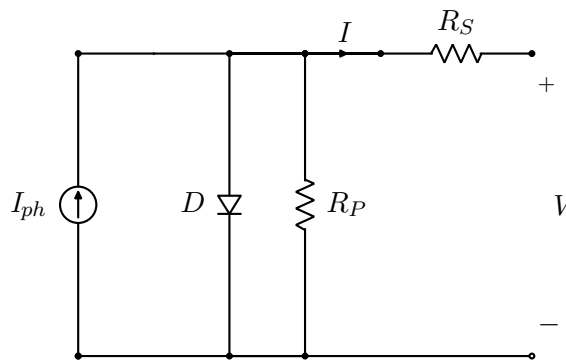


Figura 4.9: Circuito de uma célula fotovoltaica.

Do modelo tem-se ainda a fonte de corrente I_{ph} gerada por uma determinada insolação, o diodo D , a tensão V nos terminais de saída da célula e a corrente I fornecida a um circuito externo. Ademais, a resistência em série é bem menor do que a resistência em paralelo. Assim, quando os terminais de saída são curto circuitados, toda a corrente

gerada pela irradiação solar (I_{ph}) é fornecida na saída do circuito (CAVALCANTI et al., 2007).

A Equação (4.1) reflete a expressão do circuito da Figura 4.9 (CAVALCANTI et al., 2007).

$$I = I_{ph} - I_r \cdot \left[e^{\frac{q \cdot (V + I \cdot R_S)}{n \cdot k \cdot T}} - 1 \right] - \frac{V + I \cdot R_S}{R_P} \quad (4.1)$$

Alguns parâmetros devem ser conhecidos, como a corrente de saturação reversa I_r , a carga do elétron q , a constante de Boltzmann k , o fator de idealidade da junção n e a temperatura da célula T . A corrente de saturação reversa é dada pela Equação (4.2) e depende da temperatura.

$$I_r = I_{rr} \cdot \left(\frac{T}{T_r} \right)^3 \cdot e^{\left[\frac{q \cdot E_G}{n \cdot k} \cdot \left(\frac{1}{T_r} + \frac{-1}{T} \right) \right]} \quad (4.2)$$

Com isso, vê-se que I_{rr} representa a corrente de saturação reversa na temperatura T_r , sendo esta uma temperatura de referência e E_G é a energia do *band-gap* do material da célula solar. Por fim, a Equação (4.3) mostra a dependência da corrente I_{ph} pela irradiação S e temperatura, em que I_{sc} é a corrente de curto-circuito nas condições padrões e α_T é o coeficiente de temperatura da corrente de curto-circuito da célula.

$$I_{ph} = [I_{sc} + \alpha_T \cdot (T - T_r)] \cdot \frac{S}{1000} \quad (4.3)$$

Com a variação da intensidade da radiação solar, percebida pela Figura 4.7, a corrente elétrica na célula solar é proporcional a essa variação. Ademais, a tensão de circuito aberto sofre pouca influência com a variação da intensidade luminosa, exceto para os casos quando a radiação é muito baixa em que há o deslocamento do ponto de máxima potência para baixo, fato este que pode ocasionar a saturação no elementos de circuito que estão acoplados com o painel solar (SEGUEL, 2009). As Figuras 4.10 e 4.11, geradas a partir do modelo de painel solar utilizado neste projeto, confirmam essa pequena variação de tensão mas também explicitam uma considerável alteração das correntes máximas do painel.

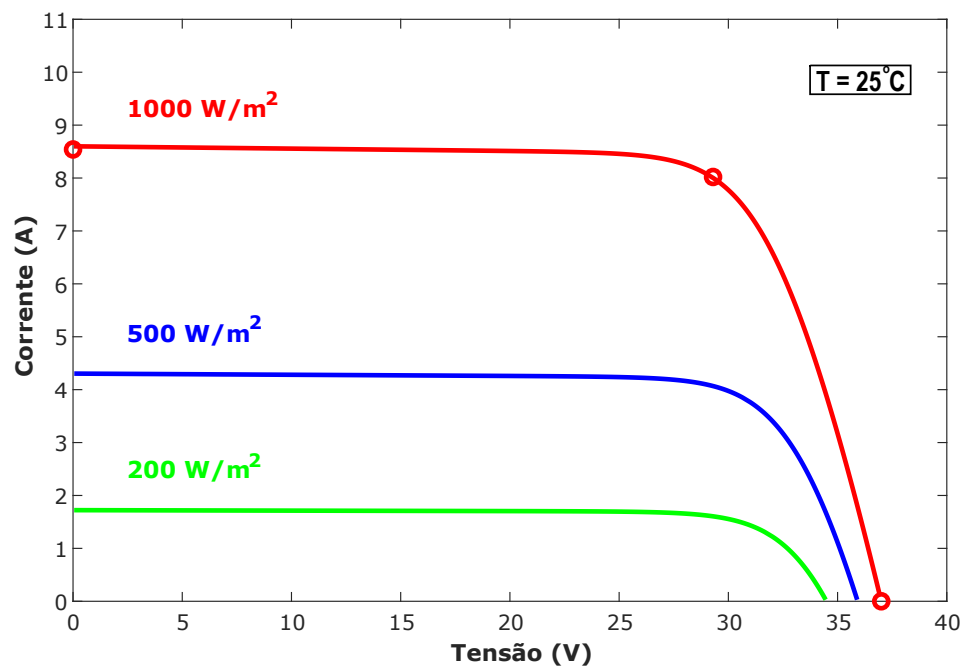


Figura 4.10: Curva característica de irradiação I-V de um painel fotovoltaico.

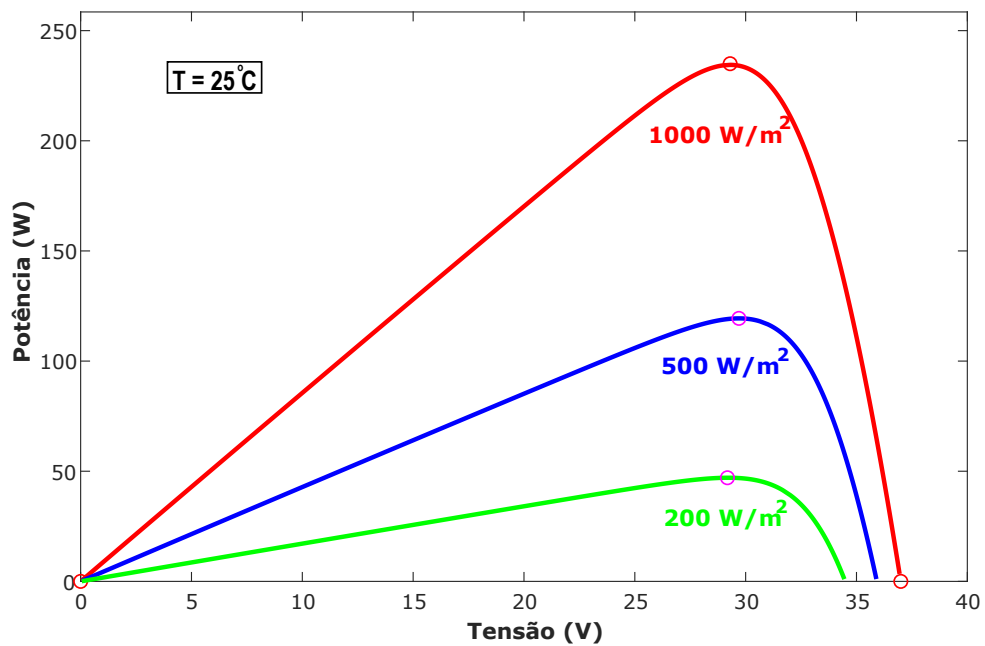


Figura 4.11: Curva característica de irradiação P-V de um painel fotovoltaico.

Por outro lado, nota-se que o efeito produzido pela variação de temperatura tem um peso bem mais significativo na tensão de circuito de aberto do painel fotovoltaico. Assim, quando há o aumento da temperatura, a tensão tende a diminuir devido também

à perda de eficiência do material que a placa é produzida. As Figuras 4.12 e 4.13 mostram as curvas características do painel para variações de temperatura.

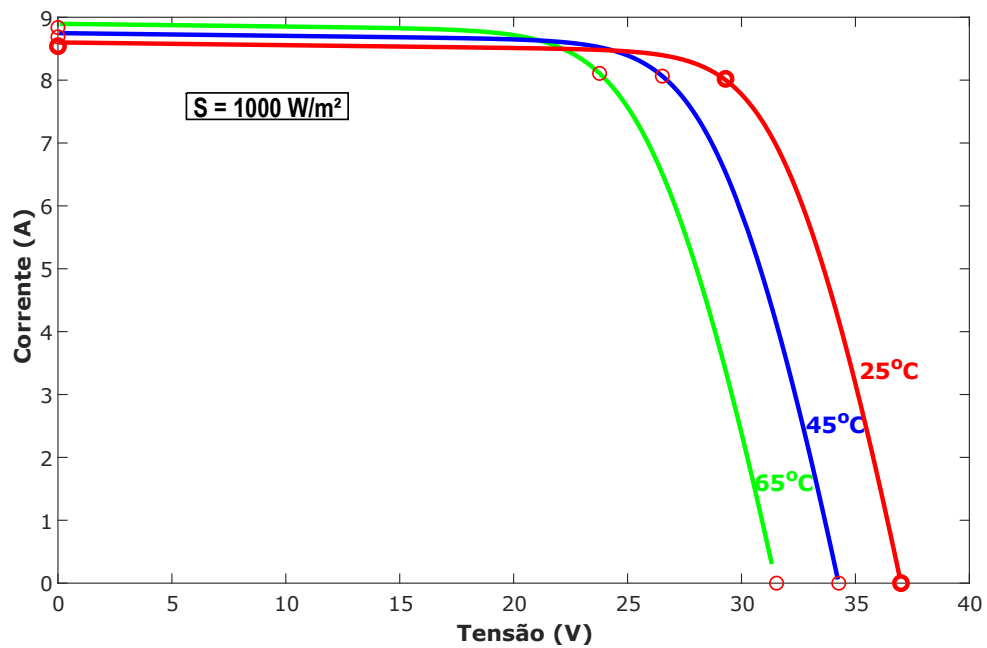


Figura 4.12: Curva característica de temperatura I-V de um painel fotovoltaico.

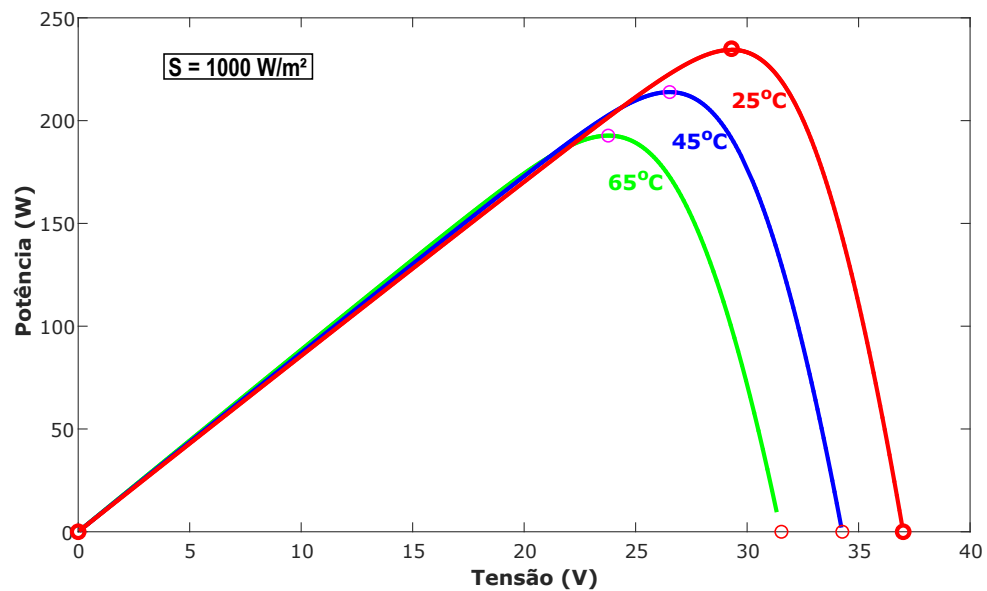


Figura 4.13: Curva característica de temperatura P-V de um painel fotovoltaico.

4.2.3 Parâmetros do Arranjo Fotovoltaico

Para o desenvolvimento desse projeto foram utilizados os dados obtidos no capítulo anterior e o software Simulink/Matlab para a simulação do sistema, composto por painéis, conversores e controladores. A Figura 4.14 ilustra o arranjo fotovoltaico.

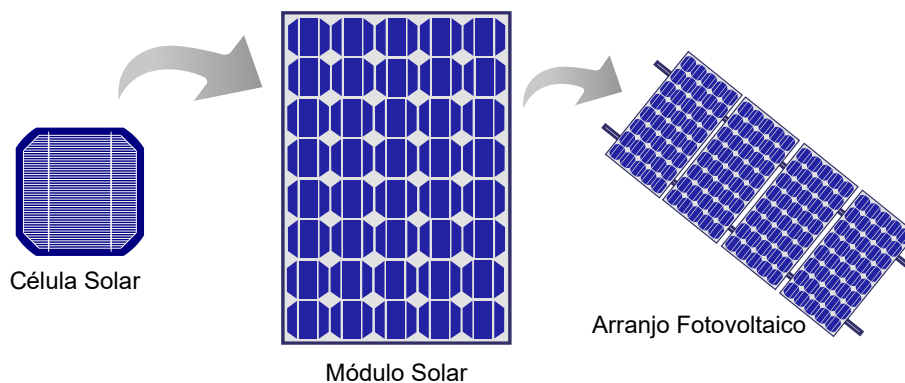


Figura 4.14: Arranjo Fotovoltaico.

Vários modelos de painéis solares podem ser encontrados no software utilizado. Além disso, as especificações dos parâmetros são fornecidas pelos fabricantes considerando as condições de teste padronizadas - *Standard Test Condition* (STC). Os parâmetros do painel solar da SOLTECH utilizados na simulação são mostrados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Parâmetros do Painele Fotovoltaico - Soltech.

Potência Máxima	P_{max}	235 Wp
Corrente de Máxima Potência	I_{mp}	8,02 A
Corrente de Curto-Circuito	I_{sc}	8,54 A
Tensão de Máxima Potência	V_{mp}	30,8 V
Tensão de Circuito Aberto	V_{oc}	37 V
Resistência em Série	R_s	0,399 Ω
Resistência em Paralelo	R_p	228,5 Ω
Número de células por módulo	n	60

Dada a Tabela 4.1, a definição dos parâmetros é dada por (PINHO; GALDINO, 2014):

Tensão de circuito aberto (V_{oc}): é o máximo valor da tensão nos terminais do módulo fotovoltaico quando não há corrente circulando e quando nenhuma carga está conectada ao sistema. V_{oc} depende da corrente de saturação (I_r), da corrente gerada pela irradiação solar (I_{ph}) e da temperatura, de acordo com a Equação (4.4).

$$V_{oc} = \frac{k.T}{q} \cdot \ln \left[\frac{I_{ph}}{I_r} + 1 \right] \quad (4.4)$$

Tensão de máxima potência (V_{mp}): tensão no ponto de máxima potência do painel.

Corrente de curto-circuito (I_{sc}): é a máxima corrente que se pode obter, sendo medida na célula fotovoltaica quando a tensão elétrica em seus terminais é igual a zero.

Corrente de máxima potência (I_{mp}): corrente elétrica no ponto de máxima potência do painel.

Potência máxima (P_{max}): na Figura 4.10, para cada ponto da curva I-V, o produto entre corrente e tensão representa a potência gerada para cada ponto de operação. Em um módulo fotovoltaico, para uma dada condição climática, só existe um ponto na curva I-V no qual a potência máxima pode ser alcançada. Este ponto corresponde ao produto da tensão de potência máxima e corrente de potência máxima.

O arranjo fotovoltaico para este projeto é definido para que dois módulos em série tenham a capacidade de produzir até 64 volts nos terminais de entrada do conversor, pois tanto o conversor *buck* quanto o conversor *buck-boost* vão atuar na entrega de tensões menores para a carga do sistema. Além disso, com os módulos em série a corrente entregue ao conversor será de no máximo 8.5 amperes devido a sua configuração e uma potência instalada de 470 W_p .

4.3 CONTROLE DIRETO DE TENSÃO

Nesta seção será discutido a respeito da importância dos conversores estáticos como elementos centrais nos sistemas de potência e o dimensionamento dos mesmos. Além disso, os conversores possibilitam o controle de variáveis internas a fim de garantir uma saída de tensão regulada e uma operação segura. As especificações de controle são muito diversificadas e dependem da regra atrelada a cada conversor em questão.

Esses conversores necessitam ajustar sua razão cíclica a fim de garantir uma tensão de saída constante para toda a faixa de operação do sistema. Para isso, essa razão cíclica (*duty-cycle*) precisa ser modulada com o objetivo de ser entregue à chave de comutação do conversor. Essa modulação é feita pelo método da modulação por largura de pulso - *Pulse Width Modulation* (PWM), assim como mostrado na Figura 4.15.

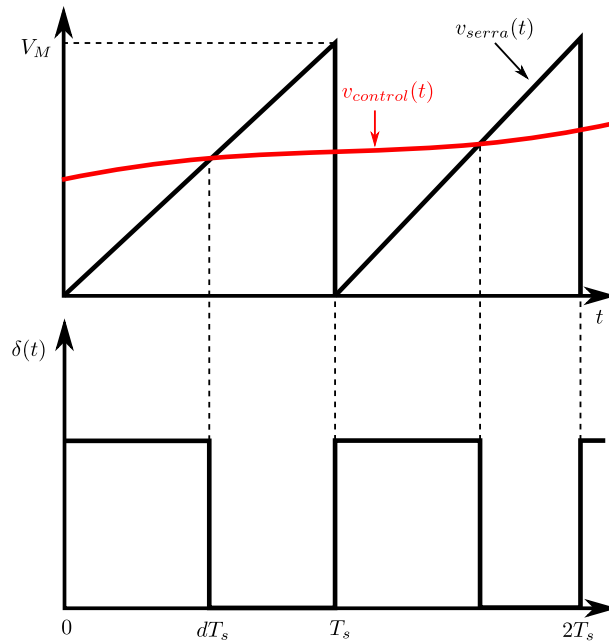


Figura 4.15: Modulação da razão cíclica por PWM (Adaptado de (ERICKSON; MAK-SIMOVIC, 2007)).

A modulação por largura de pulso (PWM) consiste na comparação de dois sinais de tensão, sendo um em baixa frequência ($v_{control}(t)$) e outro em alta frequência ($v_{serra}(t)$), como mostrado na Figura 4.16. Assim, para os conversores CC-CC, o sinal de tensão em baixa frequência é um sinal de tensão contínuo. Por outro lado, o sinal de tensão de alta frequência é responsável pela definição da frequência de comutação e consequentemente da razão cíclica do conversor. Esse sinal de alta frequência é conhecido como "dente de serra" e sua amplitude é V_M .

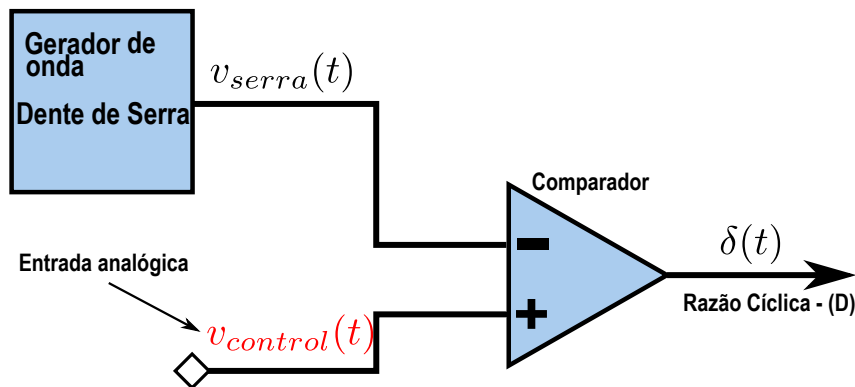


Figura 4.16: Circuito de Modulação do PWM (Adaptado de (ERICKSON; MAK-SIMOVIC, 2007)).

A função do PWM é produzir uma razão cíclica que é proporcional ao sinal de

controle de tensão analógico $v_{control}(t)$. O princípio de funcionamento consiste em comparar as tensões da saída do controlador com a "dente de serra" e obter um sinal lógico $\delta(t)$, o qual apresenta nível lógico alto se $v_{control}(t) \geq v_{serra}(t)$ e nível lógico baixo se $v_{control}(t) < v_{serra}(t)$. Portanto, esses níveis lógicos definem o valor da razão cíclica entre $D = 1$ e $D = 0$ (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007). A Equação (4.5) mostra como é definida a razão cíclica:

$$D = \frac{v_{control}(t)}{V_M} \quad (4.5)$$

Do ponto de vista de controle, esse deve ser feito a fim de garantir o equilíbrio de potência entre várias partes do circuito. Nesse contexto, pode-se utilizar o modelo médio apresentado no Capítulo 2 com vistas a obter uma representação dinâmica na forma de função de transferência da razão cíclica para a saída. Este modelo também poderá ser utilizado para fins de projeto do controlador.

Alguns procedimentos são seguidos com o objetivo de garantir que os conversores possam se comportar como o desejado. Assim, os seguintes passos para o dimensionamento dos conversores são abordados abaixo:

- Definir a tensão de entrada entregue pelo arranjo fotovoltaico e tensão de saída da carga;
- Calcular o valor da razão cíclica para o regime permanente;
- Escolher a frequência de chaveamento;
- Definir a tensão e corrente de ondulação (*ripple*) que garantam o MCC;
- Escolher a resistência da carga;
- Calcular a indutância para que o conversor opere em MCC;
- Calcular a capacitância para que o conversor opere em MCC;
- Calcular o fator de qualidade do conversor;
- Calcular a frequência natural do conversor;
- Comparar o modelo linear do conversor com o modelo não linear; e
- Definir a função de transferência do conversor.

Ademais, após a definição da função de transferência da planta do sistema, outros procedimentos serão adotados a fim de garantir o controle das variáveis do sistema fotovoltaico.

Por fim, é importante frisar que os conversores são controlados unicamente com uma malha externa de tensão. Algumas topologias serão utilizadas a fim de ilustrar a forma de controle dos conversores, mas isso não é uma metodologia limitante ou única. Portanto, a utilização de outros procedimentos de controle e dimensionamento podem ser outra forma de se chegar ao mesmo ponto ou até mesmo melhorá-los, como por exemplo a inclusão de mais uma malha interna com realimentação para controle em cascata, a qual não será abordada neste trabalho.

4.3.1 Controle e Dimensionamento do Conversor Buck

O conversor *buck* sem perdas e sua topologia de controle são mostrados na Figura 4.17. Primeiramente, dois painéis fotovoltaicos são utilizados em série e podem chegar a entregar uma tensão máxima de até 64 volts na entrada dos terminais do conversor (V_{pv}), considerando uma radiação incidente de 1000 W/m^2 e uma temperatura de 25°C . Além disso, define-se que a carga deve operar com uma tensão de saída de 48 volts (V_C) e assim obtém-se o valor da razão cíclica para o regime permanente de acordo com a Equação (4.6) (RASHID et al., 2011).

$$D = \frac{V_C}{V_{pv}} = \frac{48}{64} = 0,75 \quad (4.6)$$

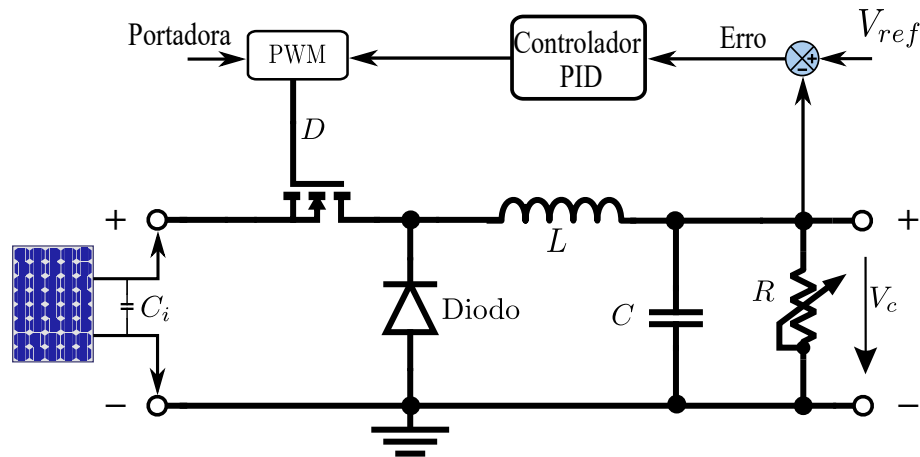


Figura 4.17: Controle Direto de Tensão - Conversor Buck.

Apresentada a topologia do circuito do conversor, escolheu-se a frequência de chaveamento (f_s) igual a 10 kHz devido a uma maior precisão da tensão gerada pelos trans-

sistores. Ademais, para que o conversor possa trabalhar no modo de condução contínua a ondulação de tensão (ΔV_r) é de 1% e o valor da resistência de carga R é igual a 10Ω , dada pela seguinte relação:

$$P_{max} = \frac{V_C^2}{R} \implies R = \frac{V_C^2}{P_{max}} = \frac{48^2}{235} \approx 10\Omega \quad (4.7)$$

Assim, considerando-se um conversor *buck* ideal, a indutância que determina o limiar entre o modo de condução contínua e descontínua é dada por (RASHID et al., 2011):

$$L_{min} = \frac{(1 - D) \times R}{2f_s} = \frac{(1 - 0,75) \times 10}{2 \times 10 \times 10^3} = 125\mu H \quad (4.8)$$

Com isso, a condição do MCC aborda que a indutância a ser escolhida do conversor *buck* deve ser maior que a indutância mínima ($L > L_{min}$). Logo, a indutância é dada por $L = 600mH$ e sua escolha é limitada por um valor máximo do valor de indutância, o qual é o limiar entre os modos de condução contínua e descontínua.

Feitas essas considerações, para limitar o valor da ondulação de tensão (V_r) abaixo do valor de 1% da tensão de saída, a capacitância C do conversor buck deve ser maior que:

$$C_{min} = \frac{(1 - D) \times V_C}{8 \times V_r \times L \times f_s^2} = \frac{(1 - 0,75) \times 48}{8 \times 0,01 \times 48 \times 600 \times 10^{-3} \times (10^4)^2} = 0,052\mu F \quad (4.9)$$

Com isso, adota-se a capacitância $C = 10\mu F$ para este conversor. Após a definição do valor da indutância e da capacitância do conversor, deve-se encontrar o fator de qualidade (Q), o qual pode ser definido como a razão entre as potências reativa e ativa desse elemento. Assim, quanto maior a perda, menor será a eficiência desse indutor em armazenar energia (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007). O fator de qualidade do conversor *buck*, abordado pela Equação (2.23) no Capítulo 2, é dado por:

$$Q = R\sqrt{\frac{C}{L}} = 10\sqrt{\frac{10 \times 10^{-6}}{600 \times 10^{-3}}} = 0,0408$$

Ademais, a frequência natural é dada pela Equação (2.22), logo tem-se:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{600 \times 10^{-3} \times 10 \times 10^{-6}}} = 408 \frac{rad}{s}$$

Definidos os parâmetros do conversor, é necessário comparar o circuito do modelo linear da Figura 2.1 com o modelo não-linear da Figura 4.18. Esse método é recomendável

para que se possa verificar se a tensão do modelo linear e modelo não-linear estão compatíveis e seguem o mesmo caminho, que nesse caso será a tensão de 48 volts da referência. Para isso, os dois circuitos foram implementados no Simulink/Matlab a fim de ter resultados satisfatórios.

O circuito do modelo não-linear é implementado seguindo a metodologia das equações do modelo comutado do conversor *buck* para as condições de chaveamento do conversor. Nas simulações, o modelo comutado deve ser comparado ao modelo linear em malha aberta para que se possa confiar nos parâmetros escolhidos. As equações da corrente do indutor e do capacitor são mostradas em (2.4).

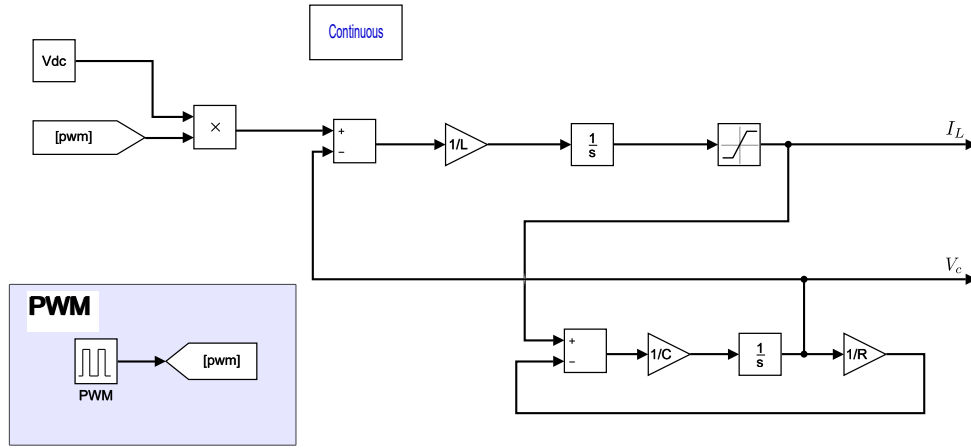


Figura 4.18: Modelo não linear - Conversor Buck.

É importante notar que, para os conversores estudados nesse trabalho, a equação característica da função de transferência no domínio da frequência apresenta a mesma forma. Essa semelhança é vista no Capítulo 2 quando as funções de transferência da tensão em relação à razão cíclica são derivadas do modelo médio. Assim, a Equação (4.10) exalta essa semelhança (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007):

$$G_{vd}(s) = \frac{V_C(s)}{D(s)} = \frac{G_{d0} \left(1 - \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{s}{\omega_0 Q}\right) + 1\right)} \quad (4.10)$$

Sendo assim, o ganho G_{d0} para este conversor é dado por (4.11):

$$G_{d0} = \frac{V_C}{D} \quad (4.11)$$

Para o conversor *buck*, $\omega_z \rightarrow \infty$ e, portanto, não apresenta zero de fase não-mínima em sua função de transferência. Logo, substituindo-se os valores de Q , ω_0 e V_{pv} , a função de transferência do conversor é derivada pela Equação (4.12):

$$G_{vd}(s) = \frac{1,067 \times 10^7}{s^2 + 10000s + 1,67 \times 10^5} \quad (4.12)$$

4.3.2 Controle e Dimensionamento do Conversor Buck-Boost

O conversor *buck-boost* sem perdas e sua topologia de controle são mostrados na Figura 4.19. Para o projeto desse conversor foram utilizados os mesmos critérios do conversor *buck* nas condições padrões do painel com 64 volts na entrada dos terminais do conversor e -48 volts para serem entregues à carga do sistema já que o conversor em questão apresenta uma tensão invertida em seus terminais de saída, considerando uma radiação de 1000 W/m^2 e uma temperatura de 25°C . Assim, o ciclo de trabalho no regime permanente pode ser encontrado a partir de (4.13):

$$D = \frac{V_C}{V_C - V_{pv}} = \frac{-48}{-48 - 64} \approx 0,43 \quad (4.13)$$

Com isso, tem-se que a frequência de chaveamento (f_s) é 10 kHz , a ondulação de tensão (ΔV_r) é de 1%, a ondulação de corrente (ΔI_r) para operar no modo de condução contínua é de 20% e a resistência de carga R do conversor também é dada por 10Ω .

Dadas essas especificações e considerando-se o conversor *buck-boost* ideal, pode-se calcular o valor da indutância que determina o limiar entre o modo de condução contínua e descontínua. A Equação (4.14) mostra esse limiar (RASHID et al., 2011):

$$L_{min} = \frac{(1 - D)^2 \times R}{2f_s} = \frac{(1 - 0,43)^2 \times 10}{2 \times 10 \times 10^3} = 162,45 \mu\text{H} \quad (4.14)$$

O conversor *buck-boost* apresenta outro ponto de operação em regime permanente que também é derivado das equações estabelecidas do modelo médio. Este ponto deriva a corrente média que passa no indutor, a qual é mostrada por (4.15):

$$I_{Lmed} = \frac{V_C}{R \times (D - 1)} = \frac{-48}{10 \times (0,43 - 1)} = 8,4 \text{ A} \quad (4.15)$$

Por conseguinte, o valor aproximado da indutância L_r do conversor que apresenta uma pequena ondulação na corrente do indutor e pode ser dada por:

$$L_r = \frac{V_{pv} \times D}{I_{Lmed} \times \Delta I_r \times f_s} = \frac{64 \times 0,43}{8,4 \times 0,2 \times 10 \times 10^3} = 1,6 \text{ mH} \quad (4.16)$$

Para atender a relação $L > L_{min}$ e a condição de ondulação (*ripple*) é escolhida a

indutância $L = 8 \text{ mH}$.

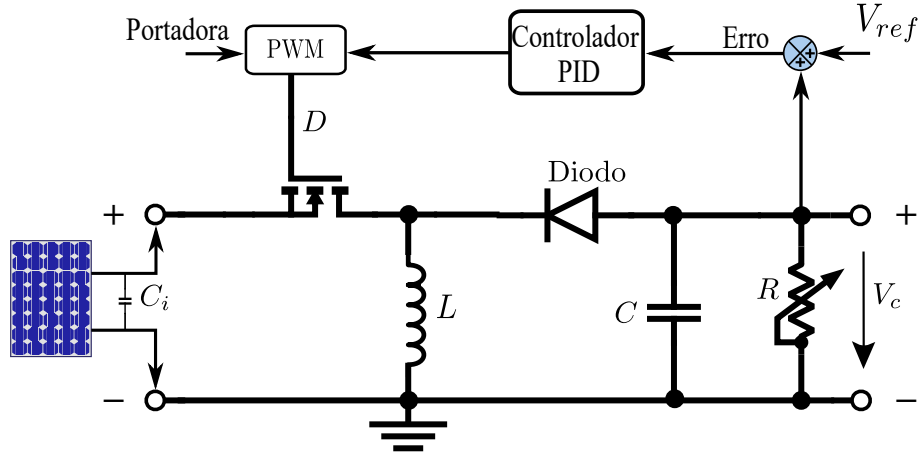


Figura 4.19: Controle Direto de Tensão - Conversor Buck-Boost.

O valor mínimo do capacitor de saída do conversor que apresenta uma pequena ondulação na tensão pode ser dado pela seguinte equação:

$$C_{min} = \frac{D \times V_C}{V_r \times R \times f_s} = \frac{0,43 \times (-48)}{0,01 \times (-48) \times 10 \times 10^4} = 430 \mu F \quad (4.17)$$

O capacitor escolhido tem a capacitância $C = 1 \text{ mF}$. Após a escolha desses parâmetros, deve-se atentar para encontrar o valor do fator de qualidade (Q). A Equação (4.18) apresenta o fator de qualidade do *buck-boost* (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007):

$$Q = (1 - D)R\sqrt{\frac{C}{L}} = (1 - 0,43)10\sqrt{\frac{1 \times 10^{-3}}{8 \times 10^{-3}}} = 2,02 \quad (4.18)$$

A frequência natural do conversor é dada por (4.19):

$$\omega_0 = \frac{(1 - D)}{\sqrt{LC}} = \frac{(1 - 0,43)}{\sqrt{8 \times 10^{-3} \times 1 \times 10^{-3}}} = 202 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (4.19)$$

Assim como no caso anterior do conversor *buck*, é preciso comparar os modelos linear e não linear do conversor *buck-boost* a fim de garantir que os valores dos parâmetros escolhidos foram projetados corretamente. Além disso, pode-se garantir que a corrente e a tensão estão seguindo a referência para os dois casos.

A simulação é feita no Simulink/Matlab e o circuito do modelo não-linear é implementado seguindo as equações do modelo comutado. As Equações são mostradas no Capítulo 2 em (2.30) e o modelo não linear é apresentado na Figura 4.20.

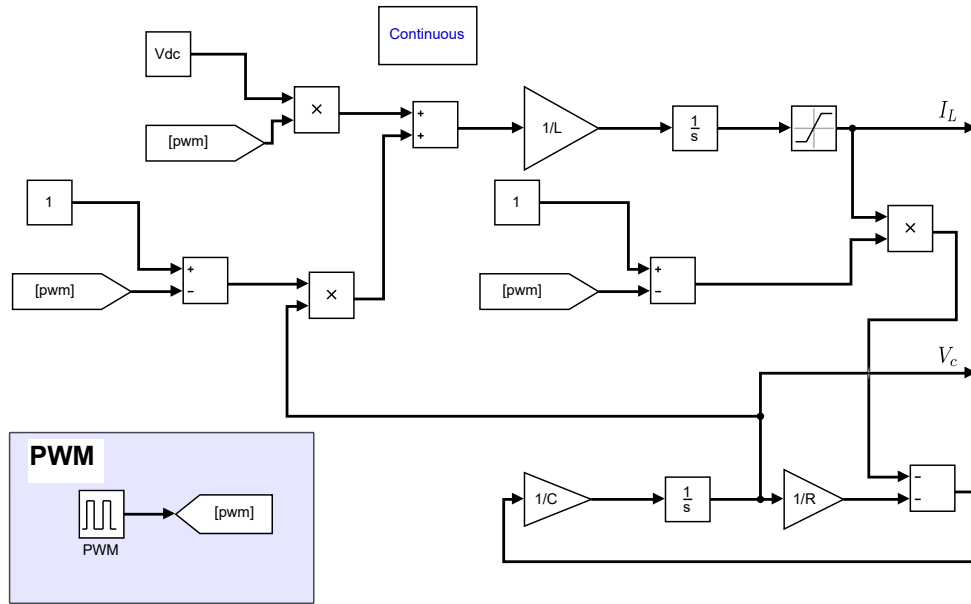


Figura 4.20: Modelo não-linear do Conversor Buck-Boost.

A Equação (4.10) também pode ser utilizada para o caso do conversor *buck-boost*. Ademais, para essa função de transferência nota-se a presença de um zero de fase não-mínima o que pode acarretar em um sistema instável. As Equações (4.20) e (4.21) mostra como o zero e o ganho do conversor podem ser encontrados, respectivamente.

$$\omega_z = \frac{(1-D)^2 R}{DL} = \frac{(1-0,43)^2 \times 10}{0,43 \times 8 \times 10^{-3}} = 952,4 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (4.20)$$

$$G_{d0} = \frac{V_C}{D(1-D)} \quad (4.21)$$

Logo, a função de transferência do conversor é dada por (4.22):

$$G_{vd}(s) = \frac{-8400 \times (s - 952,4)}{s^2 + 100s + 4,08 \times 10^4} \quad (4.22)$$

4.3.3 Controle e Dimensionamento do Conversor Boost

A topologia do conversor *boost* sem perdas e sua estratégia de controle direto de tensão são mostradas na Figura 4.21. No projeto desse conversor foram utilizadas as mesmas condições padrão de radiação e temperatura usadas anteriormente. Além disso, somente um painel solar é utilizado, pois é capaz de oferecer aproximadamente 30 volts na entrada dos terminais do conversor e obter uma tensão de 48 volts nos terminais de saída ou na carga do sistema. Assim, o ciclo de trabalho em regime permanente é dado por (4.23):

$$D = \frac{V_C - V_{pv}}{V_C} = \frac{48 - 30}{48} = 0,375 \quad (4.23)$$

Além disso, a frequência de chaveamento (f_s) é 10 kHz , a ondulação de tensão (ΔV_r) é de 1%, a ondulação de corrente (ΔI_r) para operar no modo de condução contínua é de 20% e a resistência de carga R do conversor também é dada por 10Ω . Com isso, considerando-se o conversor *boost* ideal, pode-se calcular a indutância mínima que caracteriza o limiar entre os modos de condução contínua e descontínua (RASHID et al., 2011). A Equação do indutor é dada por:

$$L_{min} = \frac{(1 - D)^2 \times DR}{2f_s} = \frac{(1 - 0,375)^2 \times 0,375 \times 10}{2 \times 10 \times 10^3} = 73,24 \mu H \quad (4.24)$$

O conversor *boost* apresenta outro ponto de operação em regime permanente que também é derivado das equações estabelecidas do modelo médio no Capítulo 2. Este ponto deriva a corrente média que passa no indutor, a qual é mostrada por (4.25):

$$I_{Lmed} = \frac{V_C}{R \times (1 - D)} = \frac{48}{10 \times (1 - 0,375)} = 7,68 \text{ A} \quad (4.25)$$

O valor aproximado da indutância L_r do conversor que apresenta uma pequena ondulação na corrente do indutor e pode ser dada por:

$$L_r = \frac{V_{pv} \times D}{I_{Lmed} \times \Delta I_r \times f_s} = \frac{30 \times 0,375}{7,68 \times 0,2 \times 10 \times 10^3} = 734 \mu H \quad (4.26)$$

Para atender a relação $L > L_{min}$ e a condição de ondulação (*ripple*) é escolhida a indutância $L = 100 \text{ mH}$.

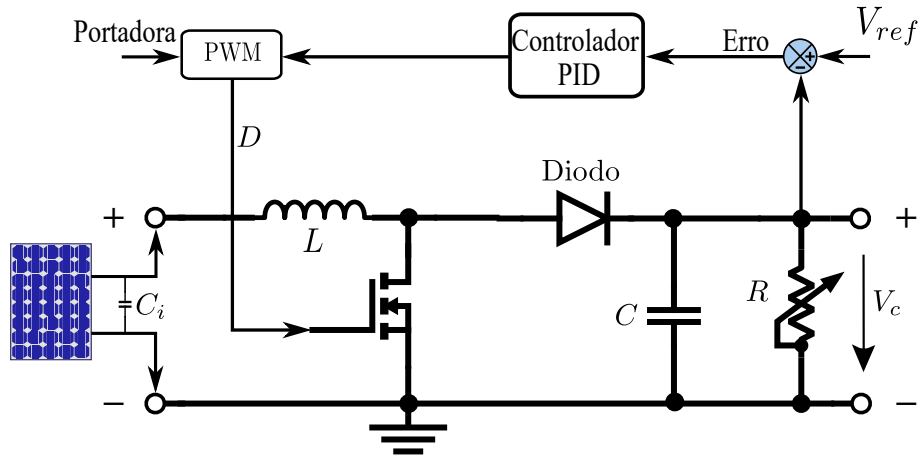


Figura 4.21: Controle Direto de Tensão - Conversor Boost.

O dimensionamento do capacitor de saída do conversor *boost* é similar ao utilizado no conversor *buck-boost*. Assim, a Equação (4.27) é dada por:

$$C_{min} = \frac{D \times V_C}{V_r \times R \times f_s} = \frac{0,375 \times (48)}{0,01 \times 48 \times 10 \times 10^4} = 375 \mu F \quad (4.27)$$

O capacitor escolhido tem a capacitância $C = 600 \mu F$. Após a escolha desses parâmetros, deve-se atentar para encontrar o valor do fator de qualidade (Q). A Equação (4.28) apresenta o fator de qualidade do *boost* (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007):

$$Q = (1 - D)R\sqrt{\frac{C}{L}} = (1 - 0,375)10\sqrt{\frac{600 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-3}}} = 0,48 \quad (4.28)$$

A frequência natural do conversor é dada por (4.29):

$$\omega_0 = \frac{(1 - D)}{\sqrt{LC}} = \frac{(1 - 0,375)}{\sqrt{100 \times 10^{-3} \times 600 \times 10^{-6}}} = 80,7 \frac{rad}{s} \quad (4.29)$$

Assim como nos casos anteriores dos conversores *buck* e *buck-boost*, optou-se por comparar os modelos linear e não-linear do conversor. Além disso, pode-se garantir que a corrente e a tensão estão seguindo a referência para os dois casos.

A simulação é feita no Simulink/Matlab e o circuito do modelo não-linear é implementado seguindo as equações do modelo comutado. As Equações são mostradas no Capítulo 2 em (2.55) e o modelo não linear é apresentado na Figura 4.22.

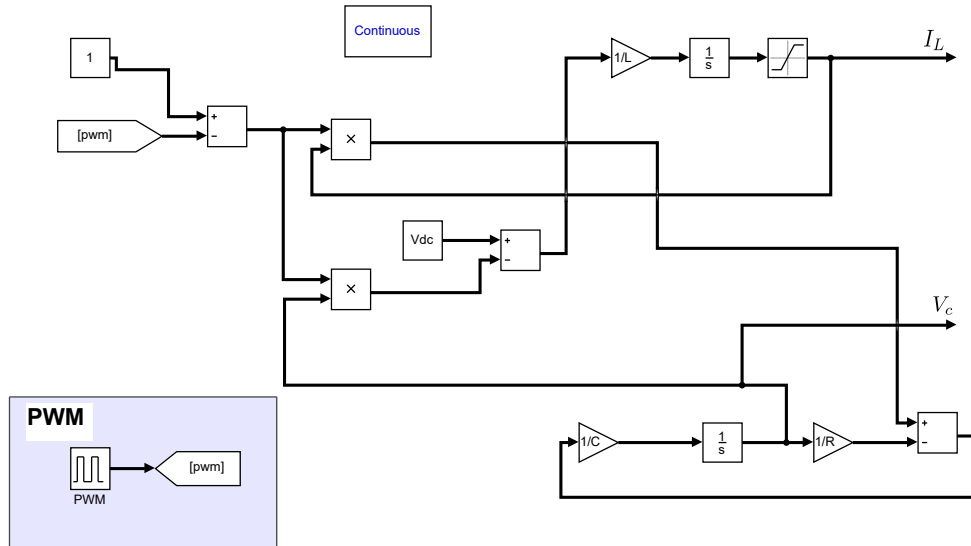


Figura 4.22: Modelo não-linear do Conversor Boost.

Além disso, a função de transferência do conversor *boost* apresenta um zero de fase não-mínima. Com isso, as Equações (4.30) e (4.31) ilustra o zero e o ganho da função de

transferência, respectivamente.

$$\omega_z = \frac{(1-D)^2 R}{L} = \frac{(1-0,375)^2 \times 10}{100 \times 10^{-3}} = 39,06 \frac{rad}{s} \quad (4.30)$$

$$G_{d0} = \frac{V_{pv}}{(1-D)^2} = 76,8 \quad (4.31)$$

Logo, a função de transferência do conversor é dada por (4.32):

$$G_{vd}(s) = \frac{-12800 \times (s - 39,06)}{(s + 104,2)(s + 62,5)} \quad (4.32)$$

4.4 PROJETO DO CONTROLADOR VIA LUGAR GEOMÉTRICO DAS RAÍZES

No Capítulo 3 foram mostrados a ação e os tipos de controladores que são utilizados nesse trabalho. Compensadores proporcionais, integrais e derivativos abordam características peculiares em cada resposta, seja essa transitória ou permanente. Ademais, viu-se que os controladores são implementados na forma paralela para que, futuramente, seja possível uma alteração na parcela integral do controlador com uma realimentação interna.

Com isso, os controladores serão projetados pelo método do lugar geométrico das raízes, o qual permite mostrar graficamente informações tanto sobre a resposta transitória quanto sobre a estabilidade. O lugar geométrico pode ser esboçado para se ter uma ideia geral das mudanças na resposta transitória geradas por variações no ganho. Assim, a escolha de um ganho de malha adequado nos permite atender uma especificação de resposta transitória e essa resposta é ditada pelos polos no ponto do lugar das raízes. Quando o ganho é variado, o lugar geométrico apresenta diversas regiões de resposta (NISE, 2013).

Algumas regras atinentes ao processo de esboço do lugar das raízes devem ser expostas. Assim sendo, o número de ramos deve ser igual ao número de polos em malha fechada. Por conseguinte, para sistemas com ganho positivo o lugar geométrico das raízes existe à esquerda de um número ímpar de polos e/ou zeros finitos em malha aberta sobre o eixo real. Ademais, inicia-se nos polos finitos e infinitos e termina nos zeros finitos e infinitos. Por fim, esse tende a seguir as retas assintóticas quando o lugar geométrico tende a infinito (OGATA; SEVERO, 1998).

Para alterar e melhorar a resposta transitória de um sistema, definida pelo tempo de acomodação e sobressinal, deve-se incluir polos e zeros adicionais para que haja a compensação do sistema e o lugar das raízes passe pelo polo desejado. Uma das vantagens de se compensar o sistema com a inclusão de polos e zeros reside no fato de não se

interferir nos requisitos de potência de saída da planta. Por outro lado, a desvantagem de compensar o sistema com polos e zeros pode aumentar a ordem do mesmo, caso não haja cancelamento entre eles (NISE, 2013).

A compensação derivativa para o regime transitório pode ser implementada como um avanço de fase, ou por um controlador PD, o qual é um caso especial do avanço para sistemas sem filtro. Assim, para aumentar a velocidade do sistema não compensado, faz-se necessário a inclusão de um zero para o caso ideal ou a adição de um zero e um polo mais afastado do eixo imaginário para o controlador PD com filtro. A influência de um zero mais próximo do eixo imaginário leva o lugar das raízes a deslocar-se para o lado esquerdo da região de estabilidade. A Figura 4.23 ilustra que a contribuição de fase do controlador PD com filtro (avanço de fase) ainda é positiva mesmo com a inclusão do polo mais afastado do zero.

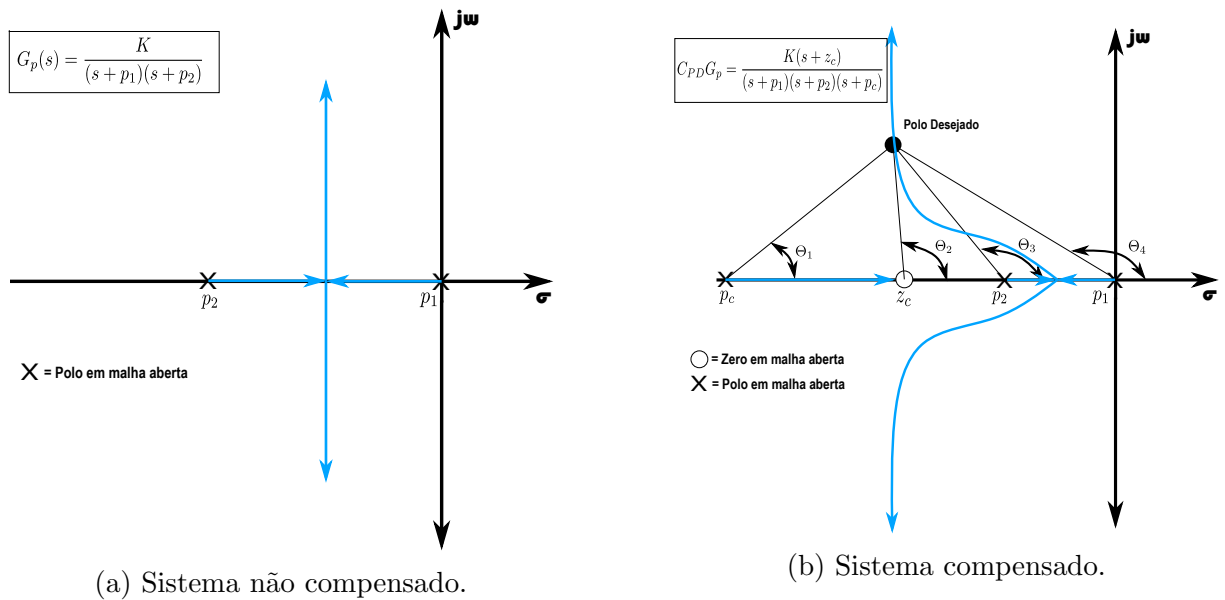


Figura 4.23: Lugar das raízes do controlador PD em avanço de fase.

A equação do controlador PD com filtro é dada por:

$$C_{PD} = \frac{s + z_c}{s + p_c} \quad (4.33)$$

O conceito por trás da compensação em avanço de fase pode ser notado a partir da Figura 4.23b, a qual mostra a contribuição angular para cada polo e zero. Assim, a diferença entre a soma dos ângulos dos zeros e a soma dos ângulos dos polos é proporcional a 180 graus. Assim, tem-se que:

$$\Theta_2 - \Theta_1 - \Theta_3 - \Theta_4 = (2k + 1) 180^\circ \quad (4.34)$$

onde $\Theta_2 - \Theta_1 = \Theta_c$ é a contribuição angular do compensador em avanço.

O regime permanente pode ser melhorado quando há a adição de um polo na origem, por meio de um integrador, para o sistema de malha aberta. Com isso, há o aumento do tipo de sistema e o erro em regime permanente é conduzido a zero. Para isso, é necessário utilizar um compensador integral que possa alocar um polo na origem e um zero próximo ao polo, pois somente a inclusão de um polo deslocaria o lugar das raízes para a direita do plano s e o aproximaria do eixo imaginário. Essa técnica de controle permite que a contribuição angular do zero anule a contribuição angular do polo por estarem próximos, fazendo com que a resposta transitória não seja afetada e a influência do controlador PI no lugar geométrico das raízes não seja notada (NISE, 2013).

A Figura 4.24 ilustra a influência do controlador PI no lugar das raízes para uma planta com polos reais de malha aberta.

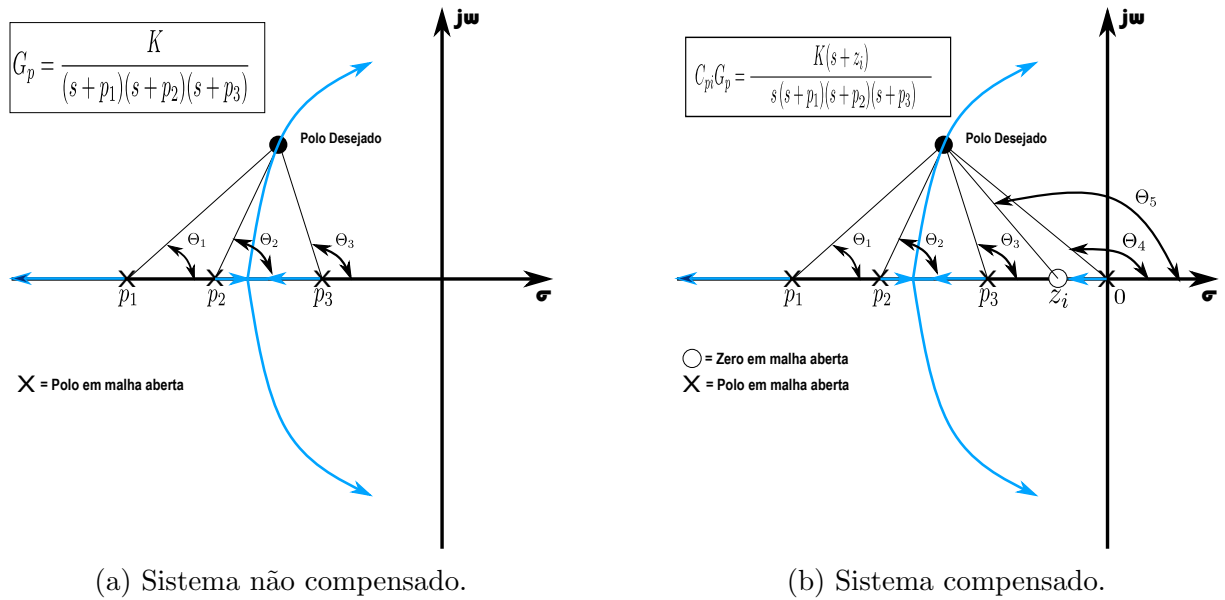


Figura 4.24: Lugar das raízes do controlador PI.

A equação do controlador PI é dada por:

$$C_{pi} = \frac{K(s+z_i)}{s} \quad (4.35)$$

Para projetar um controlador PID, deve-se combinar as duas técnicas de controle abordadas anteriormente independentemente. Ademais, segundo Nise (NISE, 2013), utiliza-se primeiramente o projeto do controlador PD para melhoria do regime transitório e em seguida o projeto do controlador PI para melhoria do regime permanente. Essa abordagem é definida nessa ordem de execução devido ao fato de que ao atender as es-

pecificações de regime transitório o controlador PI levará a planta a erro nulo logo em seguida. Caso contrário, ao definir primeiramente o regime permanente, esse poderia ser deteriorado em relação ao erro logo após a definição do regime transitório. Além disso, para a escolha dos critérios de sobressinal, serão adotados os valores de 20% para o conversor que apresentar polos complexos e 5% para o conversor que apresentar polos reais.

4.4.1 Projeto do Controlador do Conversor Buck-Boost

O conversor *buck-boost* apresenta uma função de transferência com dois polos e um zero de fase não-mínima em malha aberta. Assim, para apenas variações do ganho proporcional o sistema pode vir a ficar instável devido a influência desse zero do lado direito do plano s . Além disso, seu sistema apresenta uma realimentação positiva devido ao fato de que o conversor possui uma saída de tensão invertida. Logo, algumas regras atinentes ao lugar das raízes são modificadas, como por exemplo o critério do somatório das contribuições angulares dos polos e dos zeros passa a ser proporcional a $k360^\circ$.

A Equação (4.22) aborda a função de transferência do conversor:

$$G_{vd}(s) = \frac{-8400 \times (s - 952,4)}{s^2 + 100s + 4,08 \times 10^4}$$

Os polos complexos conjugados ($s_{1,2} = -50 \pm j196$) e o zero do sistema ($s_3 = 952$) não compensado em malha aberta são mostrados na Figura 4.25 pelo lugar das raízes.

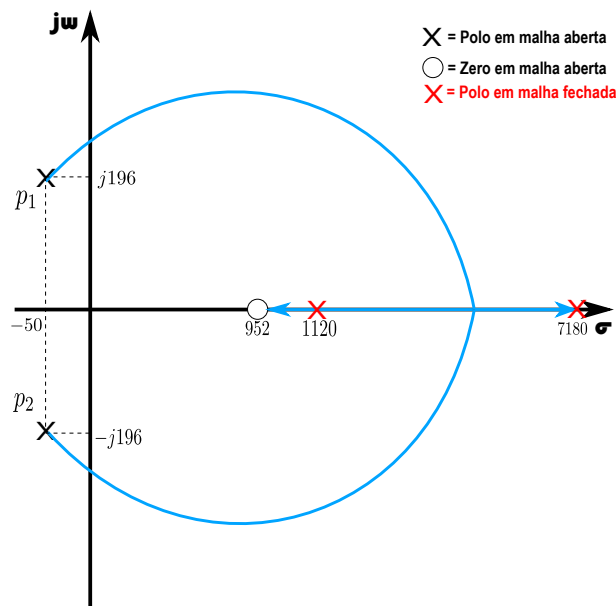


Figura 4.25: Lugar das raízes do conversor buck-boost não compensado.

Nota-se que a função de transferência do conversor tem dois polos reais instáveis de malha fechada e sua resposta tende a apresentar resultados indesejáveis de comportamento transitório e permanente para um aumento proporcional de ganho. A fim de se obter a estabilidade e que o regime permanente tenda ao valor nulo, deve-se inserir um polo na origem, dois zeros reais negativos e um polo muito afastado da origem para que sua influência seja dinamicamente desprezível e este se comporte como um filtro da parte derivativa do controlador.

Primeiramente, algumas especificações devem ser atendidas para que o controlador tenha um comportamento robusto. Um sobressinal de até 20%, um tempo de acomodação que apresente um polo real em malha fechada que seja mais rápido que o de malha aberta e um erro de rastreamento nulo. Além disso, pode-se definir que o polo do controlador PD pode estar de 4 a 20 vezes mais distante que o zero do mesmo. Por fim, o valor do zero do controlador PI deve estar entre o zero do PD e os polos de malha aberta da planta.

As Figuras 4.26 e 4.27 ilustram como será dada a implementação do controlador PD e PI, além das contribuições angulares para cada polo e zero.

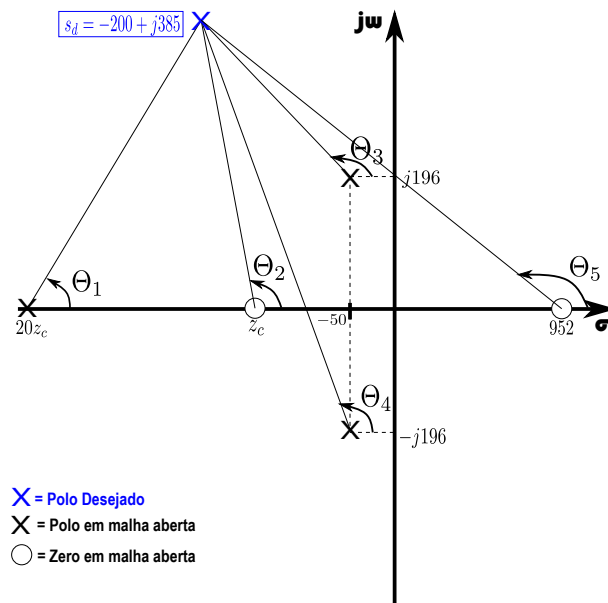


Figura 4.26: Inclusão do controlador PD no lugar das raízes.

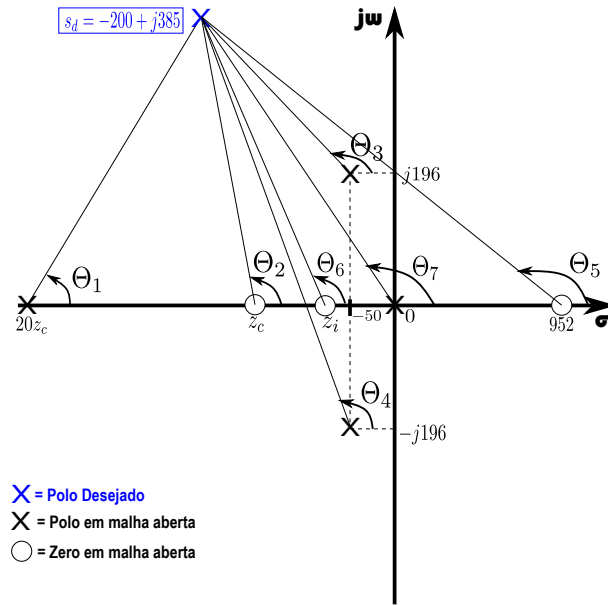


Figura 4.27: Inclusão do controlador PI no lugar das raízes.

O controlador PID é formado pela união independente dos controladores PD e PI. A Equação (4.36) aborda o controlador PID do conversor *buck-boost* dimensionado com o lugar geométrico das raízes.

$$C_{pid} = \frac{K(s + z_i)(s + z_c)}{s(s + 20z_c)} = \frac{K(s + 130)(s + 160)}{s(s + 3200)} \quad (4.36)$$

Ademais, pode-se definir o valor do ganho K do controlador e definir sua equação em (4.37) e (4.38), respectivamente.

$$K = \left| \frac{1}{C_{pid}(s)G_{vd}(s)} \right|_{s=s_d} = 0,12 \quad (4.37)$$

$$C_{bubo}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_d s}{\frac{K_d s}{N} + 1} = 0,01 + \frac{0,78}{s} + \frac{3,42 \times 10^{-05} s}{0,0003s + 1} \quad (4.38)$$

O lugar das raízes para o sistema compensado e seus polos de malha fechada podem ser observados na Figura 4.28. Vê-se que os polos de malha fechada são mais rápidos que os polos da planta e atendem os requisitos para a região desejada. Ademais, a resposta ao degrau é apresentada na Figura 4.29 e mostra que o regime permanente e regime transitório foram respeitados com as condições dadas.

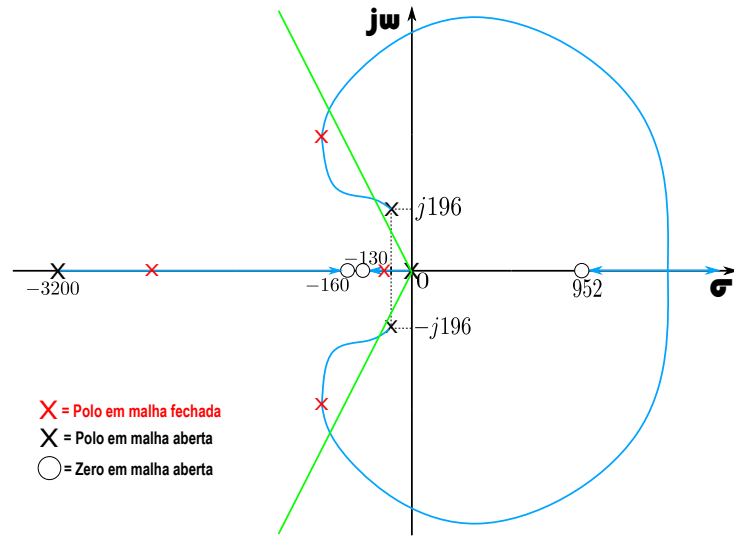


Figura 4.28: Lugar das raízes do conversor buck-boost compensado.

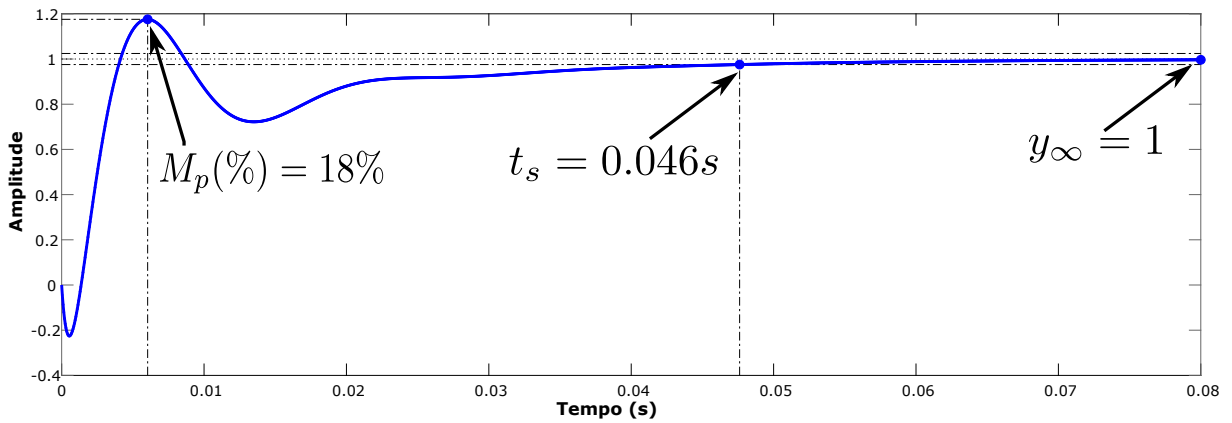


Figura 4.29: Resposta ao degrau para o sistema compensado.

4.4.2 Projeto do Controlador do Conversor Buck

Utilizando-se a mesma metodologia de dimensionamento o conversor *buck* apresenta uma função de transferência com nenhum zero e dois polos reais em malha aberta. Esta função no domínio da frequência é dada por (4.12):

$$G_{vd}(s) = \frac{1,067 \times 10^7}{s^2 + 10000s + 1,67 \times 10^5} = \frac{1,067 \times 10^7}{(s + 9983)(s + 16,7)}$$

O projeto do controlador PID do conversor *buck* vai garantir que o sistema compensado tenha um tempo de acomodação reduzido para 1/4 do valor sem compensação, um sobressinal menor que 5% e um erro nulo para o regime permanente. Com isso, o

polo desejado é escolhido para que se garanta as especificações de sobressinal e tempo de acomodação. Assim, o polo desejado é $s_d = -5000 \pm j4000$.

A Equação (4.39) mostra a função de transferência do controlador.

$$C_{pid}(s) = \frac{K(s + 9983)(s + 16,7)}{s(s + 10000)} \quad (4.39)$$

Para encontrar o valor do ganho K do controlador calcula-se o valor do módulo do inverso do ganho de malha aberta no ponto desejado como visto em (4.40):

$$K = \left| \frac{1}{C_{pid}(s)G_{vd}(s)} \right|_{s=s_d} = 3,84 \quad (4.40)$$

Por fim, a resposta ao degrau unitário para o sistema compensado é mostrada na Figura 4.30 e confirma que o sistema compensado apresenta um aumento de velocidade em sua resposta transitória e um erro nulo em seu regime transitório.

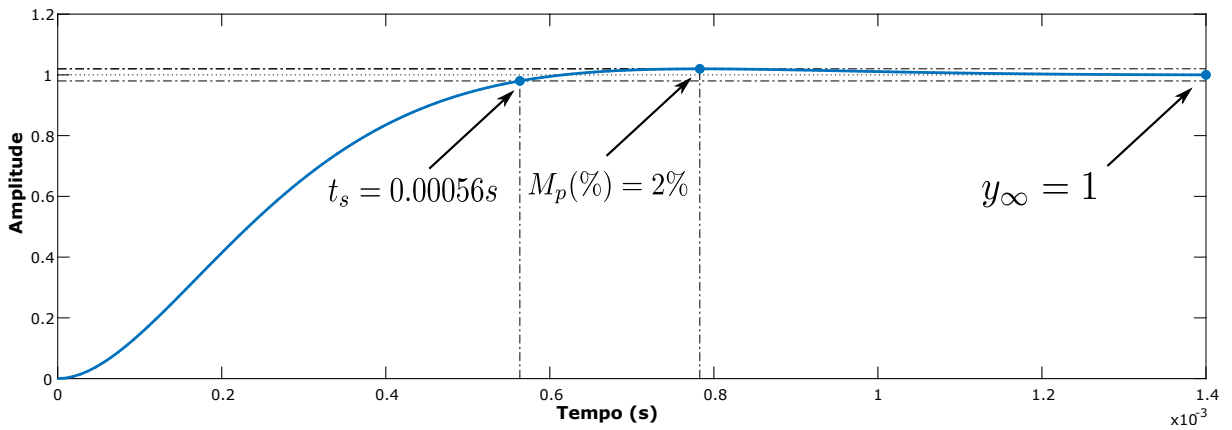


Figura 4.30: Resposta ao degrau de $C_{pid}(s)G_{vd}(s)$.

Assim, reformulando-se a Equação (4.39) para sua forma paralela, tem-se que o controlador do conversor buck é dado por (4.41):

$$C_{buck}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_d s}{\frac{K_d s}{N} + 1} = 3,84 + \frac{64,2}{s} + \frac{6,52 \times 10^{-07} s}{0,0001s + 1} \quad (4.41)$$

4.4.3 Projeto do Controlador do Conversor Boost

Similarmente ao conversor *buck-boost*, o conversor *boost* exibe dois polos e um zero de fase não-mínima em sua função de transferência em malha aberta. Seu dimensionamento foi proposto anteriormente e a Equação (4.32) retrata o resultado de sua função.

$$G_{vd}(s) = \frac{-12800 \times (s - 39,06)}{(s + 104,2)(s + 62,5)}$$

O lugar das raízes na Figura 4.31 expõe os polos reais e o zero da planta para o sistema não compensado em malha aberta.

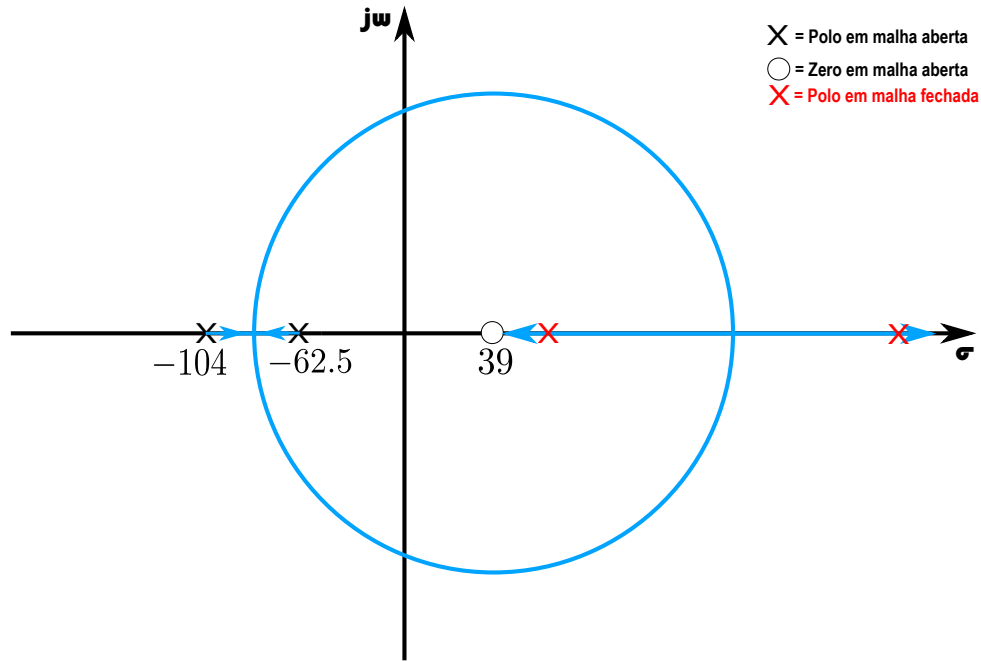


Figura 4.31: Lugar das raízes do conversor boost não compensado.

Assim como os projetos anteriores, deve-se incluir dois polos e dois zeros na planta do conversor *boost*. Com isso, o lugar das raízes pode ser deslocado mais para a esquerda, a fim de tornar o sistema mais estável e rápido. A fim de se obter um resultado plausível, considera-se um sobressinal de no máximo 5% e um tempo de acomodação que seja mais rápido que os polos de malha aberta da planta e o ponto desejado é $s_d = -125 + j77$.

Assim, o controlador PID é dado por (4.42).

$$C_{pid} = \frac{K(s + z_i)(s + z_c)}{s(s + p_c)} = \frac{K(s + 62,5)(s + 104,2)}{s(s + 800)} \quad (4.42)$$

Ademais, pode-se definir o valor do ganho K do controlador e definir sua equação em (4.43) e (4.44), respectivamente.

$$K = \left| \frac{1}{C_{pid}(s)G_{vd}(s)} \right|_{s=s_d} = 0,043 \quad (4.43)$$

$$C_{boost}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_d s}{\frac{K_d s}{N} + 1} = 0,0085 + \frac{0,35}{s} + \frac{4,31 \times 10^{-05} s}{0,00125s + 1} \quad (4.44)$$

Nota-se que os polos de malha fechada atendem os requisitos de sobressinal, tempo de acomodação e erro nulo, mostrados na resposta ao degrau da Figura 4.32.

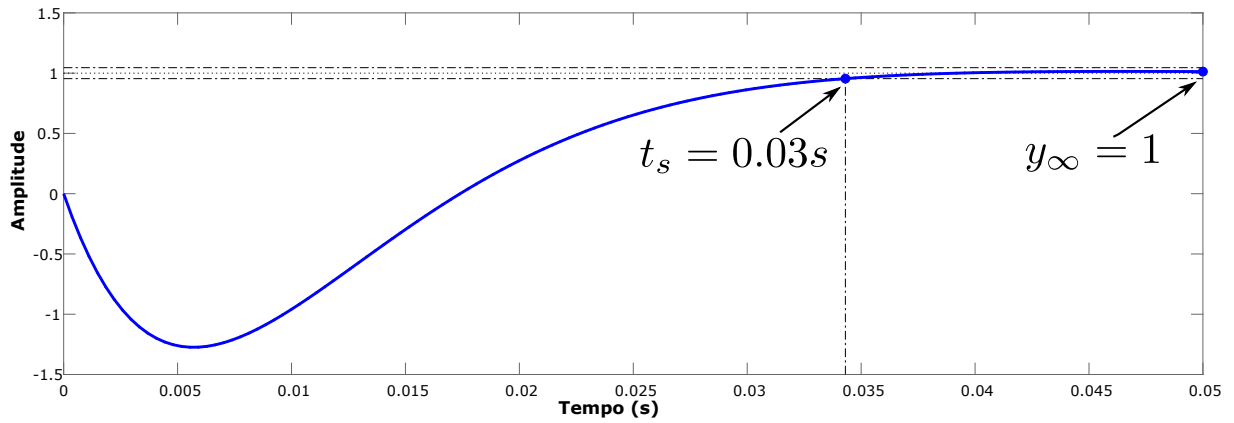


Figura 4.32: Resposta ao degrau do conversor boost compensado.

CAPÍTULO 5

ESTUDO DE CASOS

Após a definição do controlador PID e do dimensionamento do conversor, três situações são avaliadas no sistema solar simulado tendo em vista cenários nos quais ocorre a saturação do sinal de controle dos conversores. Essas perturbações foram escolhidas de forma proposital com o intuito de estudar o efeito da saturação do sinal de controle e das não-linearidades, mas decorrem de perturbações efetivamente medidas no caso da variação da irradiação solar.

No primeiro caso, o efeito da variação de carga R é abordado para que se possa analisar o comportamento dos conversores quando há uma mudança abrupta na carga. Assim, essa alteração pode causar instabilidade e saturar o sinal de controle rapidamente, o que pode ser resolvido com as técnicas *anti-windup*.

No segundo caso, a resistência de perdas do indutor r_L será a variável para análise do comportamento do sistema com as técnicas *anti-windup* e será inserida em série com o indutor do conversor.

No último caso, dados reais de radiação e temperatura de três cidades da região nordeste, centro-oeste e sul, respectivamente, são inseridos na entrada do painel fotovoltaico para que se possa perceber o efeito da saturação quando há a passagem de nuvens no sistema e assim mitigá-lo com quatro técnicas *anti-windup*. Os dados reais das cidades de Natal (Região Nordeste), Brasília (Região Centro-Oeste) e São Martinho da Serra (Região Sul) são obtidos da plataforma SONDA.

Os sistemas fotovoltaicos são simulados no Simulink/Matlab e são apresentados na Figura 5.1, Figura 5.2 e Figura 5.3, representando o sistema solar com os conversores *buck*, *buck-boost* e *boost*, respectivamente. Além disso, para todos os casos envolvendo o conversor *buck-boost*, a saída de tensão nos terminais do conversor é invertida para que haja uma melhor comparação com outros conversores de saída positiva.

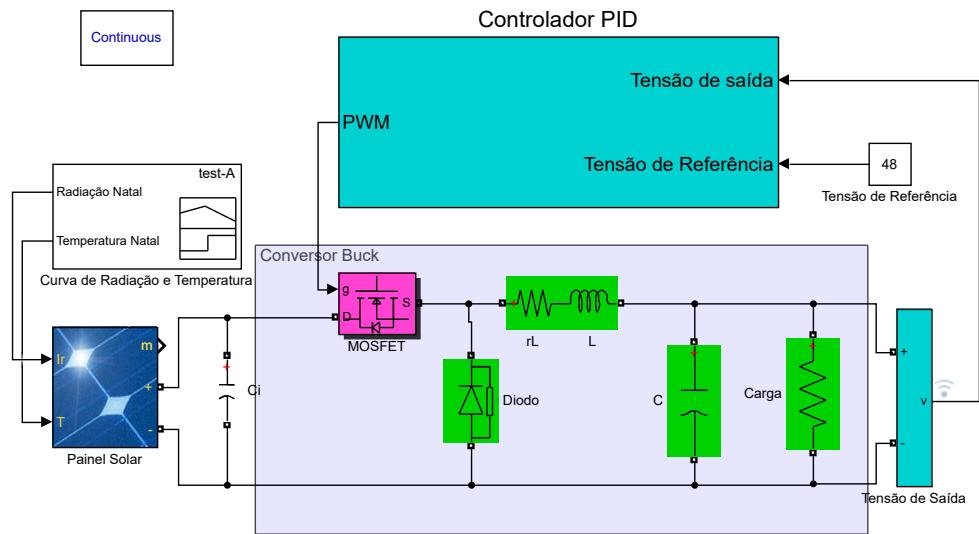


Figura 5.1: Sistema fotovoltaico em Matlab/Simulink com radiação real no conversor *buck* e controlador PID.

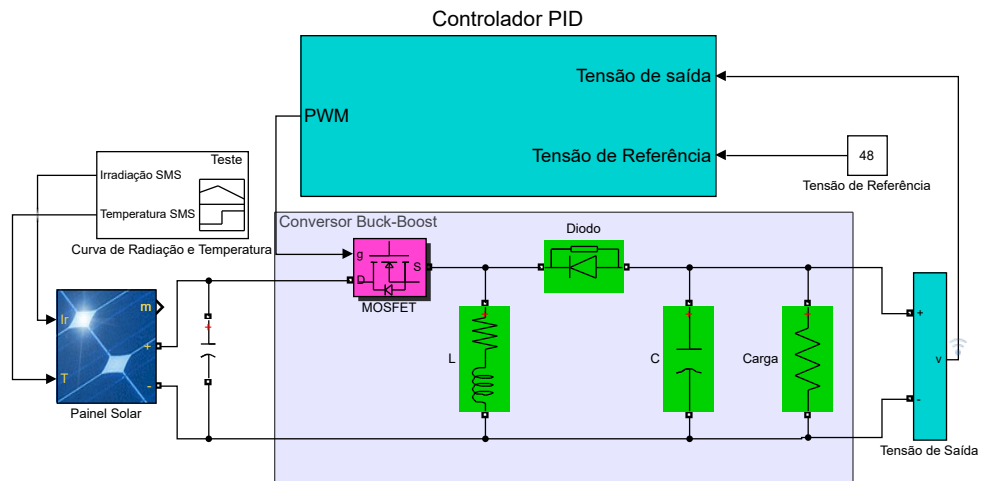


Figura 5.2: Sistema fotovoltaico em Matlab/Simulink com radiação real no conversor *buck-boost* e controlador PID.

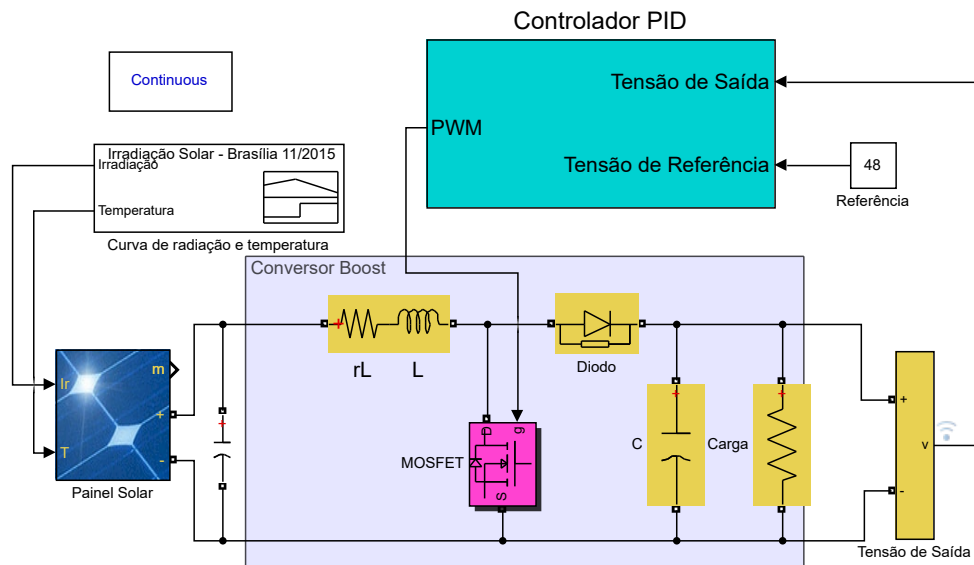


Figura 5.3: Sistema fotovoltaico em Matlab/Simulink com radiação real no conversor *boost* e controlador PID.

5.1 CASO 1 - EFEITO DA CARGA NA SATURAÇÃO

5.1.1 Estratégias Anti-windup - Conversor Buck

O primeiro caso a ser testado para as condições de saturação se refere ao conversor *buck* e a inserção de uma carga em paralelo na saída do conversor, mostrada na Figura 5.6. Essa carga é um resistor de $20\ \Omega$, o qual tem uma chave com o período de 1 segundo com uma largura de pulso de 0,5 segundos. Com isso, no primeiro pulso a carga do conversor é composta pela carga do conversor *buck* em paralelo com a nova resistência, o que força um aumento de corrente de saída nessa nova carga e consequentemente força o sinal de controle a saturar.

Além disso, o sistema solar utiliza dados reais solarimétricos da cidade de Natal devido a característica de radiação intensa e temperaturas médias em torno de 29°C nessa região, assim se comportando como uma fonte de tensão contínua na entrada do sistema. Com isso, a única perturbação no sistema é realizada pela variação de carga. A Figura 5.4 e a Figura 5.5 mostram a radiação e a temperatura na cidade em um intervalo de 2 horas.

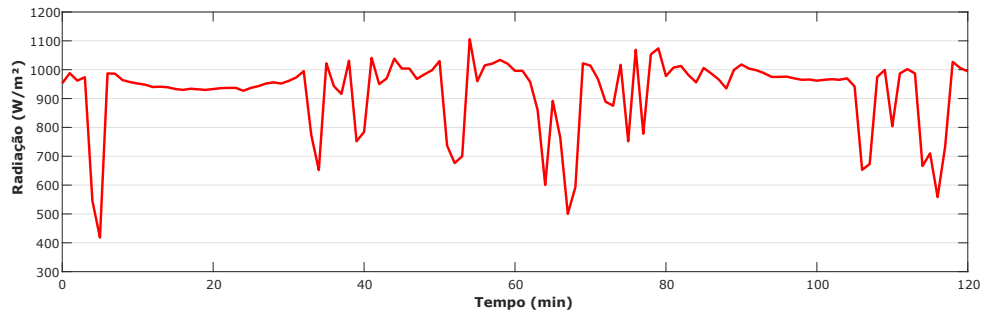


Figura 5.4: Radiação real na cidade de Natal (SONDA, 2018).

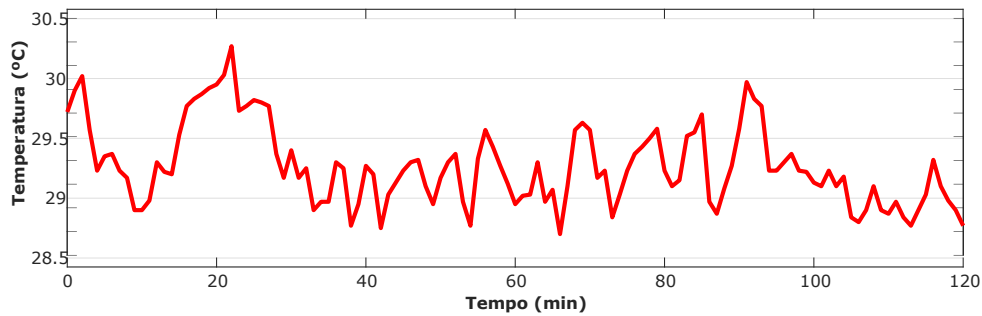


Figura 5.5: Temperatura real na cidade de Natal (SONDA, 2018).

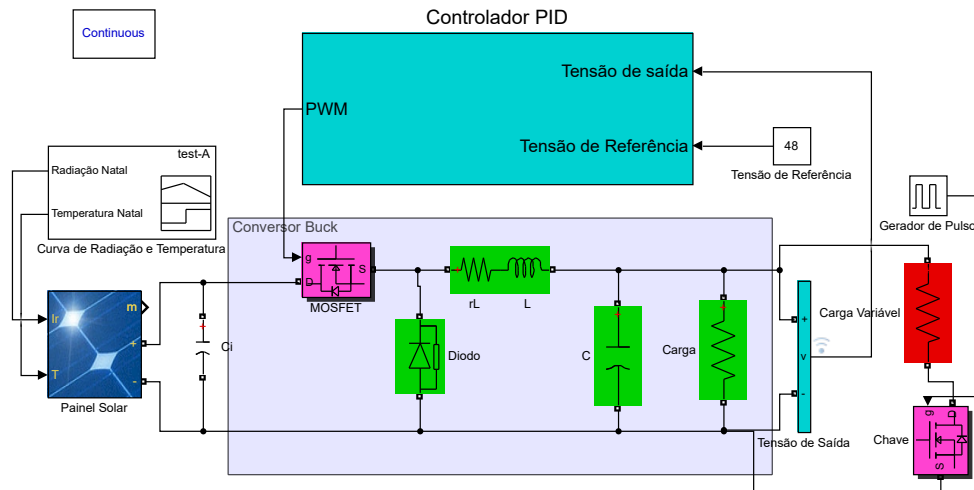


Figura 5.6: Conversor *buck* com variação de carga.

De início, o sistema é testado sem nenhuma estratégia *anti-windup* para que se possa observar os efeitos na variação brusca de carga. Em seguida, as estratégias *anti-windup* utilizadas no conversor *buck* para contornar a perda do sinal de controle são as técnicas de *back-calculation*, técnica de Chen, *dead zone* e integração condicional modificada. Todas essas estratégias foram abordadas no Capítulo 3.

Dessa forma, a tensão de entrada é ilustrada na Figura 5.7 e vai ser utilizada para os conversores *buck* e *buck-boost* para a variação de carga. A tensão de saída e o sinal de controle para o controlador PID sem nenhuma técnica *anti-windup* é ilustrada na Figura 5.8.

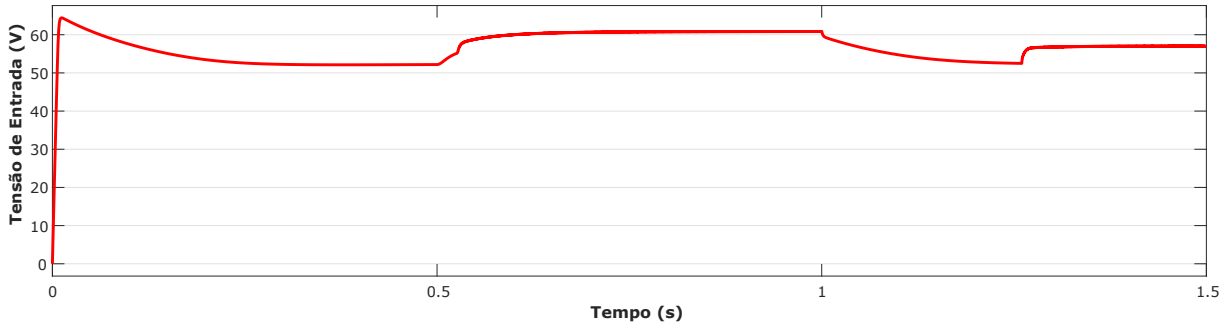


Figura 5.7: Tensão de entrada do painel solar.

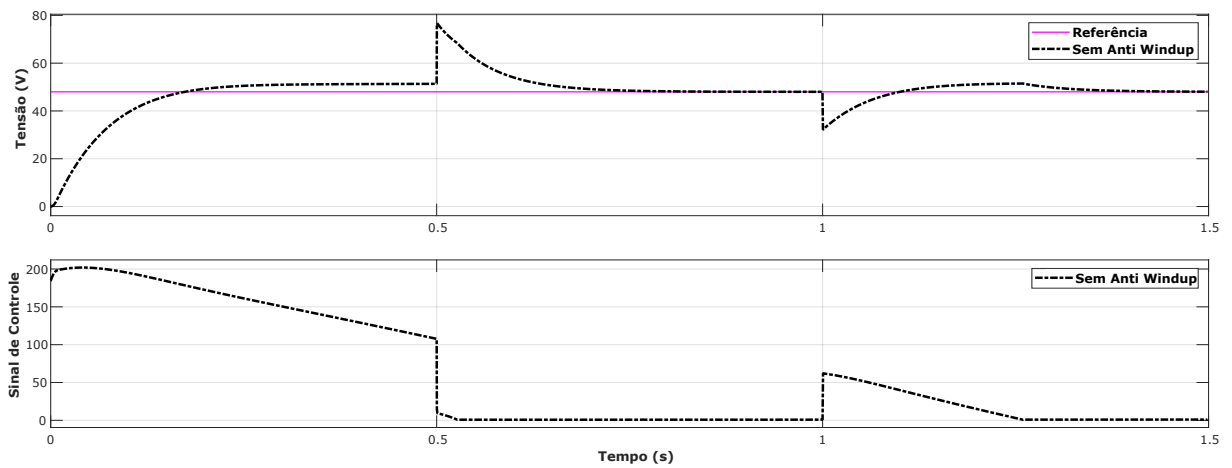


Figura 5.8: Tensão de saída e sinal de controle para o conversor *buck* sem *anti-windup*.

Assim, percebe-se que entre os intervalos de 0 a 0,5 segundos e de 1 a 1,5 segundos, a carga em paralelo atua no sistema causando saturação no sinal de controle e consequentemente levando a tensão de saída ao erro de rastreamento. Ademais, no intervalo de 0,5 a 1 segundo a carga em paralelo não atua devido a abertura da chave e assim o sistema funciona normalmente com um sinal de controle que atua dentro do intervalo desejado e a tensão chega ao nível de 48 volts.

Nas próximas subseções são elencadas todas as técnicas utilizadas e a comparação entre elas.

5.1.1.1 Buck - Técnica de *Back Calculation*

A primeira técnica clássica utilizada para contornar a situação anterior foi a de *back calculation*, a qual faz um rastreamento entre o sinal de saída do controlador PID e o sinal de saída do atuador, comparando-os e realimentando-os com um ganho na parcela integral do controlador PID. Para o conversor buck é utilizado um ganho de realimentação $k_t = 155$. Os valores dos coeficientes do controlador PID para o conversor *buck* foram encontrados anteriormente na Equação (4.41), assim sendo $K_p = 3,84$, $K_d = 6,5 \times 10^{-7}$, $N = 10000$ e $K_i = 64,2$. A implementação do circuito do controlador PID junto com a técnica *back calculation* é ilustrada abaixo.

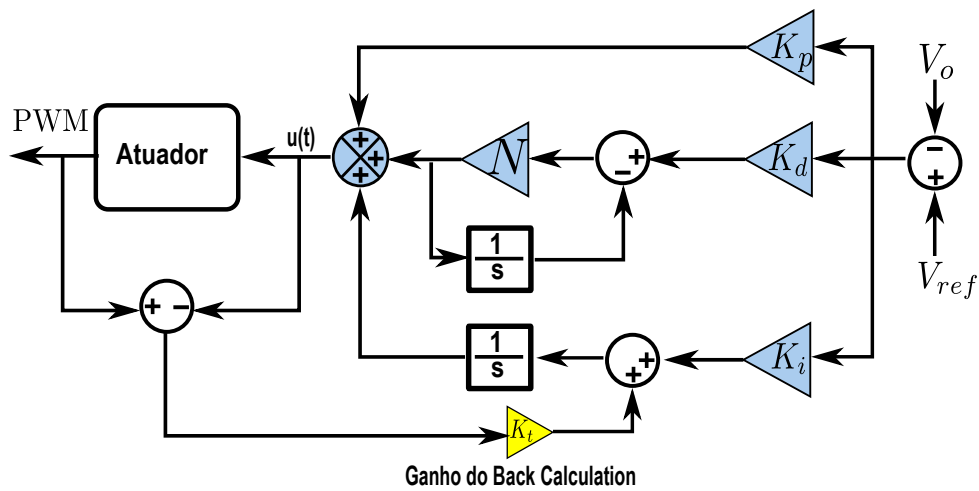


Figura 5.9: Bloco do controlador PID com a técnica de *back calculation*.

Com a técnica utilizada há a percepção de uma melhoria no comportamento da saída de tensão e sinal de controle, de acordo com a Figura 5.10. Assim, em qualquer intervalo, seja este com influência da variação de carga ou sem, a tensão segue a referência e o sinal de controle consegue se estabilizar na faixa entre 0 e 1, levando o sistema a uma resposta bem mais rápida.

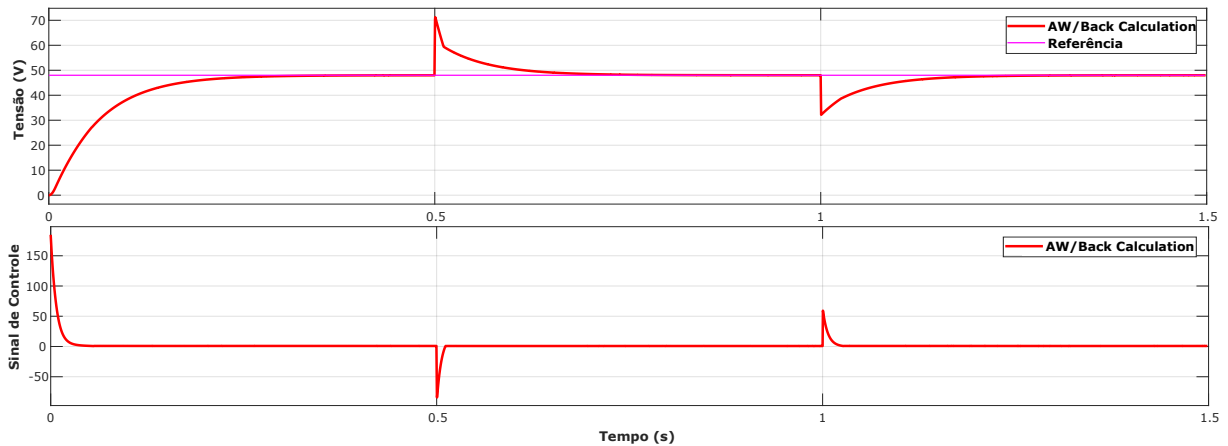


Figura 5.10: Atuação da técnica *back calculation* no conversor *buck* com variação de carga.

5.1.1.2 Buck - Técnica de Chen

A técnica de Chen, também utilizada no mesmo sistema, realiza uma comparação entre o sinal de saída do controlador PID e um valor desejável da razão cíclica ideal para cada situação. Na simulação, utiliza-se o valor de 0,825 (SAT) como valor ideal desejável para que o sistema possa diminuir a influência do *windup*, logo se o sinal de controle do PID for maior que o valor desejado, então a parcela integral é realimentada com o valor zero. A Figura 5.11 mostra como controlador PID pode ser implementado para essa técnica.

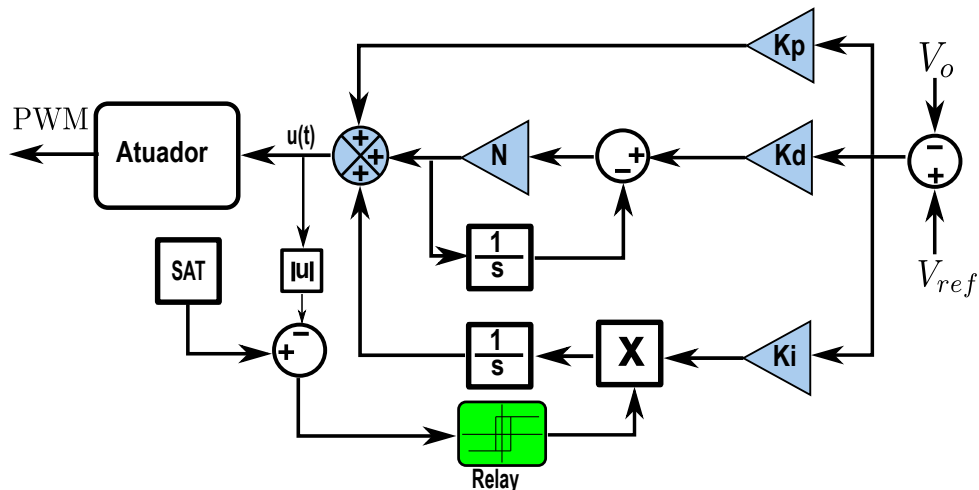


Figura 5.11: Bloco do controlador PID com a técnica de Chen.

A Figura 5.12 mostra a tensão de saída e sinal de controle com a utilização da técnica de Chen. Percebe-se que há uma melhoria no rastreamento da referência e o sinal de controle se comporta bem, mas um pouco mais lento que a técnica anterior.

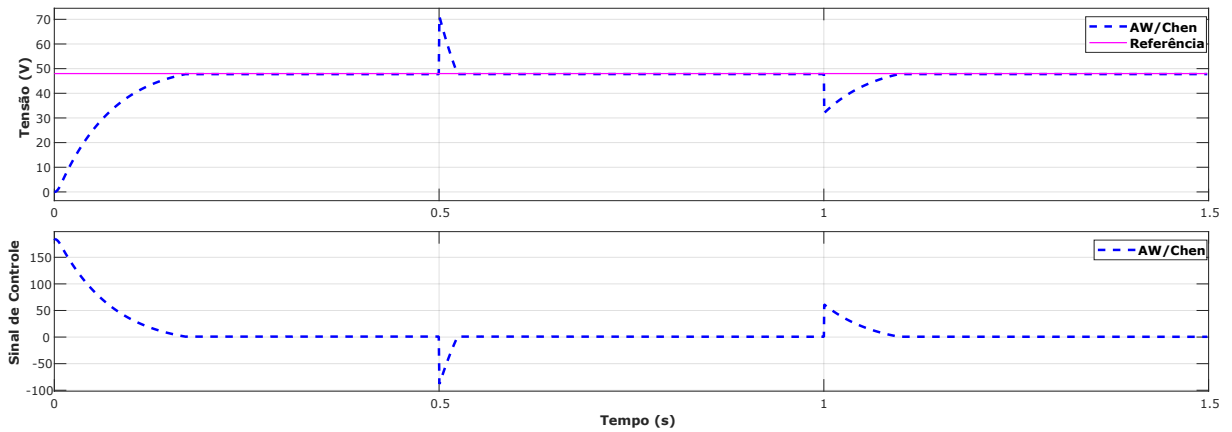


Figura 5.12: Atuação da técnica de Chen no conversor *buck* com variação de carga.

5.1.1.3 Buck - Técnica de *Dead Zone*

A técnica de *dead zone* é implementada com um ganho de realimentação conhecido da técnica de *back calculation* e além disso apresenta uma zona morta que funciona como limitador do sinal de saída do controlador e da realimentação na parcela integral do PID. Os limites da zona morta foram escolhidos entre 0 e 0,825 e sua diferença para a técnica de Chen consiste na limitação de um valor tanto abaixo quanto acima da razão cíclica desejada. A Figura 5.13 aborda essa implementação.

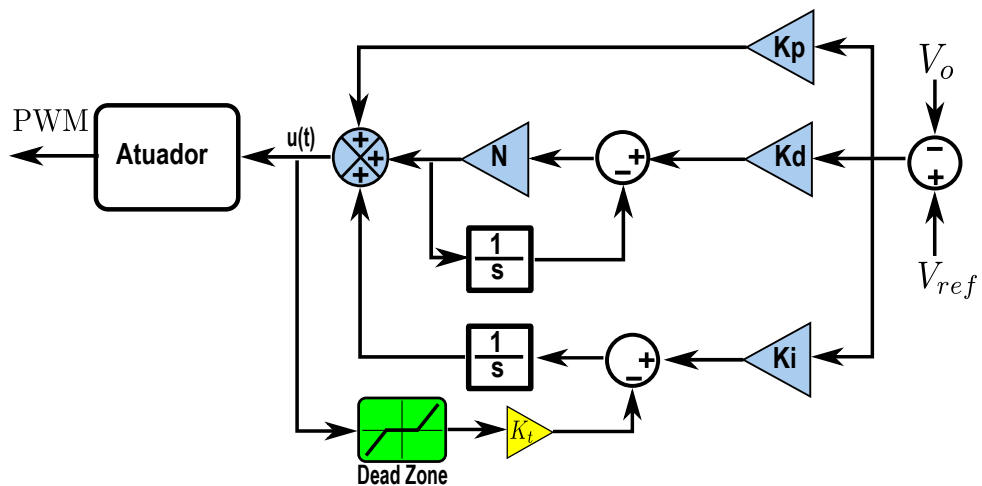


Figura 5.13: Bloco do controlador PID com a técnica *dead zone*.

A técnica de *dead zone* tem um comportamento similar com a técnica de *back calculation*. A tensão de saída segue referência de 48 volts mesmo com a alteração de carga e o sinal de controle é suavemente controlado nessas condições. A figura abaixo ilustra o procedimento.

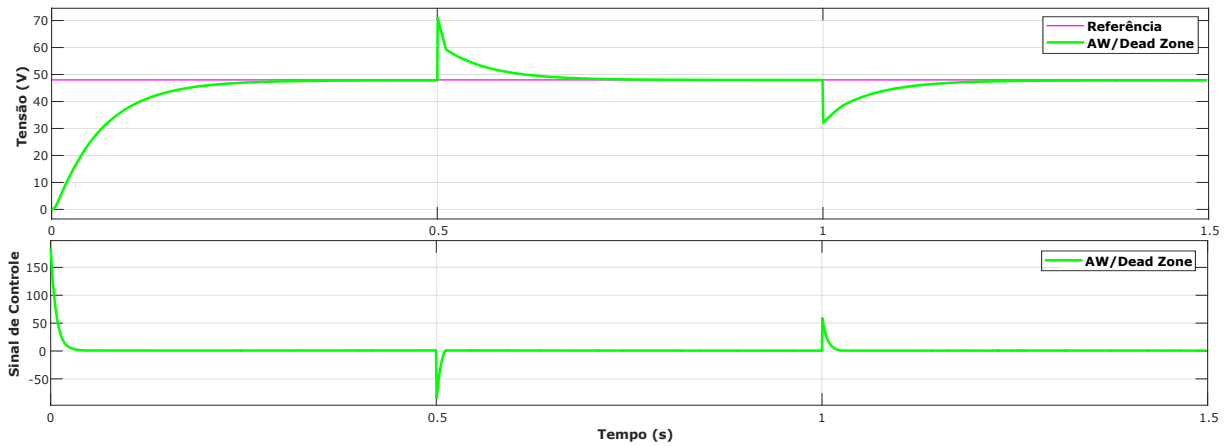


Figura 5.14: Atuação da técnica *dead zone* no conversor *buck* com variação de carga.

5.1.1.4 Buck - Técnica de Integração Condicional Modificada

A técnica de integração condicional modificada utiliza um chaveamento na realimentação da parcela integral do PID. Esse chaveamento é controlado por uma comparação entre o saída do sinal de controle do PID e um valor de razão cíclica desejada. Assim, o chaveamento pode habilitar ou desabilitar a ação integral de acordo com essa comparação. O valor desejável escolhido é o valor de 0,82 e ação dessa estratégia é ilustrada nas Figuras 5.15 e 5.16.

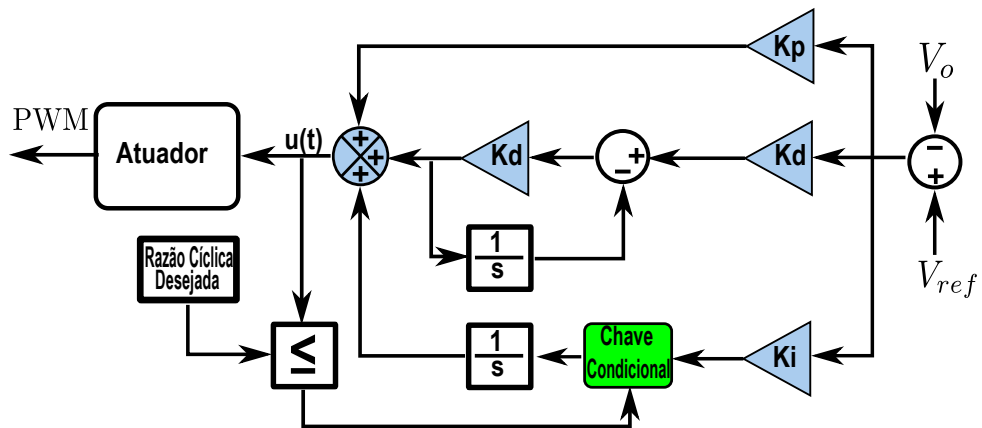


Figura 5.15: Bloco do controlador PID com a técnica integração condicional modificada.

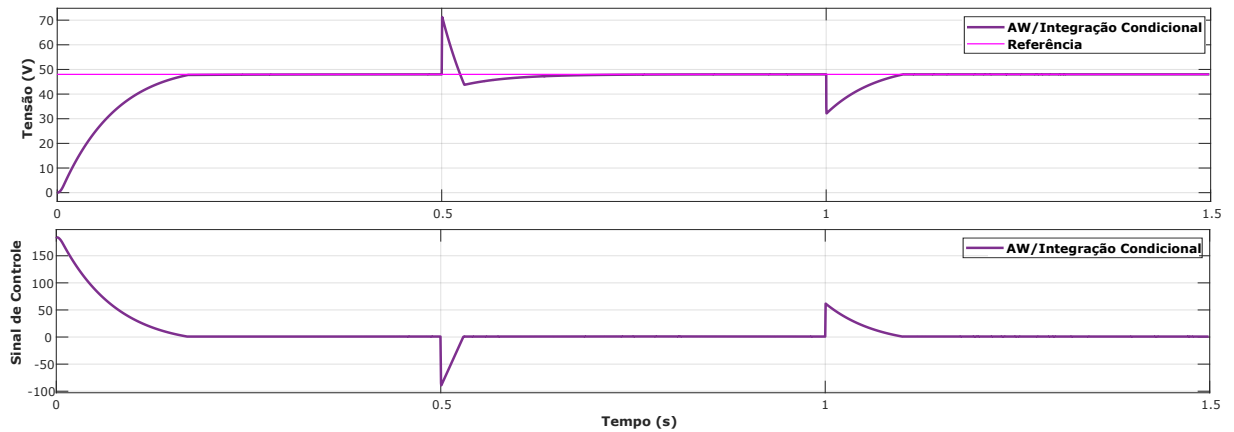


Figura 5.16: Atuação da técnica de integração condicional no conversor *buck* com variação de carga.

Na integração condicional modificada a tensão de saída apresenta um bom rastreamento e um sinal de controle lento para responder à mudança de carga. Essa técnica se assemelha muito nos resultados em relação à estratégia de Chen.

Vale salientar que todas as técnicas utilizadas no conversor *buck* atingiram a tensão de referência de 48 volts e o controlaram o sinal antes saturado. Ademais, pode-se perceber que as técnicas de *back calculation* e *dead zone* apresentam semelhanças em suas respostas, de forma análoga as estratégias de Chen e integração condicional também se comportam com alguma correspondência.

A Figura 5.17 e a Figura 5.18 explicitam, respectivamente, a comparação da tensão e do sinal de controle utilizando-se todas as técnicas para a rejeição do *windup*.

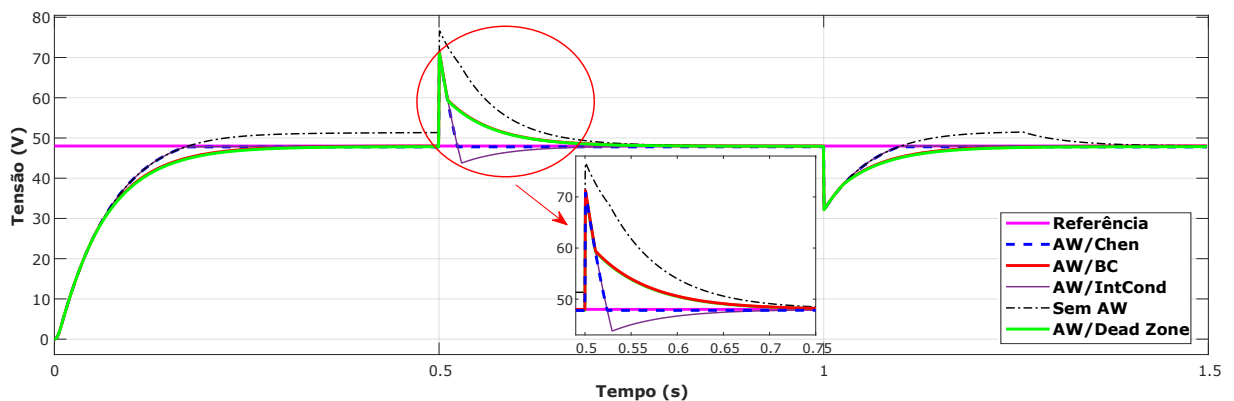


Figura 5.17: Comparação das tensões de saída do conversor *buck* com estratégias *anti windup*.

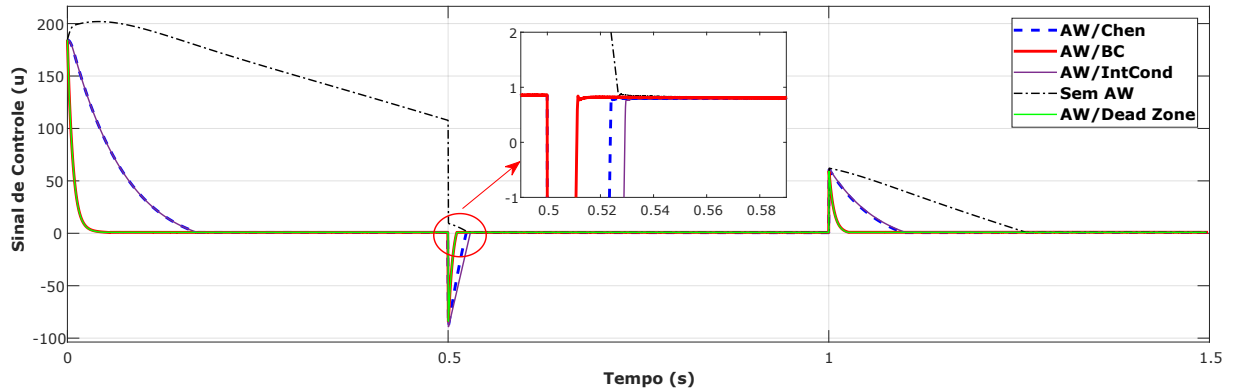


Figura 5.18: Comparação do sinal de controle do conversor *buck* com as estratégias *anti windup*.

Por fim, nota-se que as técnicas mitigam a saturação do sinal de controle e isso pode ser percebido nos primeiros 0,5 segundos da Figura 5.18, em que o tempo de resposta diminui bruscamente fazendo com que a tensão desejada seja atingida.

5.1.2 Estratégias Anti-windup - Conversor Buck-Boost

Para o conversor *buck-boost*, as condições de teste e simulação apresentam uma inserção de uma carga de $3,5\ \Omega$ em paralelo com a carga do próprio conversor, apresentado o mesmo tipo de variação do caso anterior. Essa carga é maior do que a apresentada para o conversor *buck* devido a uma maior dificuldade para forçar o conversor em questão a saturar. Ademais, essa carga é inserida a cada 0,5 segundos de acordo com os pulsos controlados pela chave com um período de 1 segundo e uma largura de pulso de 0,5 segundos. A Figura 5.19 apresenta o modelo simulado no Matlab/Simulink.

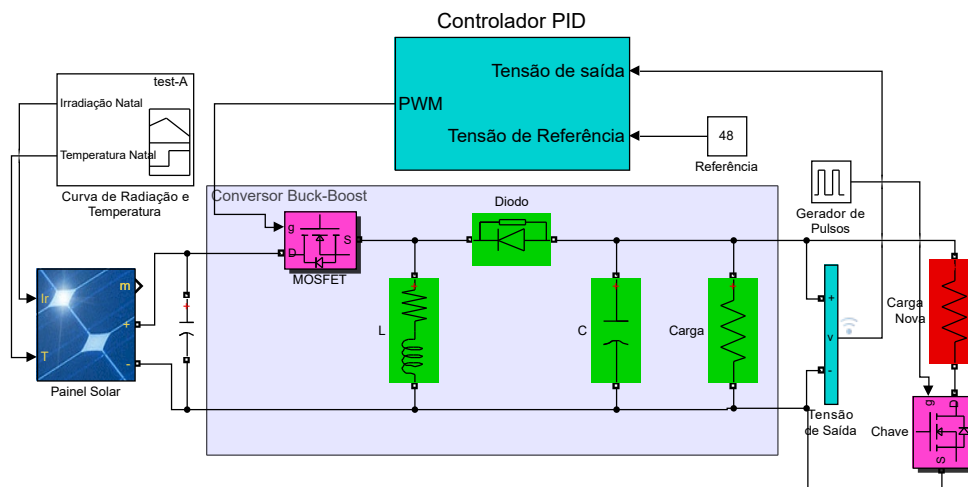


Figura 5.19: Conversor *buck-boost* com variação de carga.

Assim como no caso anterior, o conversor é testado com a radiação de Natal com os dados obtidos da SONDA. Além disso, primeiramente o sistema é testado sem estratégia *anti-windup* alguma e logo após é testado com 4 técnicas. Dessa forma, a tensão de entrada é a mesma que a ilustrada no caso do conversor *buck*, em torno de 60 volts. A Figura 5.20 aborda o caso sem técnica *anti-windup*.

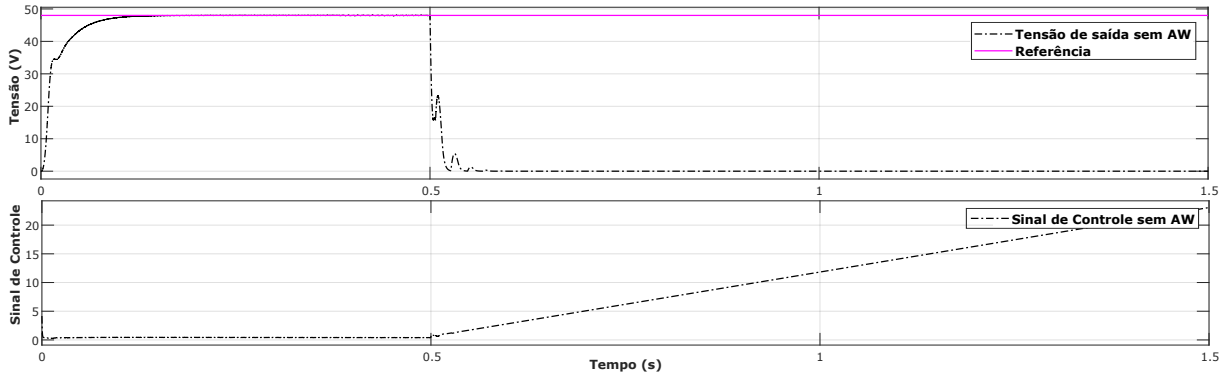


Figura 5.20: Tensão de saída e sinal de controle para o conversor *buck-boost* sem *anti-windup*.

Logo, nota-se que ocorre um *offset* no sistema solar sem técnica *anti-windup*, a partir do momento que a carga inserida entra em paralelo com a carga do conversor. O sinal de controle se perde infinitamente e não há mais controle sobre o mesmo a partir de 0,5 segundos. Ademais, o sinal de controle da Figura 5.20 é, de fato, o desejado e não o aplicado devido a ocorrência de saturação. Além disso, o conversor é projetado para operar no modo *buck*, buscando uma tensão de saída de 48 volts, a qual não é atingida nesse caso.

5.1.2.1 Buck-Boost - Técnica de *Back Calculation*

A primeira técnica utilizada para eliminar o efeito da saturação é a técnica de *back calculation*, a qual é utilizada da mesma forma que na Figura 5.9. O ganho de realimentação utilizado é $k_t = 500$. O controlador PID apresenta os seguintes coeficientes encontrados no capítulo 4, $K_p = 0,0077$, $K_d = 0,00003$, $N = 2600$ e $K_i = 0,47$. A Figura 5.21 apresenta os resultados da simulação dessa técnica.

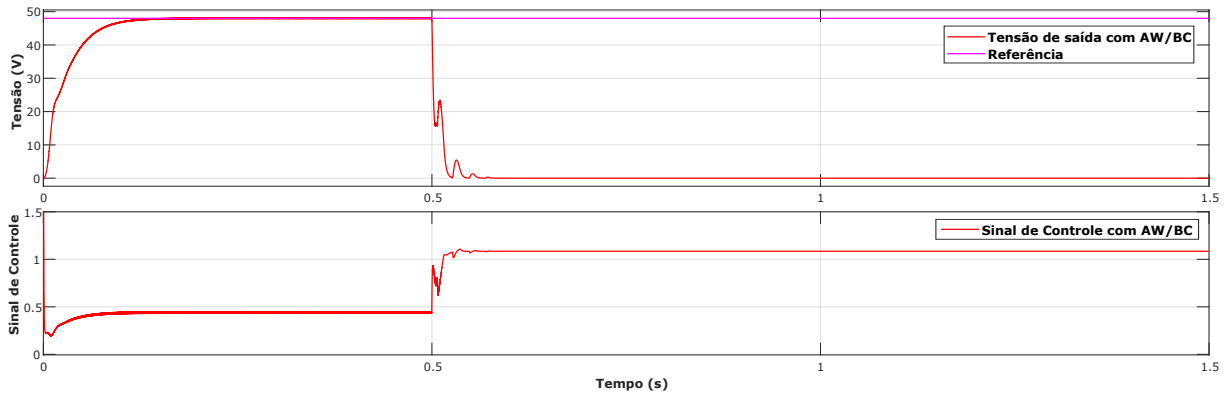


Figura 5.21: Tensão de saída e sinal de controle para o conversor *buck-boost* com o *anti-windup back calculation*.

A presença do *back calculation* reduziu em grande escala o valor do sinal de controle mas ainda assim não conseguiu levar a tensão para o valor de 48 volts, pois o valor da razão cíclica ficou acima do valor 1. Ademais, mesmo com o aumento do valor do ganho de realimentação k_t , o sinal de controle tende a ficar acima de 1, pois o rastreamento da técnica não consegue responder a tempo à variação brusca de carga, levando a tensão ao valor zero. Esse desligamento ocorre devido ao descarregamento da energia do capacitor a partir do momento que o sinal de controle se perde.

5.1.2.2 Buck-Boost - Técnica de Chen

Na inclusão da técnica de Chen, abordada anteriormente no caso do conversor *buck*, utiliza-se 0,46 como valor ideal desejável na realimentação da parcela integral do controlador. A Figura 5.22 explicita a tensão de saída e o sinal de controle com a utilização dessa estratégia.

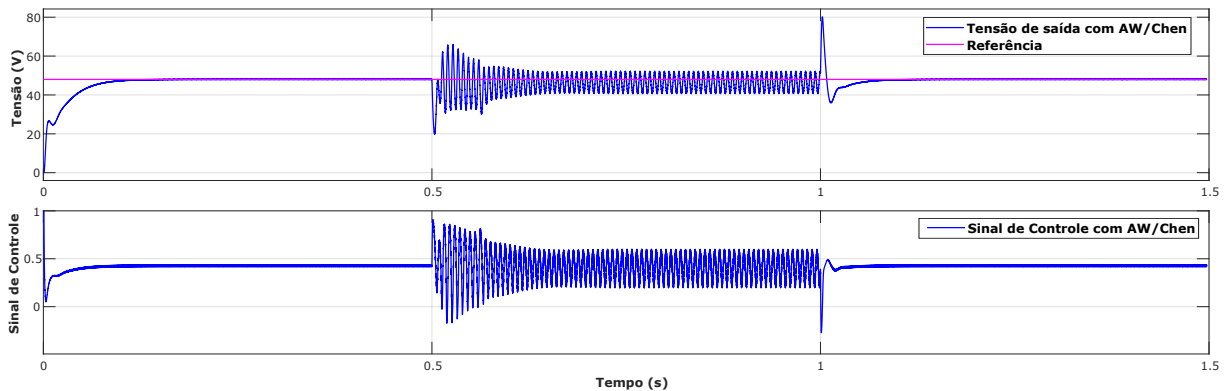


Figura 5.22: Tensão de saída e sinal de controle para o conversor *buck-boost* com *anti-windup* Chen.

De acordo com a Figura 5.22, nota-se que a estratégia de Chen consegue eliminar o *offset*, anteriormente causado pela variação de carga, mas deixa o sistema instável no intervalo de 0,5 a 1 segundo. A tensão de saída e o sinal de controle oscilam em torno de 48 volts e 0,46, respectivamente. Além disso, pode-se tentar variar a constante da razão cíclica para valores maiores ou menores que 0,46, mas o resultado é ainda mais oscilatório.

5.1.2.3 Buck-Boost - Técnica de *Dead Zone*

A estratégia de *dead zone* implementada no conversor *buck-boost* utiliza um ganho de realimentação $k_t = 1500$ e os limites da zona morta tem o intervalo de 0 a 0,46. A Figura 5.23 mostra o resultado dessa simulação.

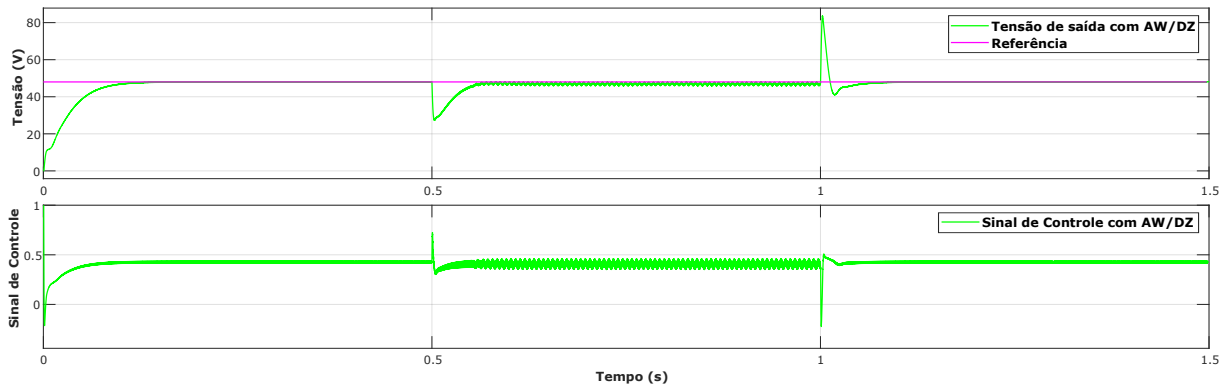


Figura 5.23: Tensão de saída e sinal de controle para o conversor *buck-boost* com a estratégia *dead zone*.

Pela figura acima, vê-se que a técnica *dead zone* consegue estabilizar a tensão de saída e o sinal de controle a partir do momento da variação da carga, entre 0,5 e 1 segundo. Assim, essa estratégia se apresenta como uma solução ideal para este caso em comparação com as descritas anteriormente, apresentando o seguimento da referência desejado. Por fim, o valor do ganho de realimentação pode ser variado para valores maiores e menores a fim de se obter melhores resultados.

5.1.2.4 Buck-Boost - Técnica de Integração Condicional Modificada

No chaveamento da técnica de integração condicional modificada utilizou-se uma razão cíclica desejada de 0,44 para a comparação com o módulo do sinal de saída do controlador. Este valor desejável foi escolhido devido a sua melhor performance e comparação a outros valores. A Figura 5.26 mostra os resultados dessa técnica.

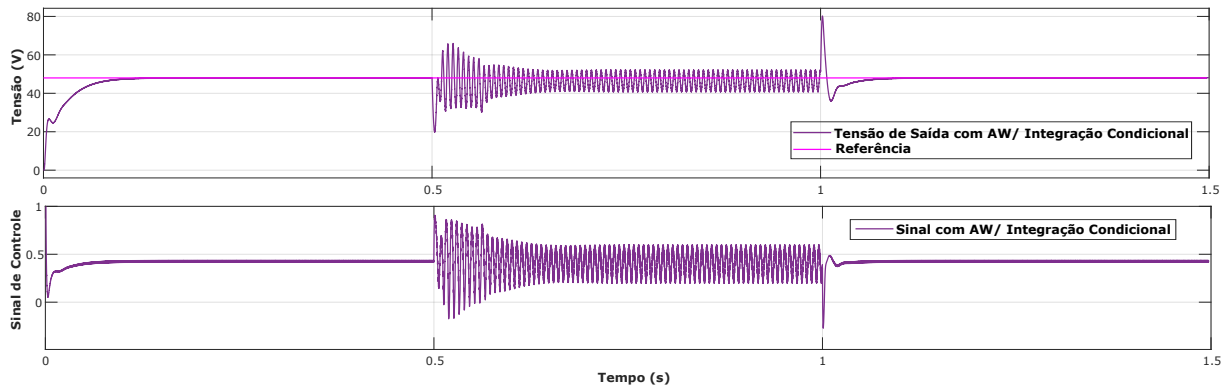


Figura 5.24: Tensão de saída e sinal de controle para o conversor *buck-boost* com a integração condicional modificada.

Essa técnica apresenta resultados semelhantes à estratégia de Chen, em que tanto a tensão de saída quanto o sinal de controle apresentam oscilações indesejáveis mas com a vantagem de terem eliminado a possibilidade de desligamento do sistema (*offset*).

A partir dos resultados apresentados, vale ressaltar que dentre as técnicas utilizadas a única que apresentou bons resultados foi a estratégia de *dead zone*. Além disso, a técnica de *back calculation* não conseguiu eliminar o problema do *offset* e as técnicas de Chen e integração condicional apresentaram resultados razoáveis pois apresentaram a vantagem de ter eliminado a possibilidade de desligamento do sistema quando houve a variação da carga.

A comparação, portanto, das técnicas utilizadas para a tensão e sinal de controle são mostradas abaixo.

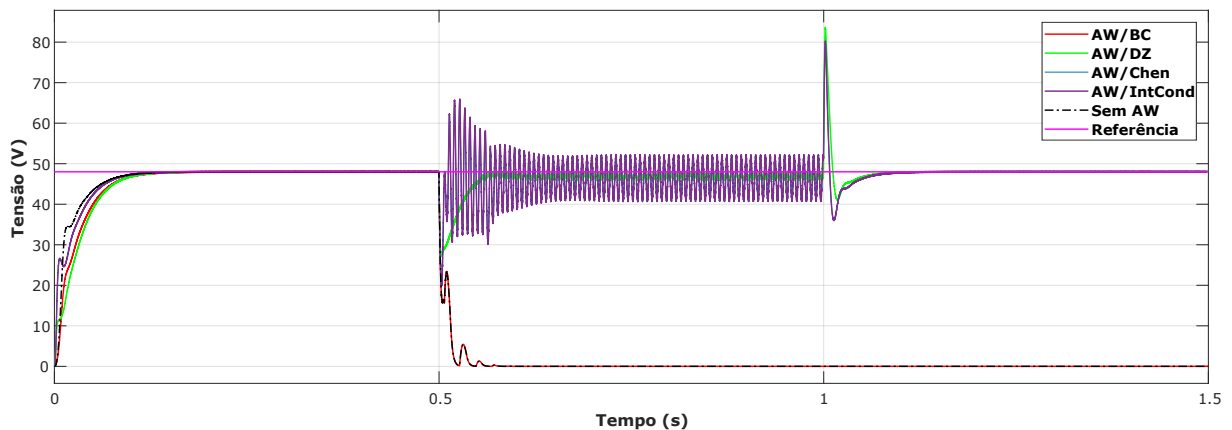


Figura 5.25: Comparação das tensões de saída do conversor *buck-boost* com estratégias *anti windup*.

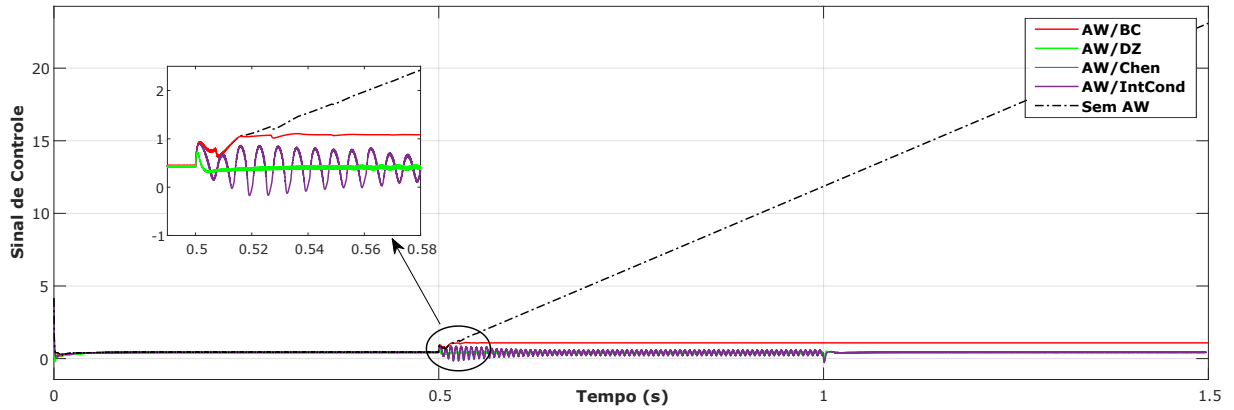


Figura 5.26: Comparação do sinal de controle do conversor *buck-boost* com estratégias *anti windup*.

Logo, pode-se notar que controlar o conversor *buck-boost* apresenta uma maior dificuldade em comparação com o conversor *buck*. Assim, necessita-se de um maior número de testes para verificar a melhor resposta no menor tempo e a melhor técnica para cada caso, a fim de se obter uma solução mais robusta.

5.1.3 Estratégias Anti-windup - Conversor Boost

No caso do conversor *boost*, a fonte de tensão utilizada é uma fonte contínua de 30 volts e a carga acoplada aos terminais tem o valor de $20\ \Omega$. Assim, a cada 0,5 segundos a carga pode ser acoplada ou desacoplada em paralelo com a carga original do conversor, dependendo do nível do pulso do gerador de sinais. Assim, a Figura 5.27 apresenta o sistema simulado, com uma tensão de referência de 48 volts.

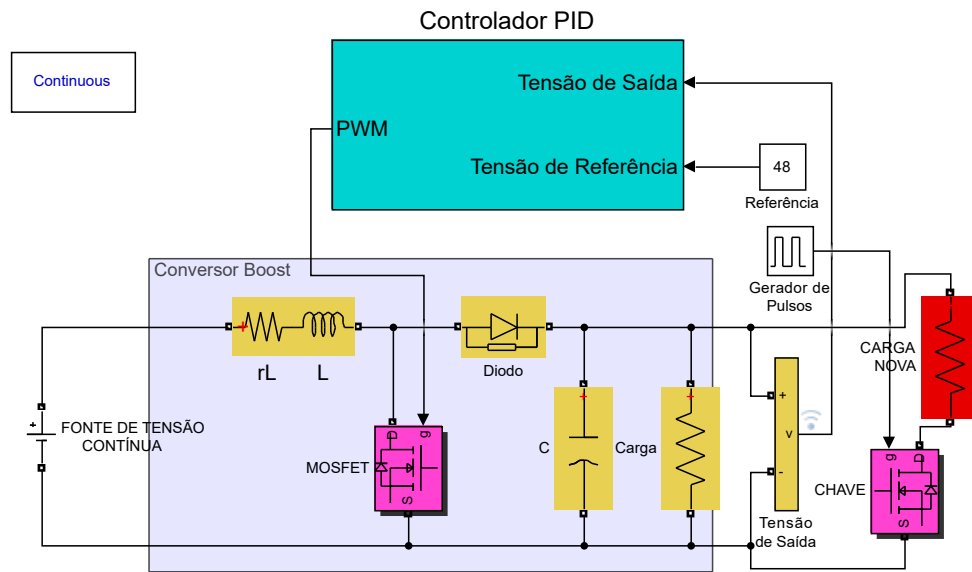


Figura 5.27: Conversor *boost* com variação de carga.

Assim como nas simulações anteriores, o sistema é testado sem e com estratégias *anti-windup*, em que todas essas técnicas serão abordadas com suas peculiaridades. Para a simulação do sistema sem nenhuma técnica *anti-windup* o sistema se comporta como ilustrado na Figura 5.28.

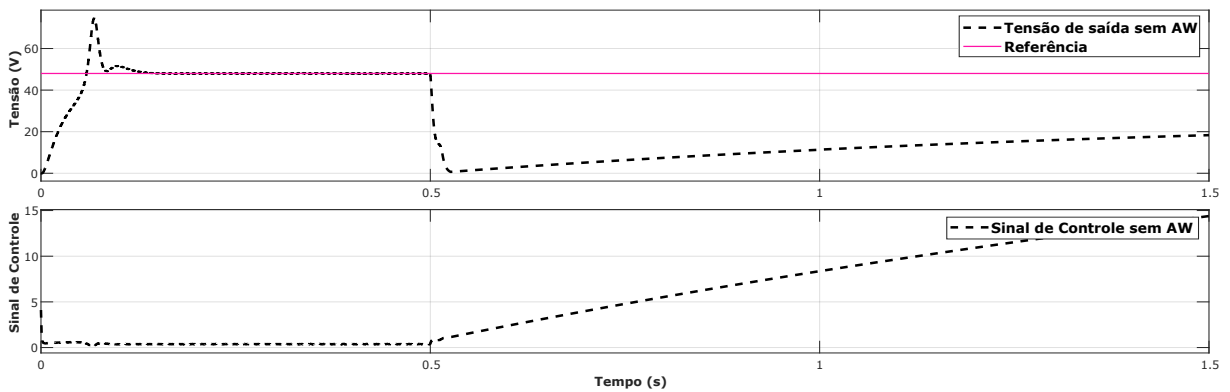


Figura 5.28: Tensão de saída e sinal de controle para o conversor *boost* sem *anti-windup*.

Analisando-se a Figura 5.28, tem-se que o conversor *boost* satura a partir do momento que a carga muda e não consegue mais atingir a tensão desejada. Além disso, os efeitos do zero de fase não-mínima aparecem com um pico logo nos primeiros 0,1 segundos, o que faz a tensão atingir um pico de quase 70 volts momentaneamente.

5.1.3.1 Boost - Técnica de *Back Calculation*

Essa estratégia, já bastante conhecida pelas simulações anteriores, utiliza um ganho de realimentação $k_t = 300$ e os coeficientes do controlador PID, também utilizados nas próximas simulações, são $K_p = 0,0093$, $K_d = 0,000051$, $N = 1500$ e $K_i = 0,37$. Assim, o resultado é mostrado na Figura 5.29.

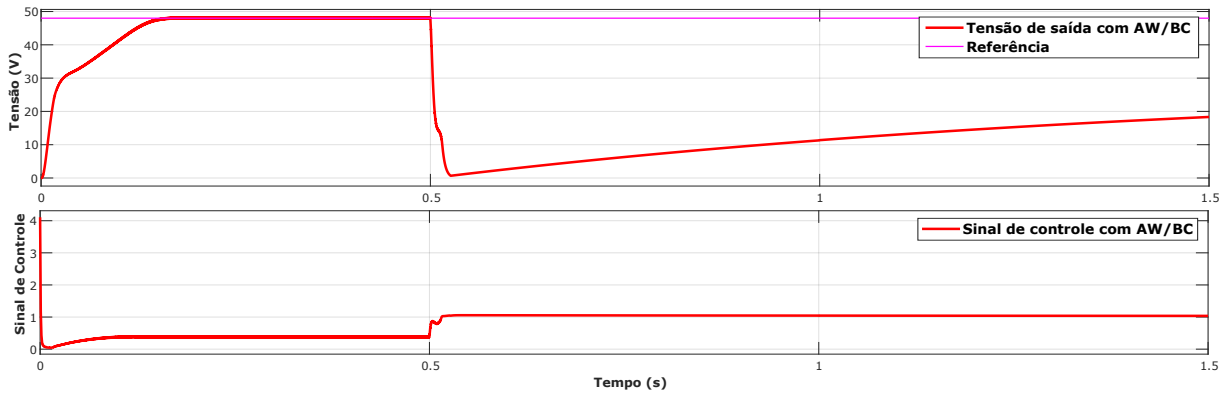


Figura 5.29: Tensão de saída e sinal de controle para o conversor *boost* com a técnica *back calculation*.

A estratégia utilizada pode eliminar o sobressinal causado pelo zero de fase não-mínima, porém após a mudança de carga percebe-se que a tensão de saída não segue a referência e o sinal de controle não consegue ficar abaixo do limiar de saturação, mesmo aumentando o valor do ganho de realimentação k_t . Logo, a técnica não consegue rastrear o sinal a tempo de eliminar o efeito da saturação.

5.1.3.2 Boost - Técnica de Chen

Essa estratégia faz a comparação do módulo da saída do sinal do controlador PID com o valor desejado de 0,44. Assim, essa estratégia poderá habilitar ou desabilitar totalmente a parcela integral. O resultado da simulação é encontrado na Figura 5.30.

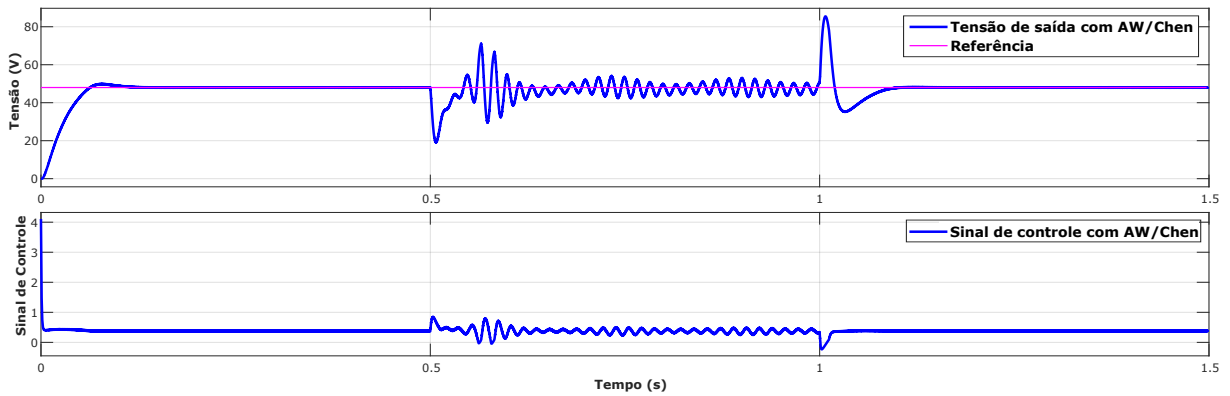


Figura 5.30: Tensão de saída e sinal de controle para o conversor *boost* com a técnica de Chen.

Percebe-se que após a entrada da carga de 20 ohms em paralelo com a carga do conversor, o sistema fica mais oscilatório assim como se pode notar no caso do conversor *buck-boost*. Logo, a técnica de chen pode evitar que a tensão chegasse em níveis menores mas com pouca robustez e continuidade.

5.1.3.3 Boost - Técnica de *Dead Zone*

A estratégia *dead zone* para o conversor *boost*, utiliza limites na sua zona morta de 0 a 0,4 e um ganho de realimentação $k_t = 1200$. Assim, pode-se perceber sua efetividade na Figura 5.31.

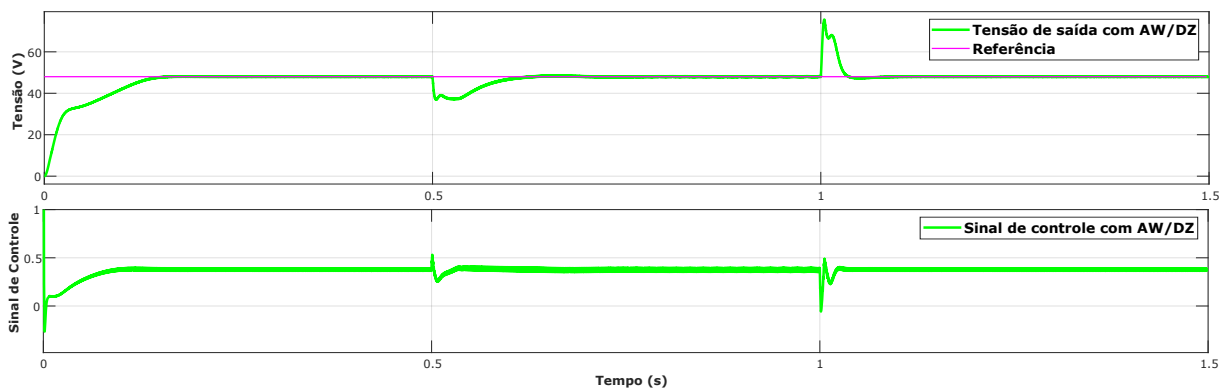


Figura 5.31: Tensão de saída e sinal de controle para o conversor *boost* com a técnica *dead zone*.

Vê-se que essa estratégia apresenta melhores resultados em comparação com as anteriores, além de limitar a região de trabalho da razão cíclica esta também evita maiores oscilações e picos de tensão no sistema.

5.1.3.4 Boost - Técnica de Integração Condicional Modificada

A técnica de integração condicional modificada faz uma comparação do sinal de saída do controlador PID com um razão cíclica desejada no valor de 0,48. Com isso, ela tem a característica de chavear a malha da parte integral do PID com o valor desejado ou com o valor nulo. A Figura 5.32 mostra o resultado desse procedimento.

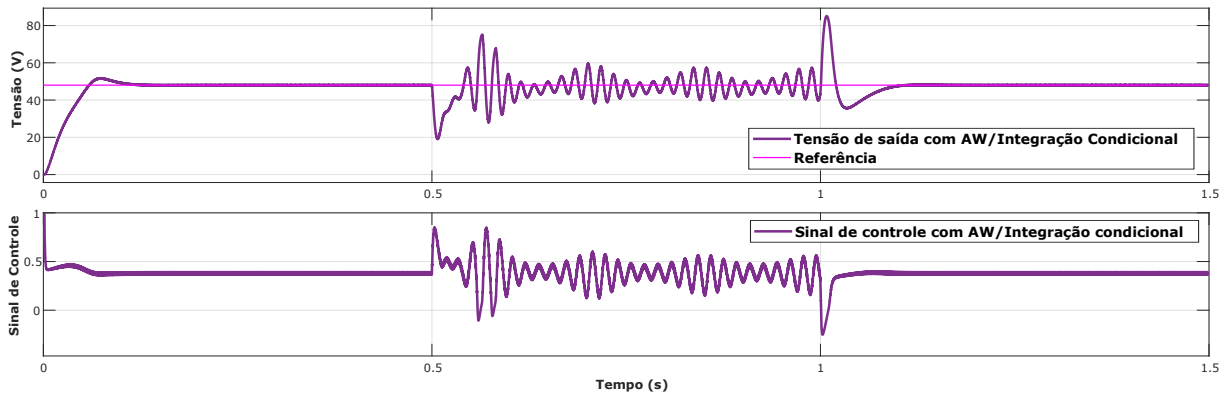


Figura 5.32: Tensão de saída e sinal de controle para o conversor *boost* com a técnica *dead zone*.

De acordo com o resultado acima, essa técnica apresenta resultados parecidos com a técnica de Chen e mostra oscilações de tensão e do sinal de controle quando a carga tende a variar bruscamente. Além disso, o sistema elimina alguns picos indesejados de tensão observados no caso em que não se utilizou nenhuma técnica.

Por fim, a comparação das estratégias utilizadas para a tensão e sinal de controle são mostradas nas Figuras 5.33 e 5.34, respectivamente.

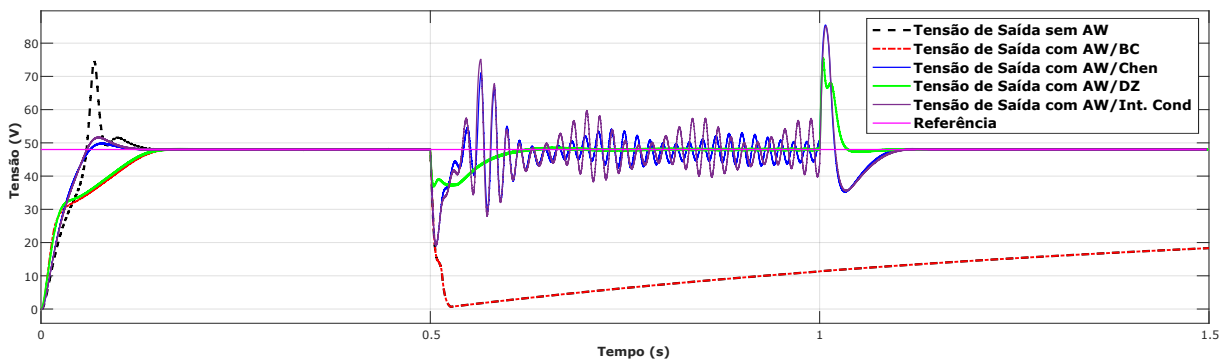


Figura 5.33: Comparação das tensões de saída do conversor *boost* com as estratégias *anti-windup*.

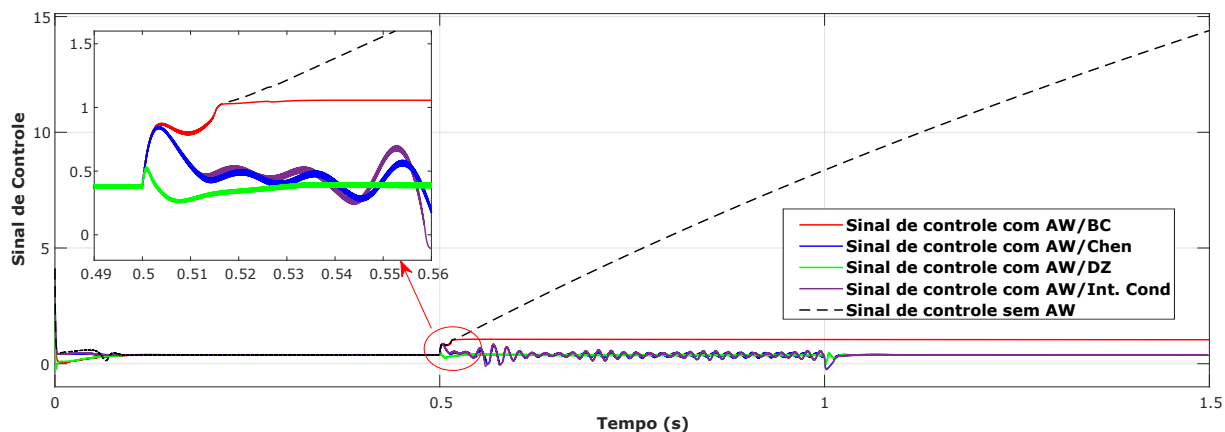


Figura 5.34: Comparação dos sinais de controle do conversor *boost* com as estratégias *anti-windup*.

5.2 CASO 2 - EFEITO DA RESISTÊNCIA DE PERDAS DO INDUTOR

O segundo caso de simulação para verificar o efeito de alguns fatores na saturação do sinal de controle é a influência da resistência de perdas do indutor r_L . Além disso, vale salientar que essa resistência causa uma alteração na função de transferência da planta.

Vale salientar, por conseguinte, que serão testadas resistências de perdas de 0,2 Ω , 0,5 Ω , 0,8 Ω e 1 Ω para cada estratégia *anti-windup* utilizada. Ademais, todas as condições de tensão de entrada, radiação, temperatura e tensão de referência do Caso 1 são mantidas para cada conversor, a fim de inserir mais um tipo de perturbação no sistema. Logo, todas as resistências de perdas mostradas do Caso 1 foram consideradas com valor nulo.

5.2.1 Estratégias Anti-Windup - Conversor Buck

No conversor *buck* foram mantidos a variação de carga a cada 0,5 segundos, radiação e temperatura da cidade de Natal. Assim, a partir do momento que há a variação somente a resistência de perdas, pode-se perceber seu peso na resposta final. Para o caso da variação da resistência de perdas sem nenhuma técnica *anti-windup* têm-se os seguintes resultados nas Figuras 5.35 e 5.36.

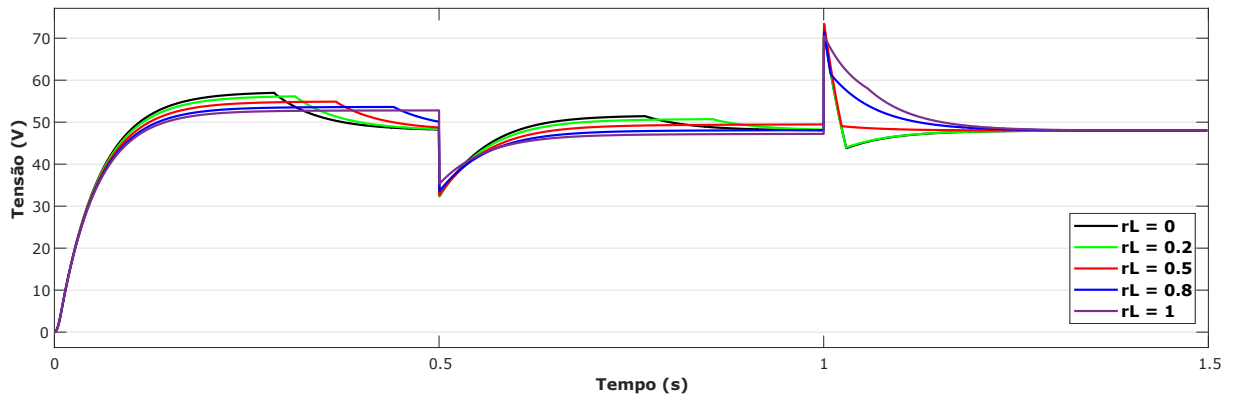


Figura 5.35: Influência da resistência de perdas na tensão de saída do conversor *buck* sem *anti-windup*.

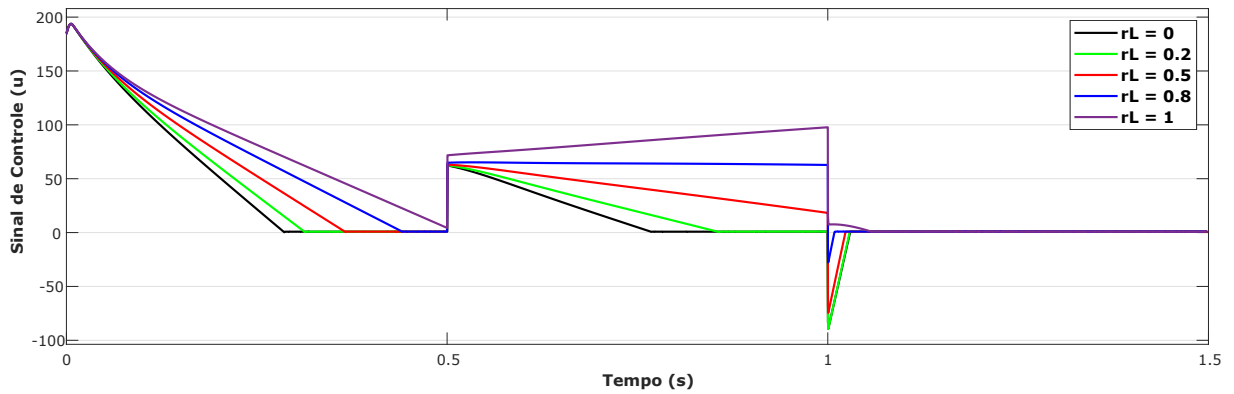


Figura 5.36: Influência da resistência de perdas no sinal de controle do conversor *buck* sem *anti-windup*.

Avaliando-se a influência da resistência de perdas do indutor, vê-se que quanto maior seu valor mais lento o sinal de controle ficará e conseqüentemente a tensão de saída terá um erro de rastreamento maior. Para as próximas subseções, ilustra-se o comportamento com cada técnica *anti-windup* sempre enfatizando o comportamento da tensão e do sinal de controle respectivo.

5.2.1.1 Tensão de Saída do Conversor Buck: Resistência de Perdas do Indutor

As estratégias para rejeição do *windup* são simuladas com os mesmos ganhos de realimentação k_t , limites de zona morta e razão cíclica desejada utilizados no Caso 1. Assim, não é necessário repetir quais ganhos e coeficientes do controlador PID são utilizados para cada caso.

Abaixo, nas Figuras 5.37, 5.38, 5.39 e 5.40 são exibidos os resultados das tensões de saída das 4 estratégias testadas anteriormente para cada situação quando há a variação no valor da resistência indutiva de perdas.

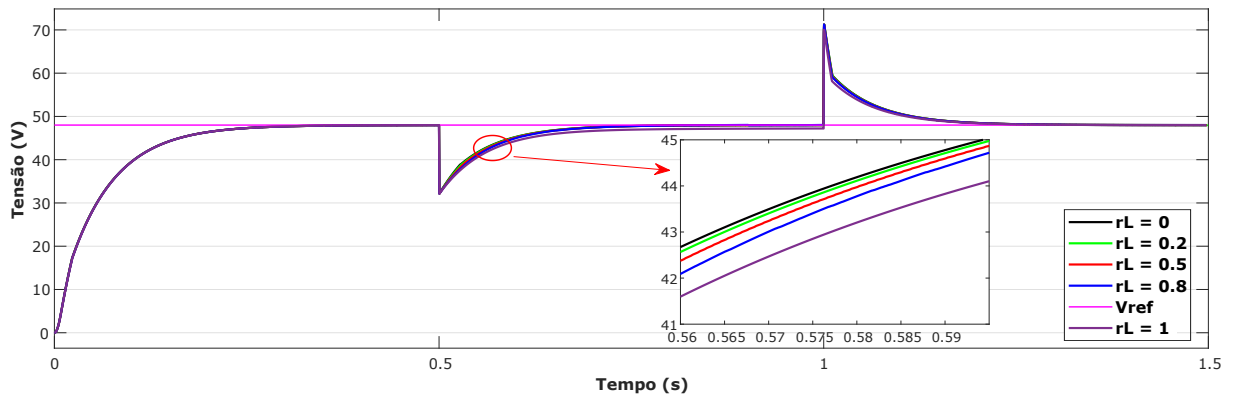


Figura 5.37: Influência da resistência de perdas do indutor na tensão de saída do conversor buck com *anti-windup back calculation*.

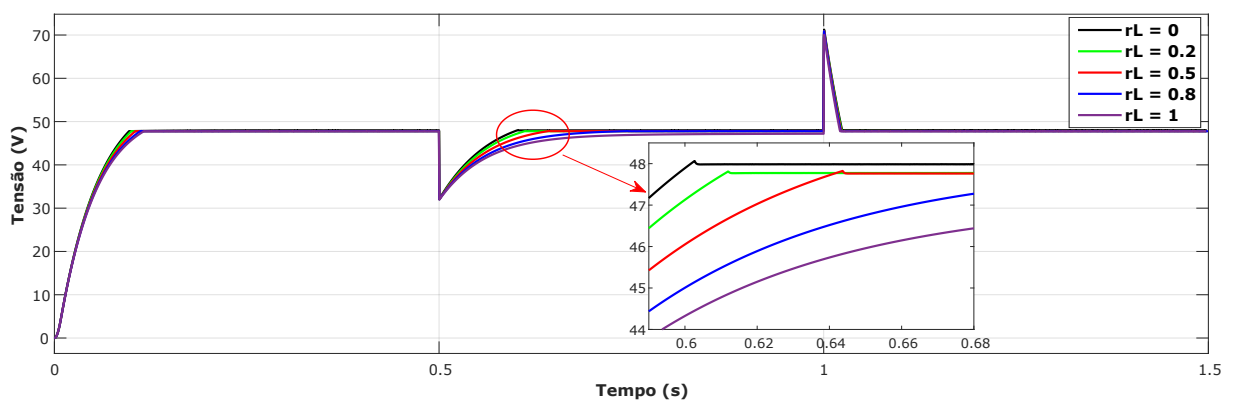


Figura 5.38: Influência da resistência de perdas do indutor na tensão de saída do conversor buck com *anti-windup Chen*.

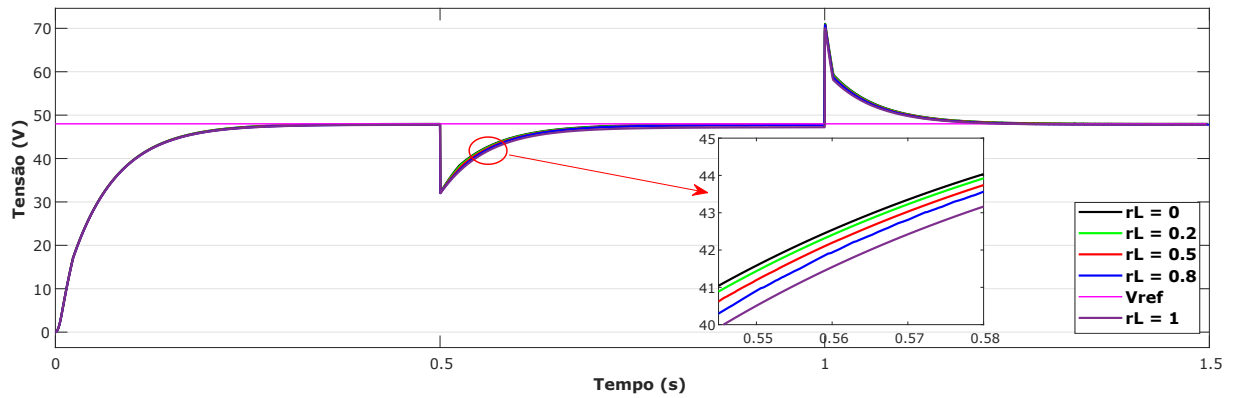


Figura 5.39: Influência da resistência de perdas do indutor na tensão de saída do conversor *buck* com *anti-windup dead zone*.

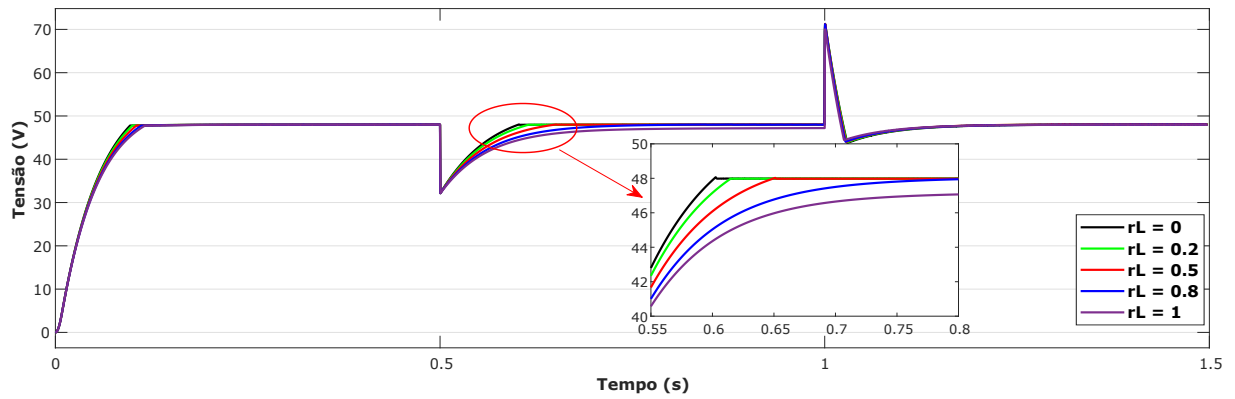


Figura 5.40: Influência da resistência de perdas do indutor na tensão de saída do conversor *buck* com *anti-windup* integração condicional.

Dentre as técnicas utilizadas, todas apresentaram resultados satisfatórios para o conversor *buck*, mas *dead zone* e *back calculation* apresentam menor dispersão entre as linhas de tensão à medida que a resistência de perdas também vai aumentando seu valor ôhmico.

5.2.1.2 Sinal de Controle do Conversor Buck: Resistência de Perdas do Indutor

Para a situação simulada, também pode-se perceber como o sinal de controle é interferido pela resistência de perdas r_L pelas Figuras 5.41, 5.42, 5.43 e 5.44.

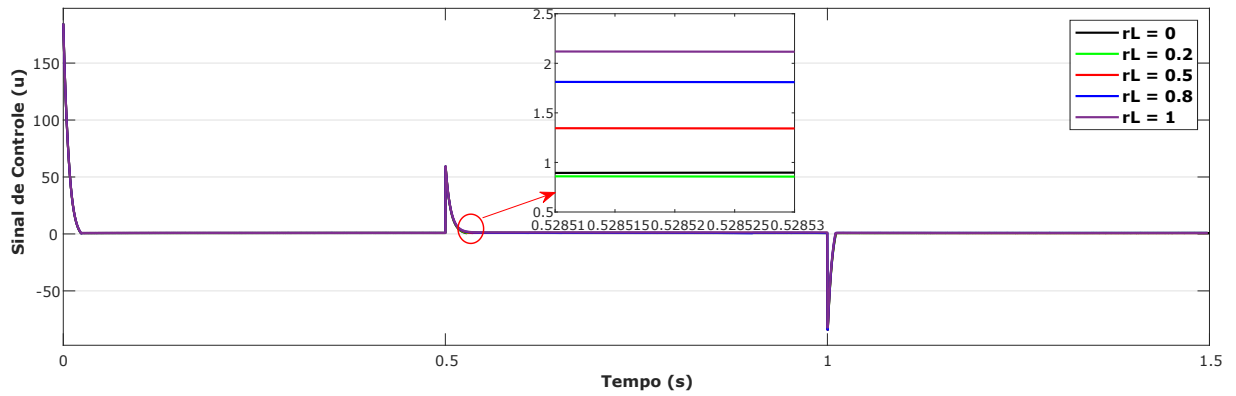


Figura 5.41: Influência da resistência de perdas do indutor no sinal de controle do conversor *buck* com *anti-windup back calculation*.

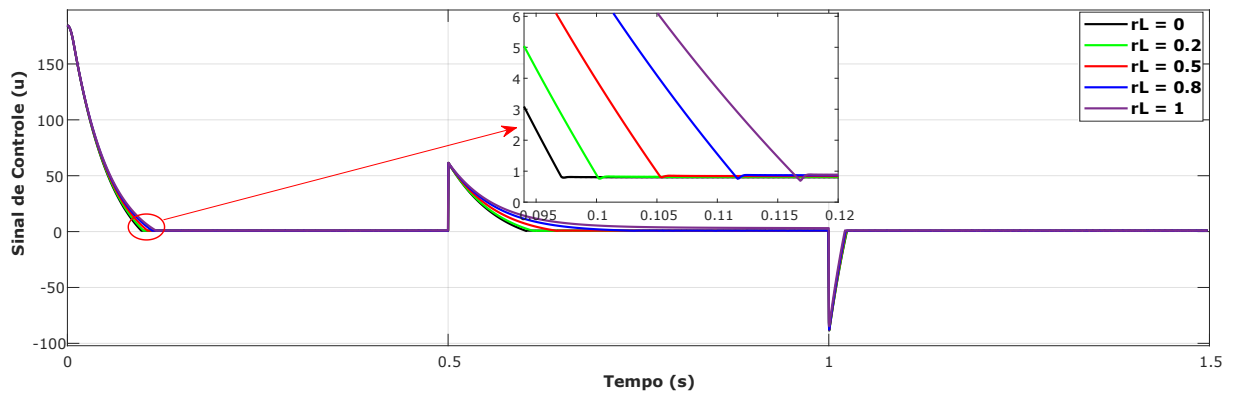


Figura 5.42: Influência da resistência de perdas do indutor no sinal de controle do conversor *buck* com *anti-windup Chen*.

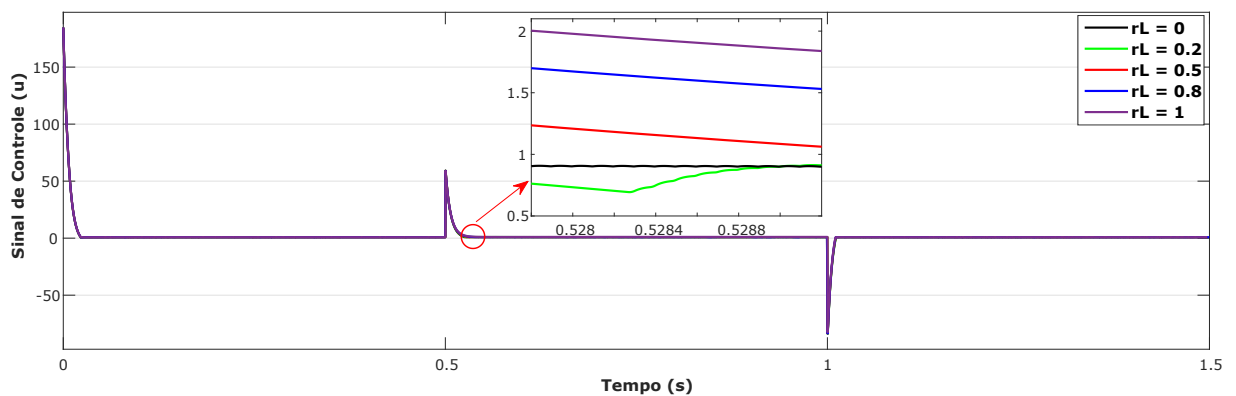


Figura 5.43: Influência da resistência de perdas do indutor no sinal de controle do conversor *buck* com *anti-windup dead zone*.

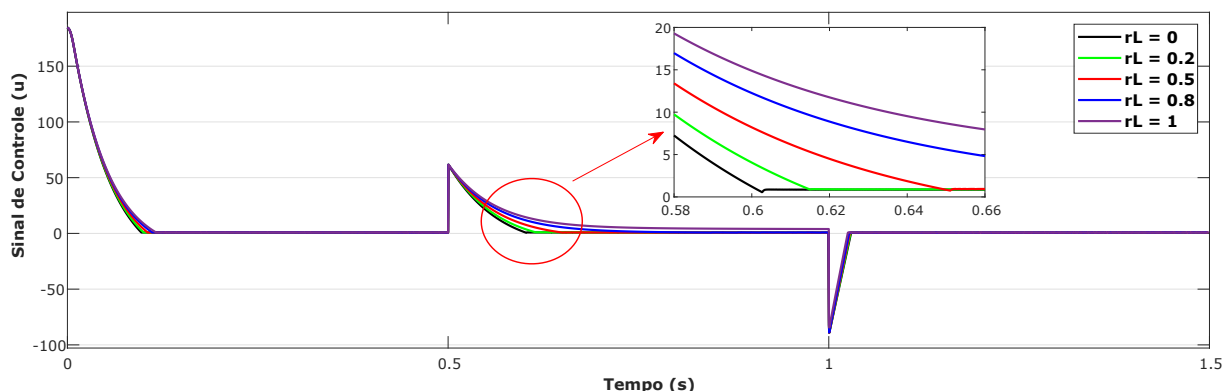


Figura 5.44: Influência da resistência de perdas do indutor no sinal de controle do conversor *buck* com *anti-windup* integração condicional.

Como esperado, *dead zone* e *back calculation* apresentaram melhores resultados na resposta à interferência do aumento de perdas no sistema e o sinal de controle apresentou valores mais próximos da faixa entre 0 e 1. Por fim, pode-se perceber que para o conversor *buck* todas as técnicas para suavizar o efeito do *windup* funcionam perfeitamente, mas algumas técnicas são bem mais ágeis em comparação a outras.

5.2.2 Estratégias Anti-Windup - Conversor Buck-Boost

As especificações de variação de carga, radiação e temperatura foram mantidas para o conversor *buck-boost* como no Caso 1. Aqui, fixa-se a mesma tensão de entrada e referência para o sistema solar. Por outro lado, deve-se ressaltar que somente 3 técnicas foram utilizadas nessa parte, pois a técnica de *back calculation* e o caso em que não há nenhuma estratégia no controlador PID levam a tensão de saída para zero no momento da alteração de carga, ou seja, há um desligamento (*OFFSET*) no sistema solar e não faz sentido analisar a preponderância da resistência de perdas nessa situação.

As resistências de perdas do indutor utilizadas no conversor *buck-boost* são as de valor $0,2 \Omega$, $0,5 \Omega$ e 1Ω . Assim, analisa-se novamente as tensões e sinais de controle com 3 técnicas *anti-windup*, sendo elas a técnica de Chen, *dead zone* e integração condicional modificada.

5.2.2.1 Tensão de Saída do Conversor Buck-Boost: Resistência de Perdas do Indutor

A partir das Figuras 5.45, 5.46 e 5.47, nota-se o comportamento do sistema solar quando há o aumento da perda de potência causado pela resistência de perdas do indutor. Com isso, as tensões de saída para as estratégias *anti-windup dead zone*, Chen e integração

condicional modificada são explicitadas abaixo.

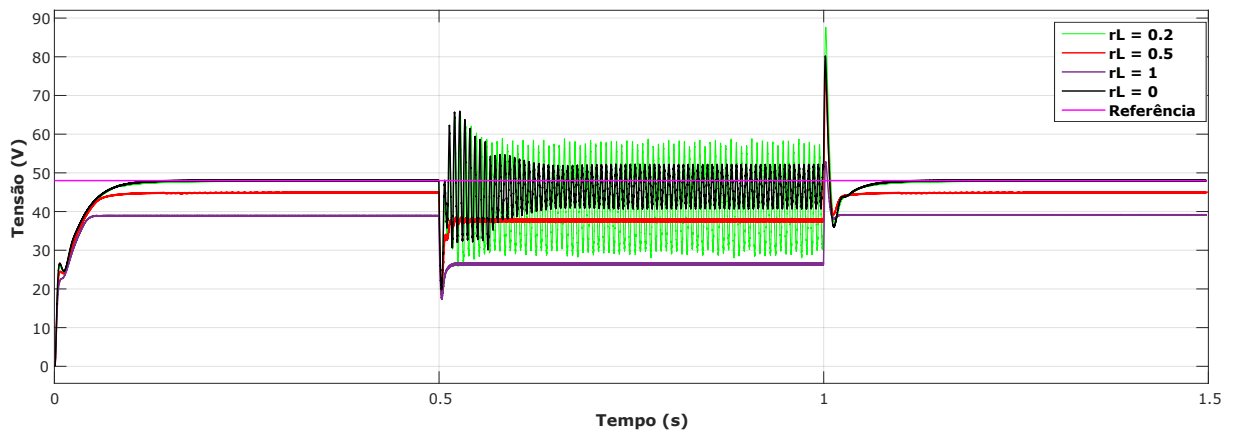


Figura 5.45: Influência da resistência de perdas do indutor na tensão de saída do conversor *buck-boost* com *anti-windup* Chen.

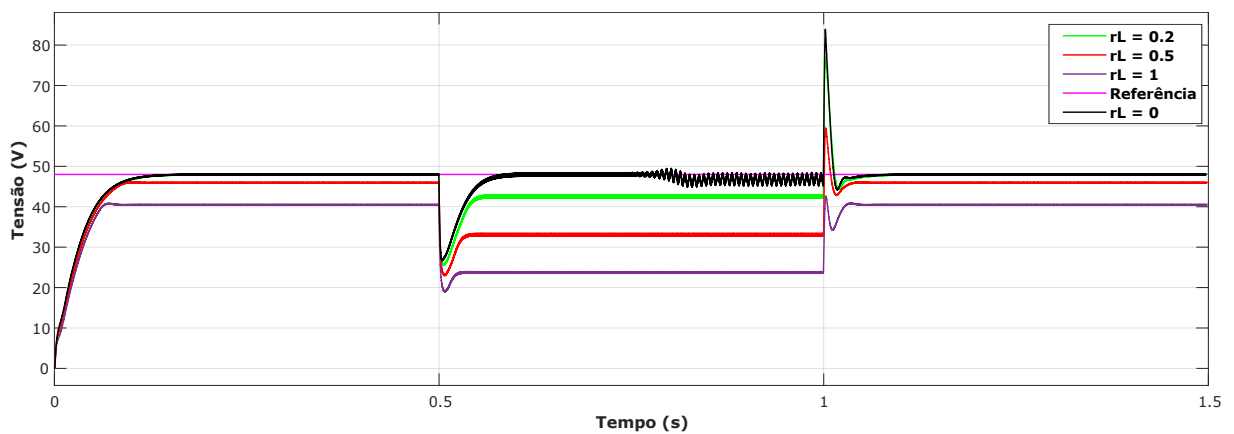


Figura 5.46: Influência da resistência de perdas do indutor na tensão de saída do conversor *buck-boost* com *anti-windup* dead zone.

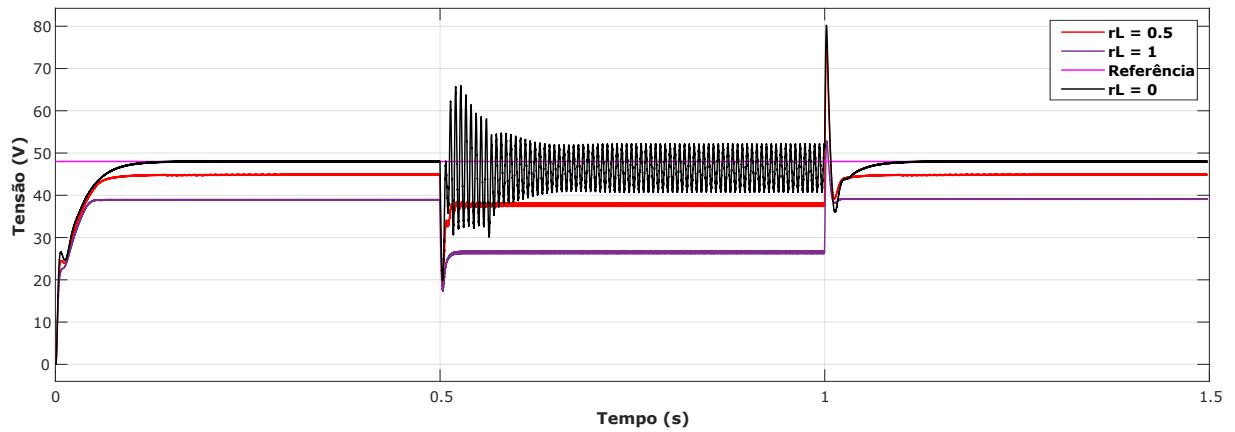


Figura 5.47: Influência da resistência de perdas do indutor na tensão de saída do conversor *buck-boost* com *anti-windup* integração condicional.

Analisando-se os resultados para o conversor *buck-boost*, vê-se que a mudança de valor na resistência de perdas do indutor acarreta um erro de seguimento de referência. Assim, as técnicas de Chen e integração condicional apresentaram ruídos maiores e a técnica de *dead zone* mostrou ser a melhor entre elas para essa situação. Assim, pode-se concluir que a saturação no conversor *buck-boost* não é tão simples de contornar, principalmente quando variáveis como a resistência de perdas deixam o sistema mais lento.

5.2.2.2 Sinal de Controle do Conversor Buck-Boost: Resistência de Perdas do Indutor

Os sinais de controle das respectivas técnicas abordadas anteriormente são relacionados abaixo nas figuras que seguem.

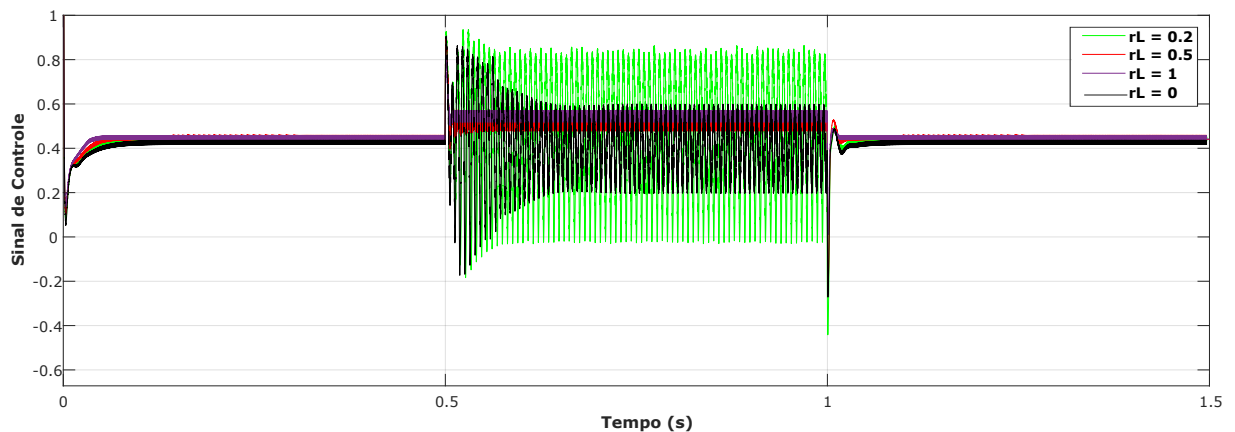


Figura 5.48: Influência da resistência de perdas do indutor no sinal de controle do conversor *buck-boost* com *anti-windup* Chen.

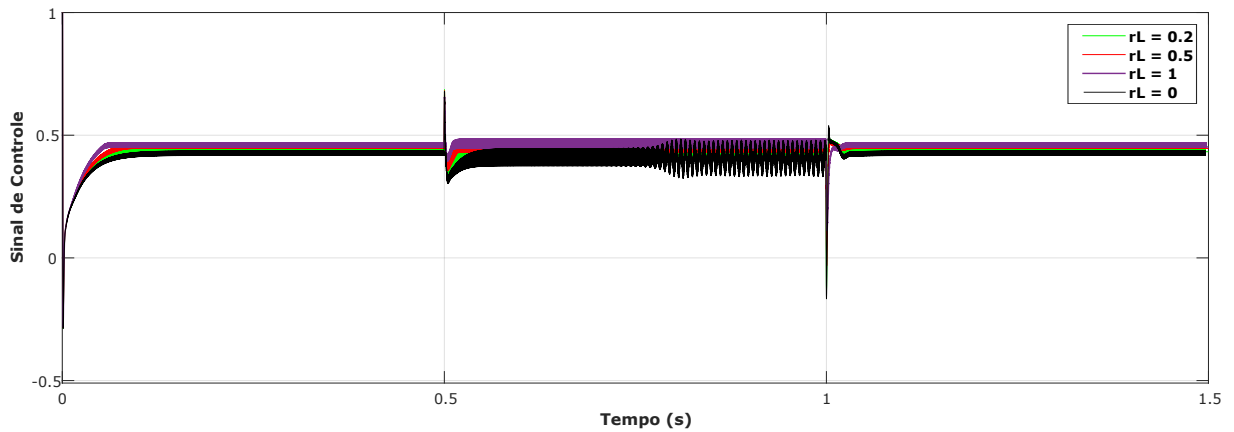


Figura 5.49: Influência da resistência de perdas do indutor no sinal de controle do conversor *buck-boost* com *anti-windup dead zone*.

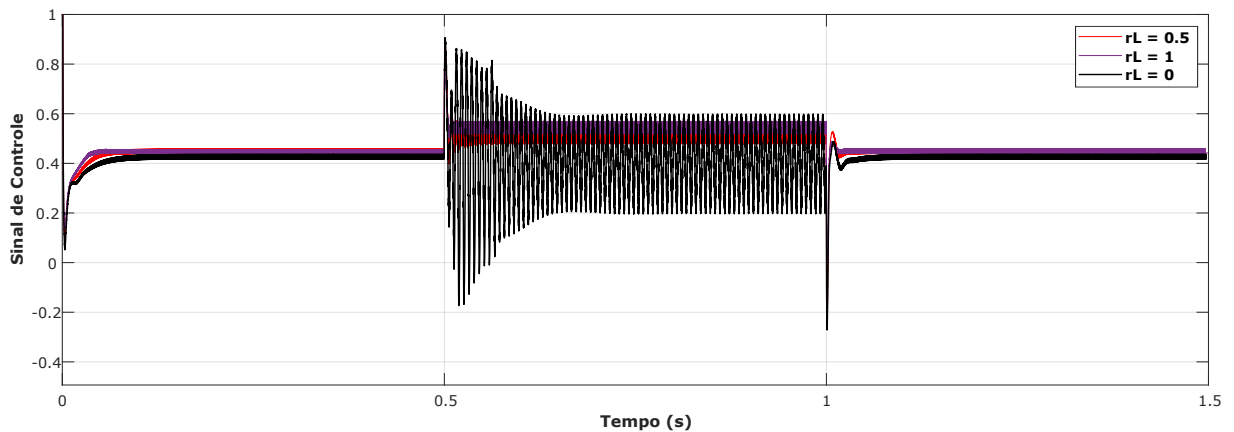


Figura 5.50: Influência da resistência de perdas do indutor no sinal de controle do conversor *buck-boost* com *anti-windup* integração condicional.

De acordo com os resultados obtidos nas tensões de saída, os sinais de controle aparecem mais oscilatórios e instáveis para resistências de perdas do indutor mais baixas. Além disso, há a confirmação de que a técnica *dead zone* apresenta maior estabilidade tanto no sinal de controle quanto na tensão.

5.2.3 Estratégias Anti-Windup - Conversor Boost

O conversor *boost*, assim como os outros conversores simulados, apresenta as mesmas características de valores de ganhos para as estratégias *anti-windup* e controlador PID dimensionados para o Caso 1. Assim, simulou-se o conversor com variação de carga, observando-se principalmente a variação da resistência de perdas do indutor. Logo, têm-se que as tensões e sinais de controle são apresentados nas Figuras 5.51, 5.52 e 5.53 com

as técnicas de Chen, *dead zone* e integração condicional modificada.

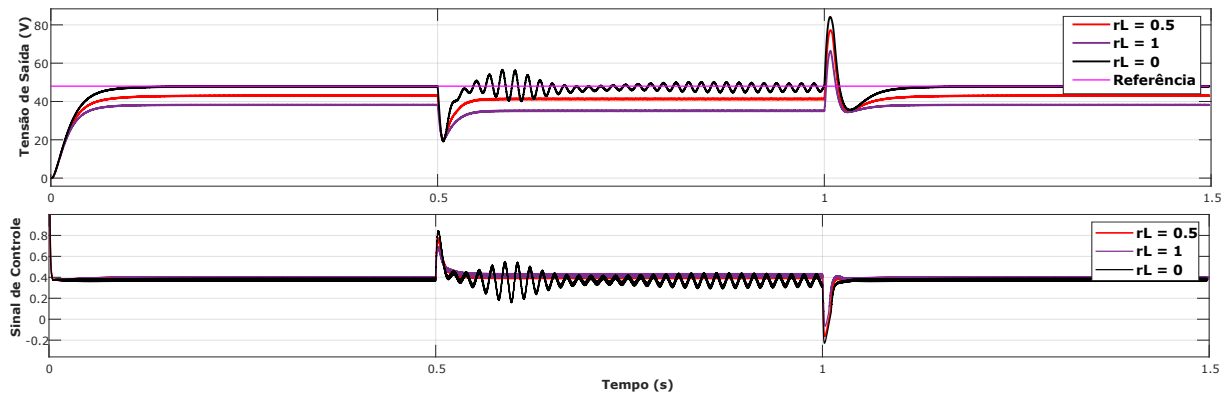


Figura 5.51: Influência da resistência de perdas do indutor na tensão de saída e no sinal de controle do conversor *boost* com *anti-windup* Chen.

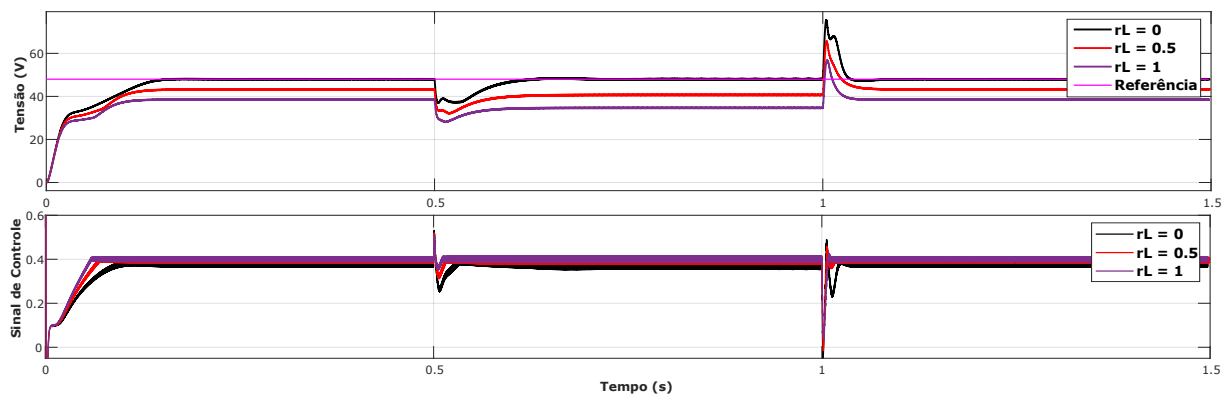


Figura 5.52: Influência da resistência de perdas do indutor na tensão de saída e no sinal de controle do conversor *boost* com *anti-windup dead zone*.

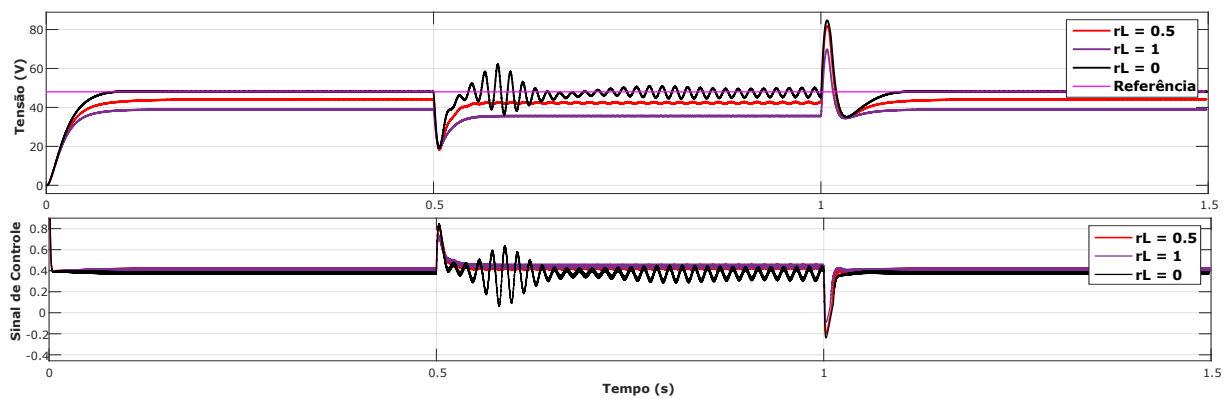


Figura 5.53: Influência da resistência de perdas do indutor na tensão de saída e no sinal de controle do conversor *boost* com *anti-windup* integração condicional.

Assim como no *buck-boost*, percebe-se que a estratégia *dead zone* apresenta menores variações, no sentido de que não apresenta oscilações e instabilidade quando há a mudança de carga e a mudança de resistência de perdas do indutor. Por outro lado, a desvantagem reside no fato de que o seguimento de referência é afetado pelo aumento no valor da resistência de perdas do indutor. Isso acontece devido ao fato de que a função de transferência da planta muda quando há a inserção da resistência de perdas, sendo necessário reprojeter o controlador PID para abarcar um limite na alteração dessa resistência.

5.3 CASO 3 - EFEITO DA RADIAÇÃO E TEMPERATURA

Nesta seção, chega-se ao ápice desse trabalho já que se tem uma ideia de como algumas variáveis do conversor podem interferir no controle do sistema. Dados reais de radiação e temperatura de três regiões do Brasil serão simuladas com os conversores *buck* e *buck-boost* com as estratégias *anti-windup* utilizadas anteriormente. Com isso, essa parte tem como objetivo analisar a importância das estratégias para regulação de tensão fotovoltaica na presença de nuvens e sua influência na saturação do controle dos conversores.

Além disso, um estudo comparativo é analisado entre os conversores a fim de saber se em uma mesma situação na qual se busca um determinado valor de tensão um conversor pode ser substituído pelo outro, na medida do possível. Essa comparação objetiva mitigar efeitos indesejáveis quando há o sombreamento e este provoca a saturação do conversor. Ademais, situações reais de dados reais são postas à prova, porém informações de radiação e temperatura podem ser facilmente estendidas para outras regiões.

Os gráficos de radiação e temperatura das cidades de Natal, Brasília e São Martinho da Serra, respectivamente nas regiões nordeste, centro-oeste e sul, são ilustrados nas Figuras 5.54, 5.55 e 5.56. Essas 3 regiões foram escolhidas devido às suas diferenças na característica da radiação e temperatura ao longo de um período do ano. Ressalta-se, contudo, que todos os dados obtidos da rede SONDA têm intervalos de 1 minuto para cada valor de temperatura e radiação.

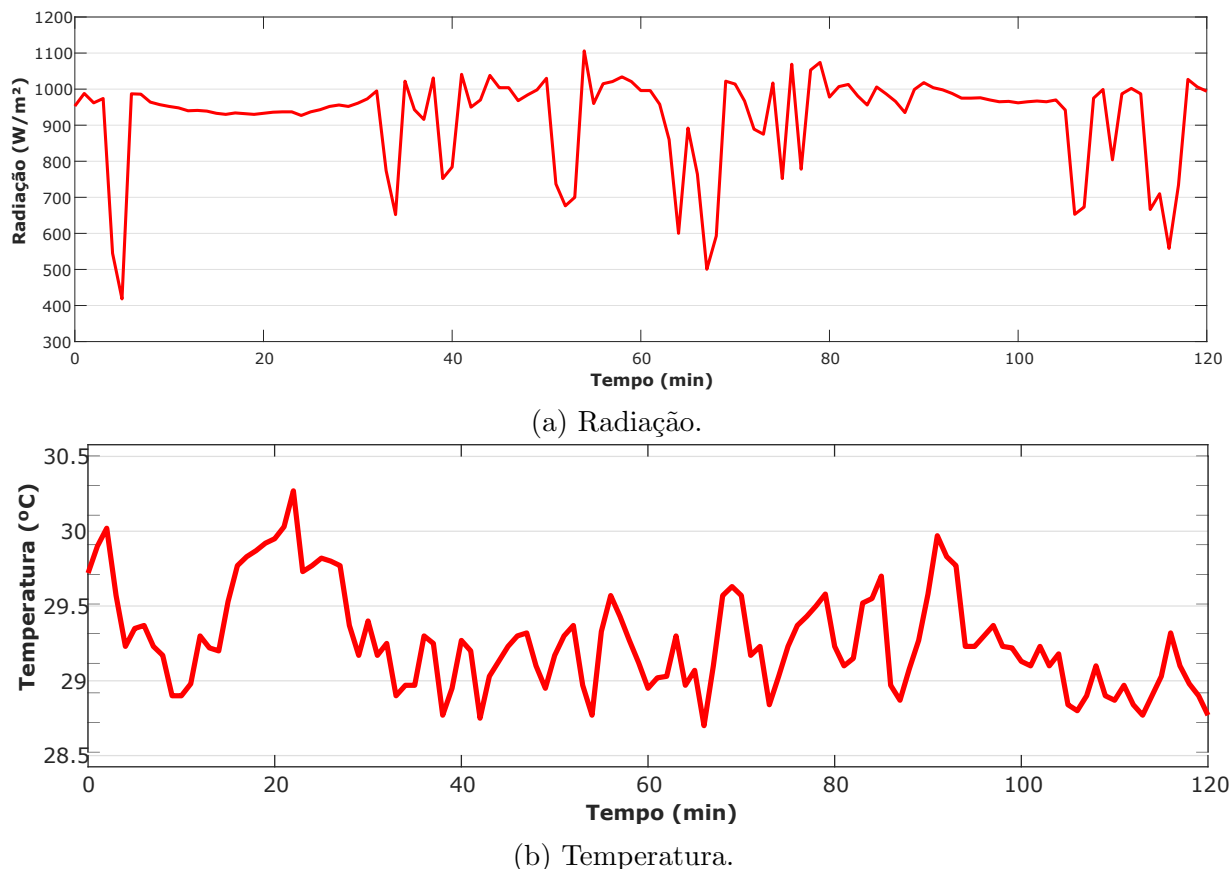
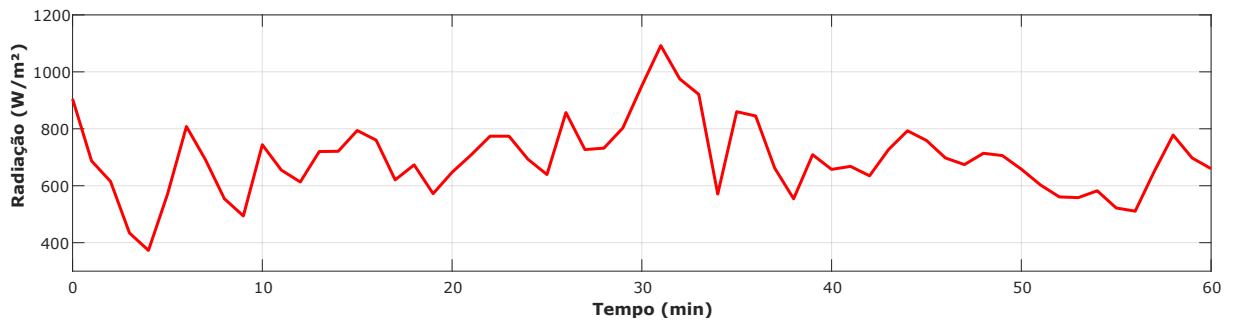


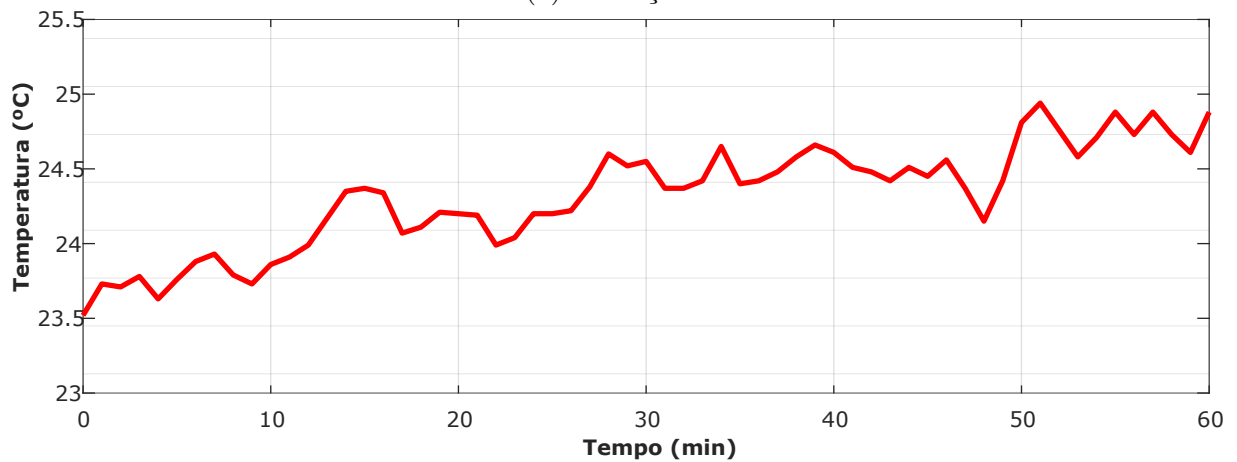
Figura 5.54: Radiação e temperatura da Cidade de Natal das 13 às 15 horas do dia 01/01/2017 (SONDA, 2018).

Na cidade de Natal, na região nordeste, percebe-se um alto índice de radiação solar na maior parte dos 120 minutos. Além disso, a temperatura média gira em torno dos 29°C . Entretanto, pode-se notar que ao longo dos 120 minutos existem picos de queda no gráfico de radiação devido a passagem de nuvens e levam sua intensidade até o valor de aproximadamente 400 W/m^2 . Esse fato é o que vai ocasionar a saturação do sinal de controle devido a queda de tensão que é observada na entrada do sistema fotovoltaico com conversores.

O sistema fotovoltaico é simulado nos primeiros 10 minutos, pois já há a percepção do que o sombreamento pode causar no conversor e, conseqüentemente, no controlador PID.



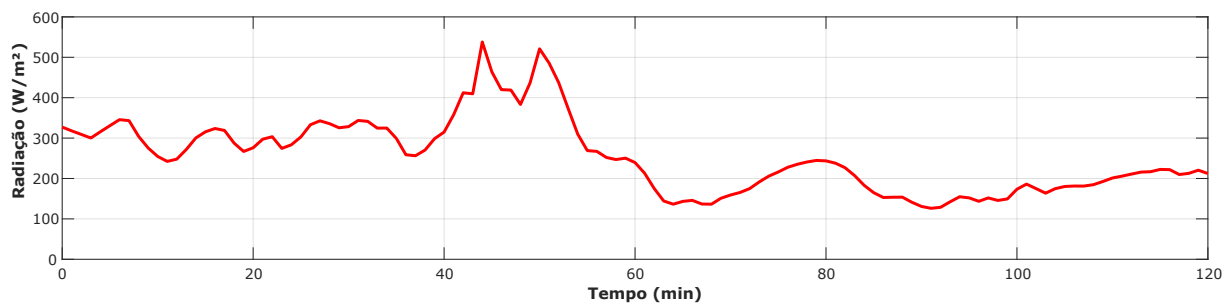
(a) Radiação.



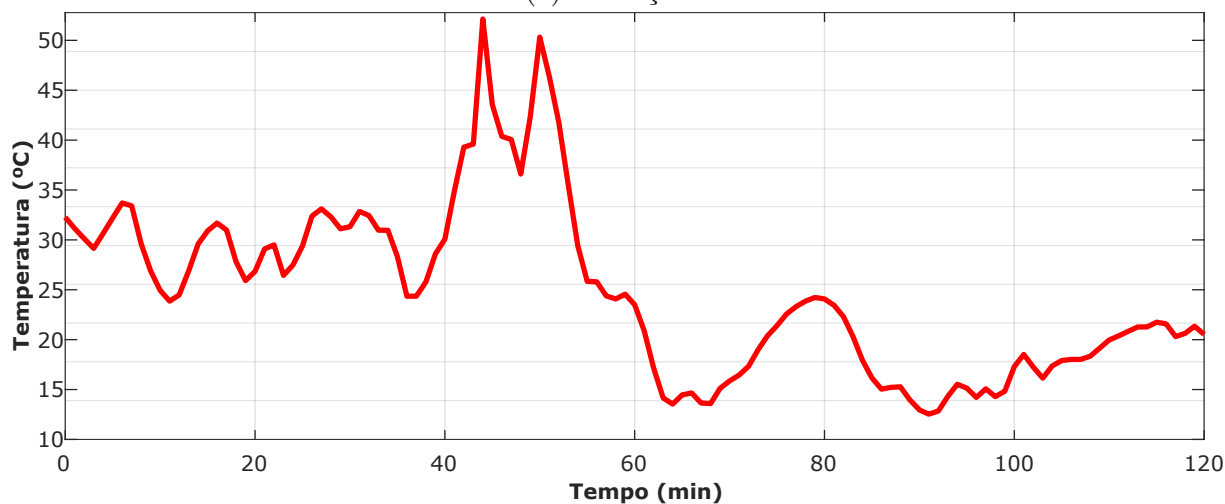
(b) Temperatura.

Figura 5.55: Radiação e temperatura da Cidade de Brasília com intervalo de 60 minutos do dia 31/01/2018 (SONDA, 2018).

Escolheu-se esse período e essas informações da cidade de Brasília devido ao fato da aleatoriedade em diversos pontos no intervalo de 60 minutos e assim poder trabalhar com mais possibilidades de queda de radiação e consequentemente saturar o controle. Além disso, a temperatura média é de 24°C , a qual quase não tem influência significativa nesse processo.



(a) Radiação.



(b) Temperatura.

Figura 5.56: Radiação e temperatura da Cidade de São Martinho da Serra das 16 às 18 horas do dia 01/06/2017 (SONDA, 2018).

Em São Martinho da Serra, na região sul, percebe-se uma menor intensidade de radiação no período escolhido, em que sua radiação máxima no período é de 520 W/m^2 e sua radiação média fica em torno de 250 W/m^2 . Esse gráfico foi escolhido pelo motivo de que a tensão entregue ao conversor já se apresenta em níveis baixos e o sinal de controle fica saturado por um tempo maior. Além disso, a temperatura apresenta uma amplitude alta devido à temperatura máxima de 50°C e à temperatura mínima de 15°C , e isso pode vir a ter maiores intervenções nos resultados.

Logo abaixo serão mostradas as tensões de entrada para cada caso de radiação, ilustrados anteriormente. As Figuras 5.57, 5.58 e 5.59 são dadas em seguida.

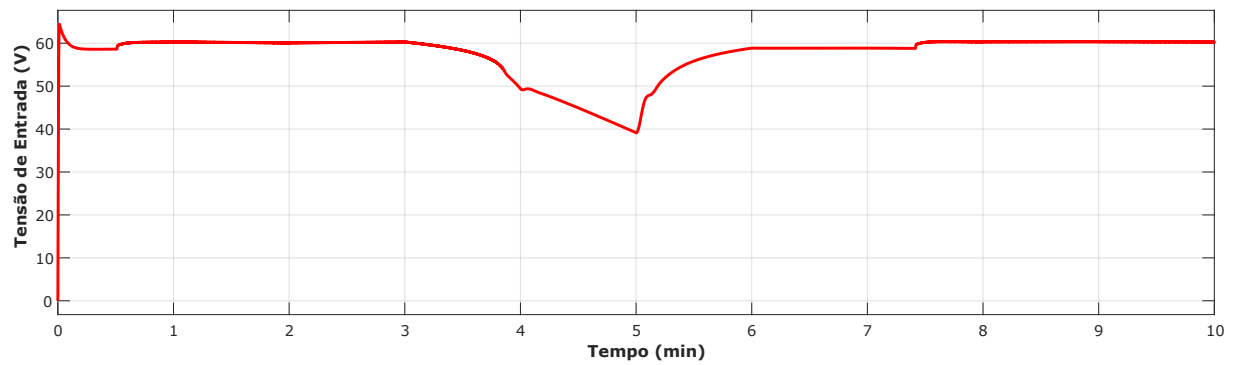


Figura 5.57: Tensão de entrada do sistema fotovoltaico com a radiação da cidade de Natal.

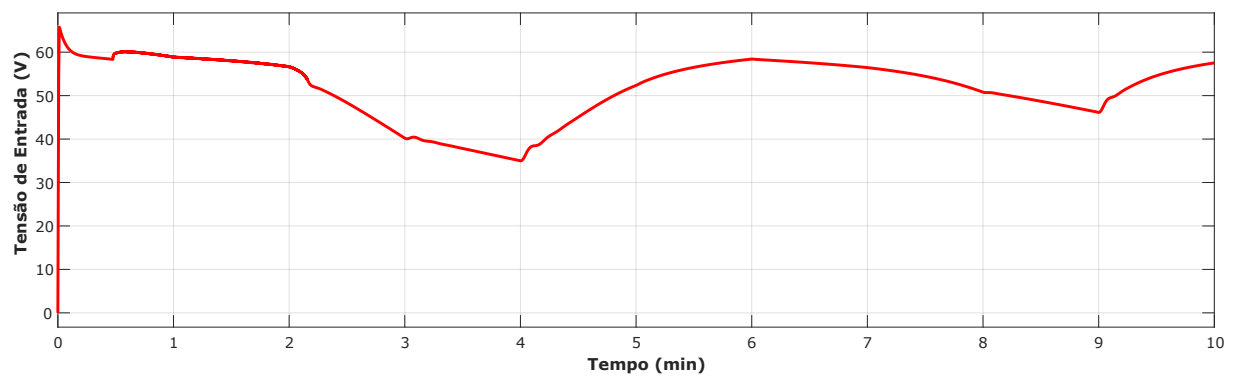


Figura 5.58: Tensão de entrada do sistema fotovoltaico com a radiação da cidade de Brasília.

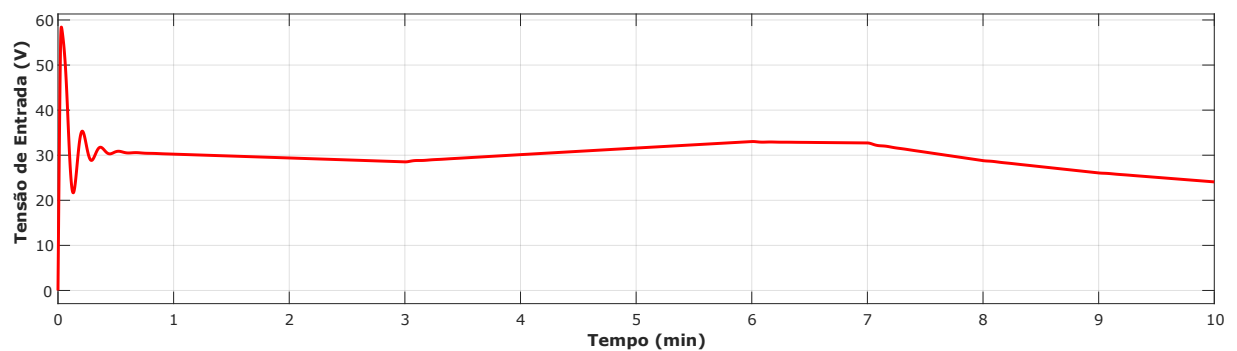


Figura 5.59: Tensão de entrada do sistema fotovoltaico com a radiação da cidade de São Martinho da Serra.

Por fim, as simulações são feitas para um intervalo de 10 minutos, todos os testes consideram um erro tolerável de $1e^{-6}$ para um modo de simulação normal no Matlab/Simulink e dois painéis fotovoltaicos são postos em série para alcançar, no máximo, 62 volts caso a radiação atinja uma intensidade alta.

5.3.1 Estratégias Anti-Windup - Conversor Buck

O conversor *buck* utilizado no Caso 3 apresenta o mesmo controlador PID dos casos anteriores. Assim, na estratégia *back calculation* e *dead zone* é utilizada uma constante de tempo de rastreamento $k_t = 155$, a qual é derivada do inverso da raiz dos coeficientes K_d e K_i do controlador PID dimensionado. Em relação aos limites impostos para a zona morta, foi-se escolhido $Z_{min} = 0$ e $Z_{max} = 0,815$ para que houvesse a melhor sintonização de controle, obtendo-se um comportamento adequado.

Para a técnica de Chen, o módulo da saída do sinal de controle foi comparado com a razão cíclica desejada no valor de 0,79, o qual é o limite para estabilizar a razão cíclica e a tensão de saída.

Ainda, é válido discutir que na estratégia de integração condicional modificada a sintonia da razão cíclica opera em torno de 0,825 para obter melhores resultados nesse caso. Essa técnica apresenta uma não-linearidade representada pelas condições de chaveamento.

Portanto, serão mostradas as particularidades das simulações do conversor *buck* com quatro estratégias *anti-windup* e três situações reais de radiação que ocorrem em regiões distintas do Brasil.

5.3.1.1 Região Nordeste: Natal - RN

Sob o mesmo critério adotado para os Casos 1 e 2, simula-se o sistema fotovoltaico sem nenhuma técnica para contornar o *windup* para que sirva de comparação com as próximas tentativas de melhorar a resposta do sistema. A Figura 5.60 mostra o perfil do controle saturado para o conversor *buck*, utilizando-se a radiação da cidade de Natal da Figura 5.54a.

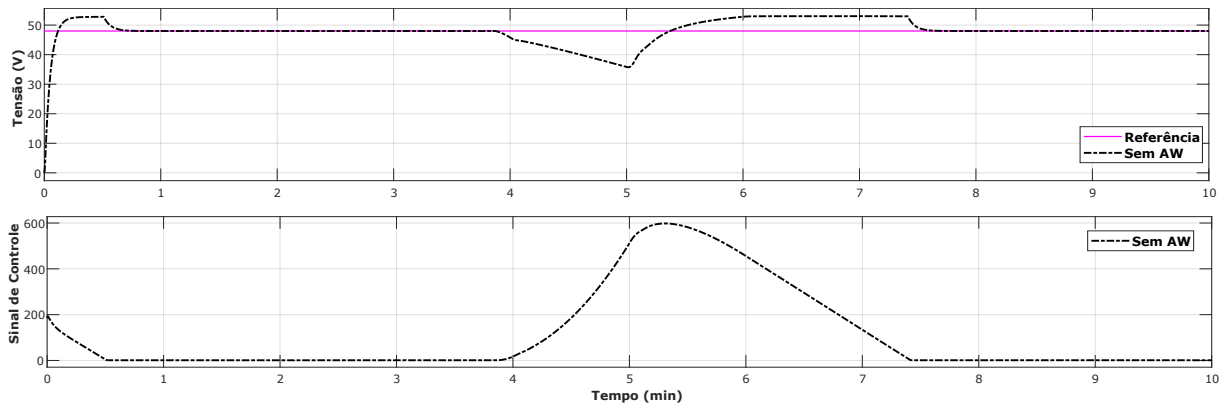


Figura 5.60: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck* sem *anti-windup* para radiação de Natal.

Sabendo como o conversor se comporta sem nenhuma técnica, torna-se possível

haver a comparação com as técnicas implementadas. A partir dessa etapa, vai-se analisar todas as estratégias individualmente e em conjunto, assim como se segue nas Figuras 5.61, 5.62, 5.63, 5.64, 5.65 e 5.66.

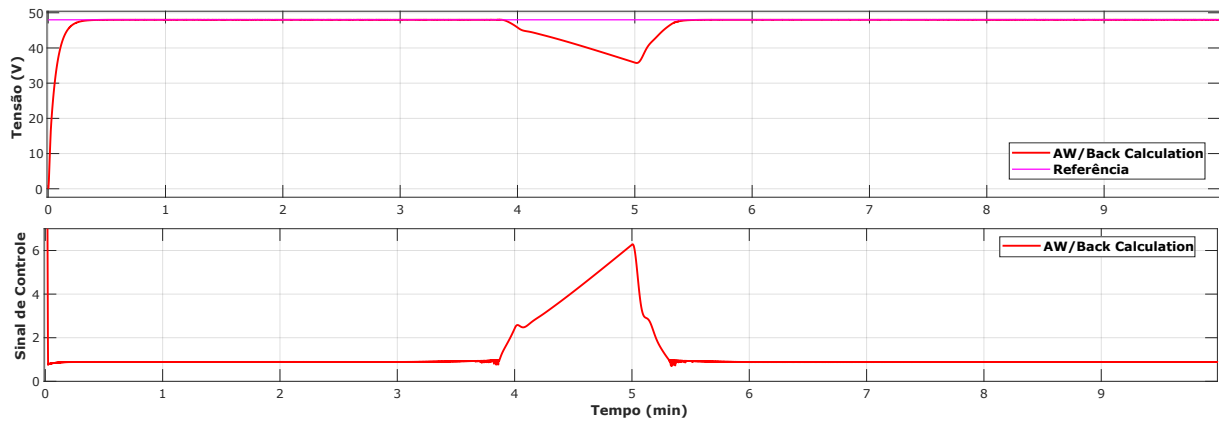


Figura 5.61: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck* com *back calculation* para radiação de Natal.

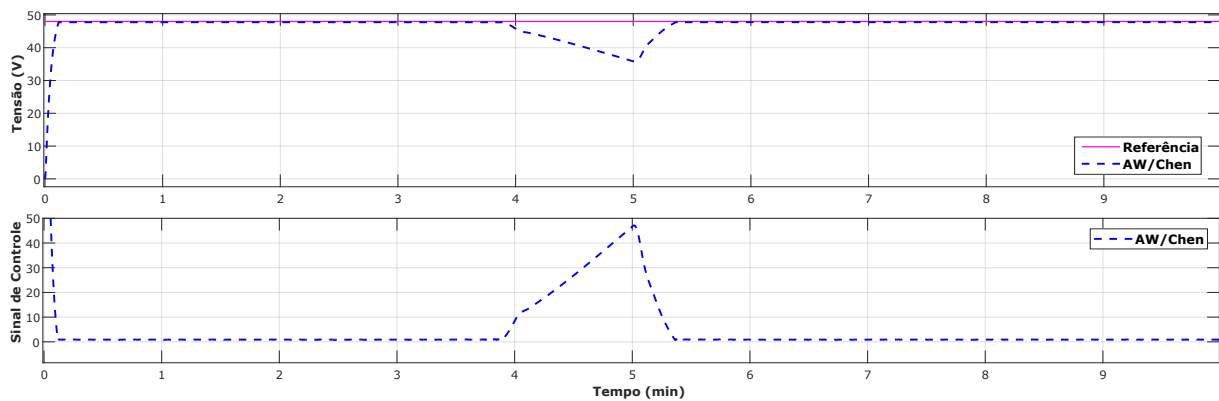


Figura 5.62: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck* com a técnica de Chen para radiação de Natal.

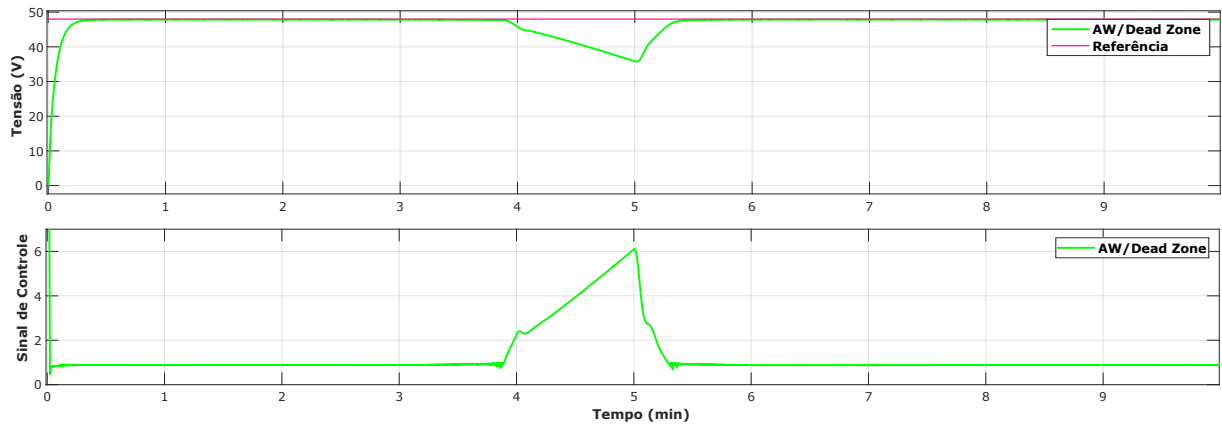


Figura 5.63: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck* com *dead zone* para radiação de Natal.

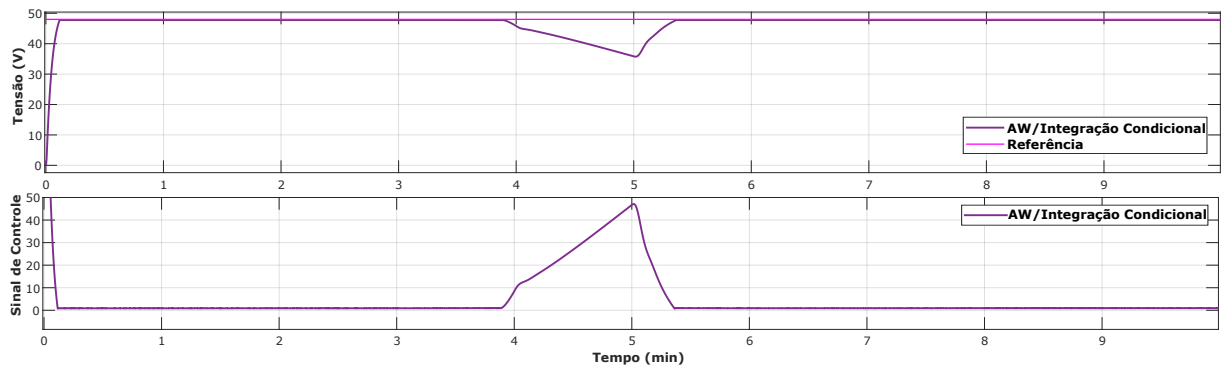


Figura 5.64: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck* com integração condicional para radiação de Natal.

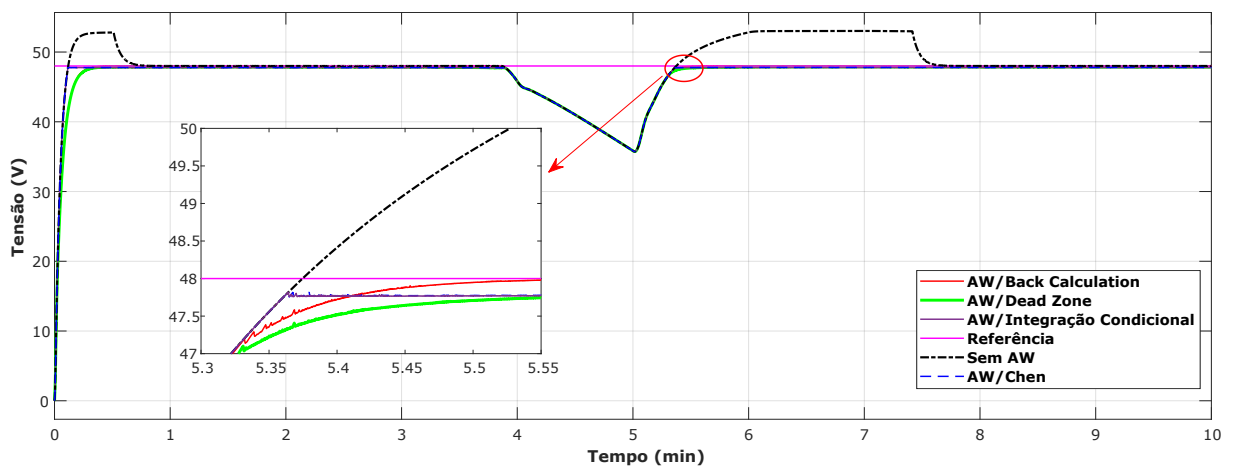


Figura 5.65: Comparação entre as tensões de saída para cada técnica *anti-windup*.

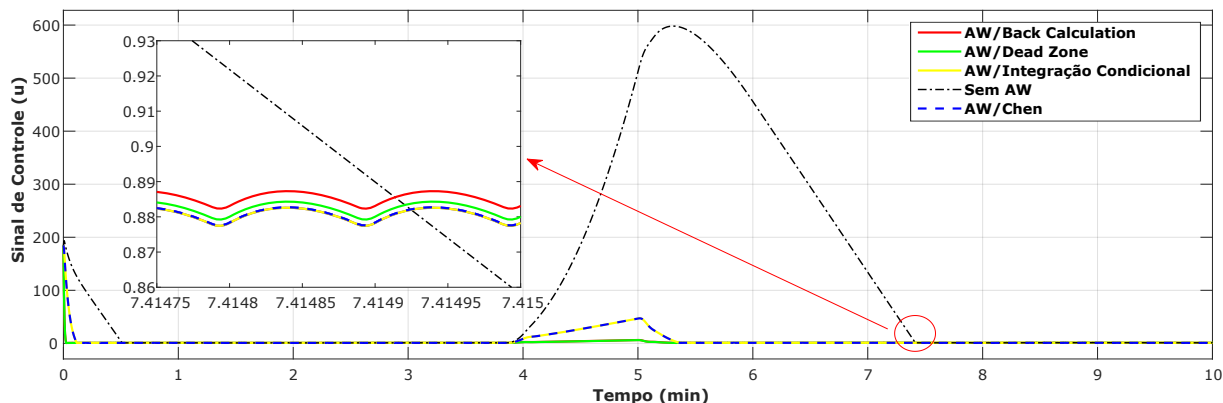


Figura 5.66: Comparação entre os sinais de controle da razão cíclica para cada técnica *anti-windup*.

Após a apresentação de diversos gráficos das aplicações das técnicas *anti-windup*, realiza-se uma análise comparativa destes resultados. Pode-se perceber que entre os minutos 4 e 7, o controle permanece saturado devido à queda de tensão causada pela passagem de nuvens nesse intervalo de tempo. Além disso, o sobressinal gira em torno de 8% e o atraso de resposta é notório, vistos na Figura 5.60. Para contornar a situação, primeiramente foi utilizada a técnica de *back calculation*, a qual conseguiu eliminar o sobressinal e reduzir significativamente a amplitude do sinal saturado de um máximo de 600 para 6, ou seja, ocorreu uma diminuição de 100 vezes. Analogamente, a estratégia *dead zone* obtém os mesmos resultados da técnica anterior, assim ela também apresenta uma conduta desejada de controle para essa situação.

A estratégia de Chen, para contornar essa dificuldade de controle, também é capaz de eliminar o sobressinal e tornar mais rápida a resposta do sistema. Pode-se perceber também, pela Figura 5.62, que o sinal de controle saturado obteve uma atenuação de 600 para 50, ocasionando uma redução de 12 vezes. É ainda possível observar que, pela Figura 5.64, a estratégia de integração condicional modificada têm uma dinâmica bem parecida com a de Chen por apresentar resultados similares.

Fazendo-se uma comparação de acordo com as Figuras 5.65 e 5.66, é possível notar que as técnicas *back calculation* e *dead zone* são quase 10 vezes mais rápidas do que a estratégia de Chen e integração condicional. Porém, todas elas apresentaram resultados que melhoram muito os regimes transitório e permanente do conversor *buck*.

5.3.1.2 Região Centro-Oeste: Brasília - DF

Desenvolvimento similar ao feito no caso de Natal, pode ser analisada também situações reais advindas dos dados de radiação e temperatura da cidade de Brasília, como

ilustrado na Figura 5.55. Assim, o sistema fotovoltaico será comparado com e sem nenhuma técnica, de acordo com os gráficos obtidos pelas simulações abaixo.

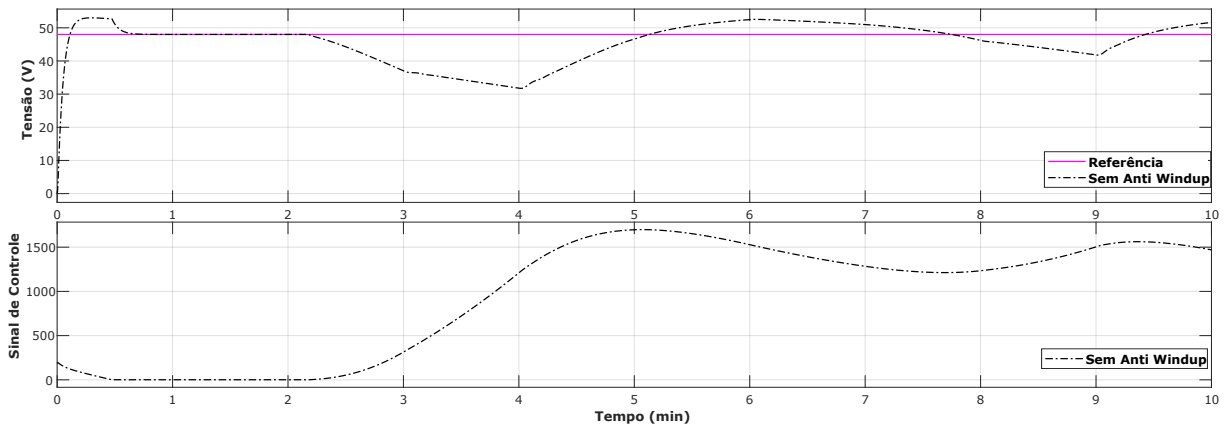


Figura 5.67: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck* sem *anti-windup* para radiação de Brasília.

Observando-se o caso sem técnica *anti-windup*, nota-se que o controle satura após o minuto 2 devido à queda de tensão causada pela passagem de nuvens e, mesmo após a tensão de entrada retomar o valor de aproximadamente 60 volts, a tensão de saída permanece não seguindo referência e provocando um sobressinal de quase 8%. Isso acontece devido à lentidão do sinal de controle pra responder antes que haja uma nova saturação no minuto 8. Assim, o sinal de controle, o qual tentava reverter o sentido da saturação, sofre uma nova reversão entre os minutos 7 e 8, provocando resultados indesejáveis.

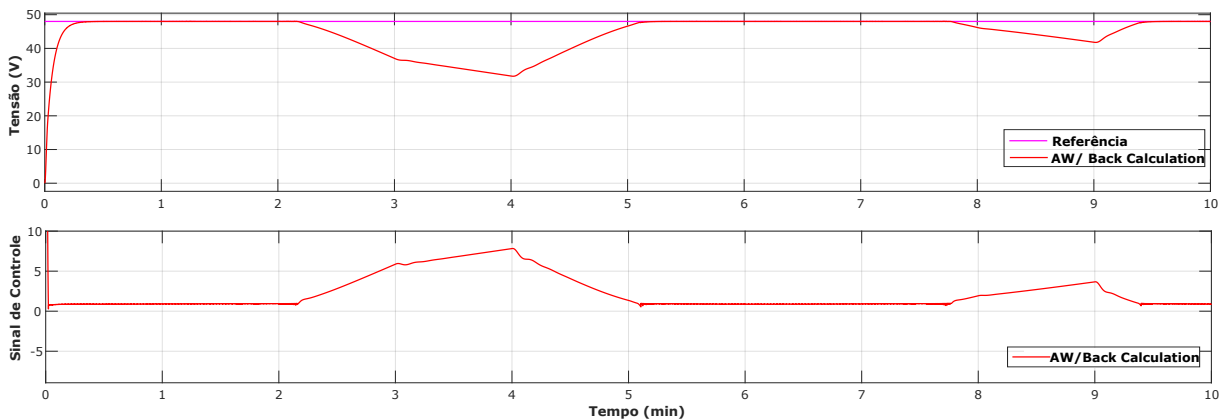


Figura 5.68: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck* com *back calculation* para radiação de Brasília.

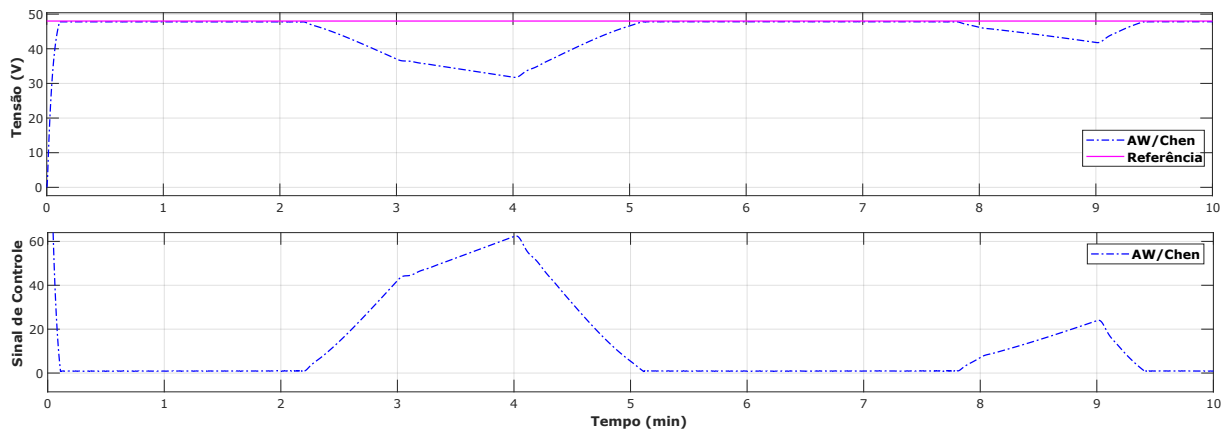


Figura 5.69: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck* com a técnica de Chen para radiação de Brasília.

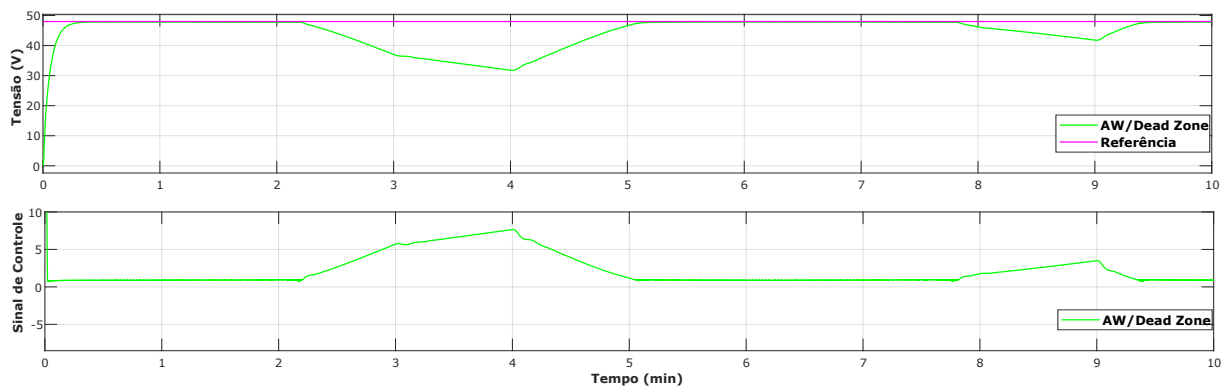


Figura 5.70: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck* com *dead zone* para radiação de Brasília.

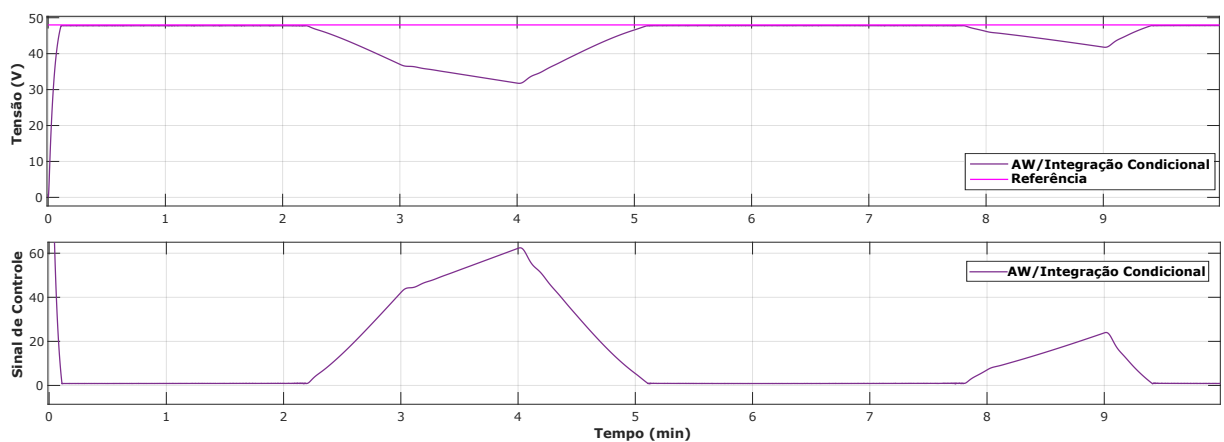


Figura 5.71: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck* com integração condicional para radiação de Brasília.

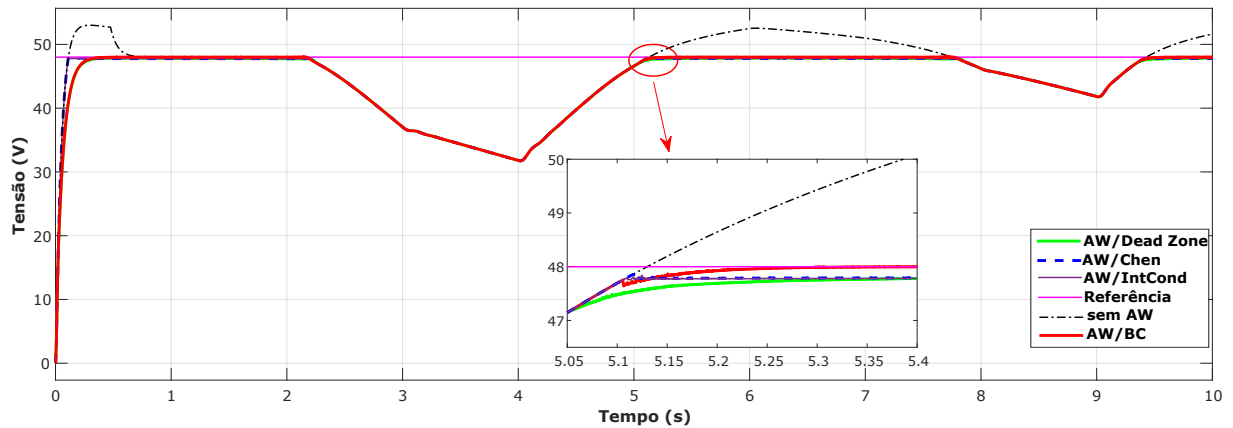


Figura 5.72: Comparação entre as tensões de saída para cada técnica *anti-windup*.

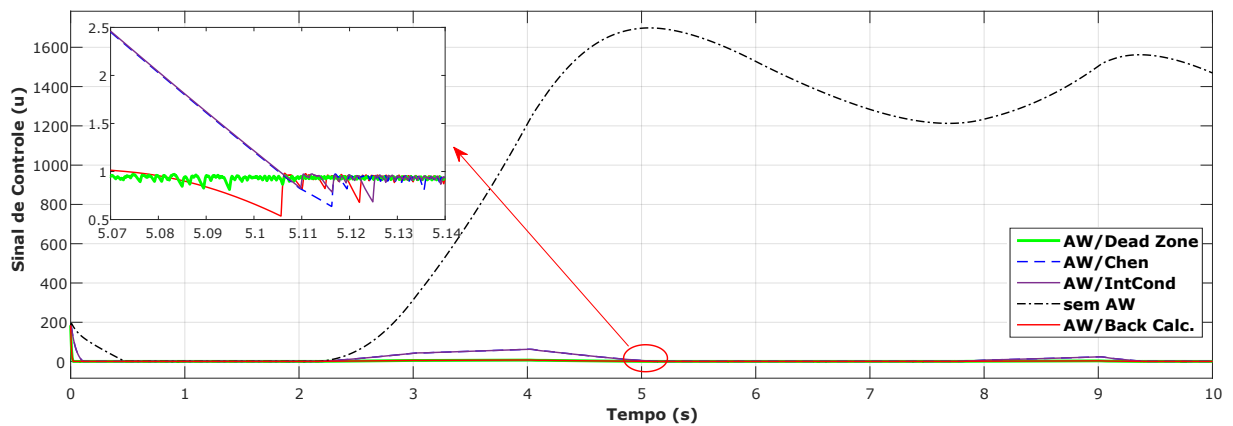


Figura 5.73: Comparação entre os sinais de controle da razão cíclica para cada técnica *anti-windup*.

Através da técnica de *back calculation*, na Figura 5.68, nota-se que o sobressinal é eliminado completamente e o sinal de controle apresenta uma redução bem significativa de um máximo de 1750 para 7,5, provocando uma redução de 233 vezes no valor da razão cíclica. Similarmente, a estratégia *dead zone* mostra sua eficiência em relação a rejeição dessa perturbação, obtendo resultados análogos ao anterior.

As técnicas de Chen e integração condicional modificada mostraram resultados parecidos. A tensão de saída não apresentou sobressinal e o sinal de controle conseguiu ser reduzido de 1750 para aproximadamente 60, provocando uma melhora de 29 vezes. Assim, essas duas estratégias são 8 vezes mais lentas do que as técnicas de *back calculation* e *dead zone*.

Pode-se também perceber nitidamente pela Figura 5.73 que a razão cíclica que opera na técnica de *dead zone* se comporta com menos oscilações e apresenta uma maior estabilidade de controle em comparação com as outras.

5.3.1.3 Região Sul: São Martinho da Serra - RS

Diferentemente das duas situações aplicadas para Natal e Brasília, optou-se por realizar simulações com situações reais de uma região em que não houvesse tamanha radiação solar observada anteriormente. Assim, São Martinho da Serra, na região sul, apresenta uma radiação média inferior ao esperado e consequentemente uma tensão de entrada menor do que a tensão de referência desejada de 48 volts, ilustrada na Figura 5.59.

Através do mesmo critério adotado, simula-se o sistema fotovoltaico com e sem técnicas para rejeição do *windup*. Assim, ilustram-se os resultados nas figuras que seguem.

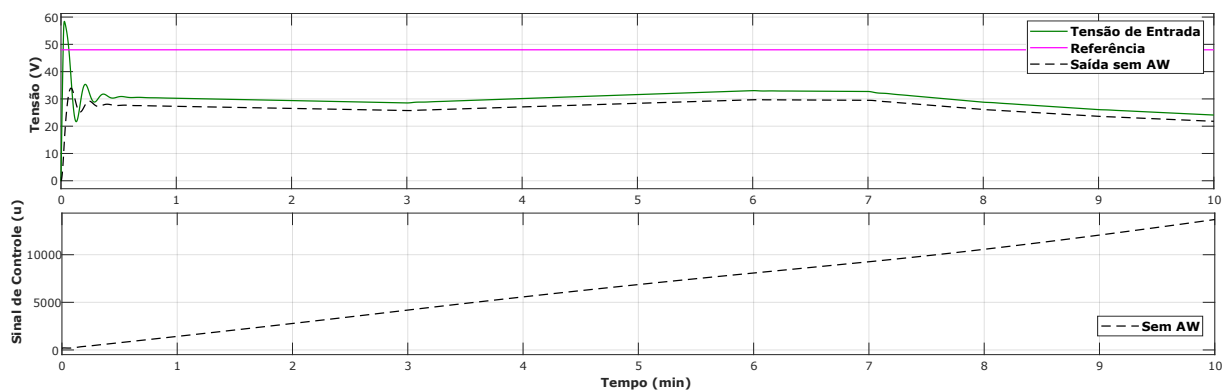


Figura 5.74: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck* sem *anti-windup* para radiação de São Martinho da Serra.

Da Figura 5.74, vê-se que a tensão de entrada e tensão de saída seguem o mesmo padrão e têm uma média de aproximadamente 30 volts, sendo que a tensão de saída está um pouco abaixo deste valor e não segue a referência desejada de 48 volts. O sinal de controle se perde infinitamente, pois o sinal já inicia o processo saturado e tende a alcançar valores exorbitantes.

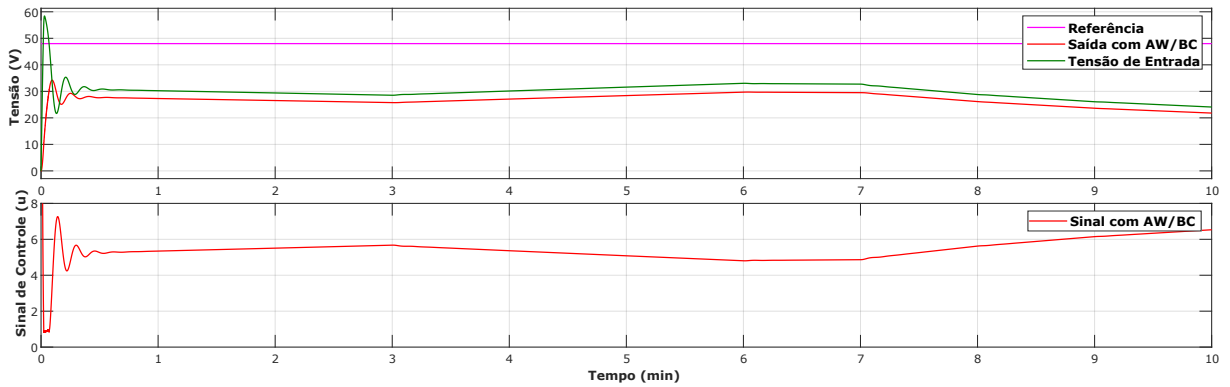


Figura 5.75: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck* com *back calculation* para radiação de São Martinho da Serra.

Para a técnica de *back calculation* a tensão de saída apresenta o mesmo comportamento anterior. Por outro lado, o sinal de controle está bem mais próximo da região de estabilidade, entre 0 e 1, aproximando-se em média do valor 5.

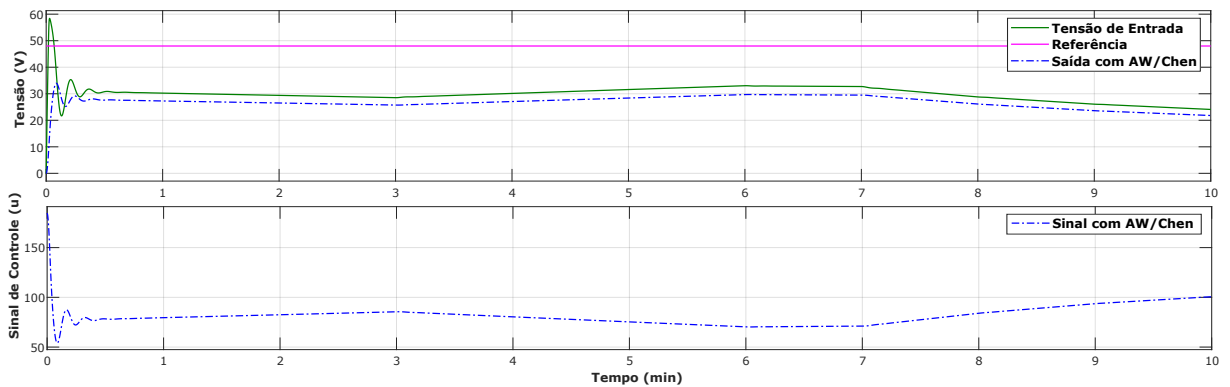


Figura 5.76: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck* com a técnica de Chen para radiação de São Martinho da Serra.

Ademais, a estratégia de Chen mostra também o mesmo padrão na tensão de saída, sem seguimento de referência. Porém, o sinal de controle mostra uma melhora em comparação ao caso sem nenhuma técnica, mitigando seu valor para aproximadamente 75.

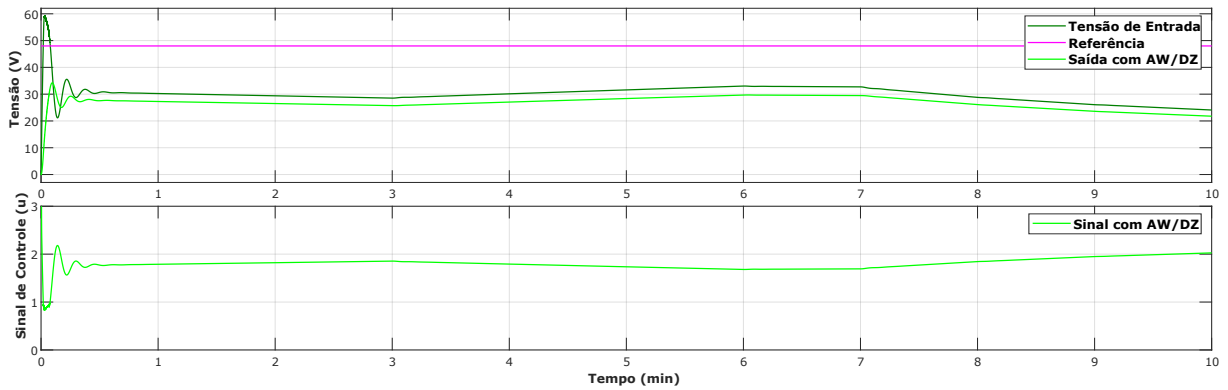


Figura 5.77: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck* com *dead zone* para radiação de São Martinho da Serra.

No caso da zona morta, tem-se que não se percebe nenhuma mudança na tensão de saída em relação às técnicas anteriores. Por outro lado, ela obtém melhores resultados para o sinal de controle, chegando a valores abaixo de 2. Ademais, o aumento demasiado da constante de rastreamento dessa técnica não leva a razão cíclica para dentro da região de estabilidade, mas chega um momento que o sistema não é mais influenciado por esse crescimento.

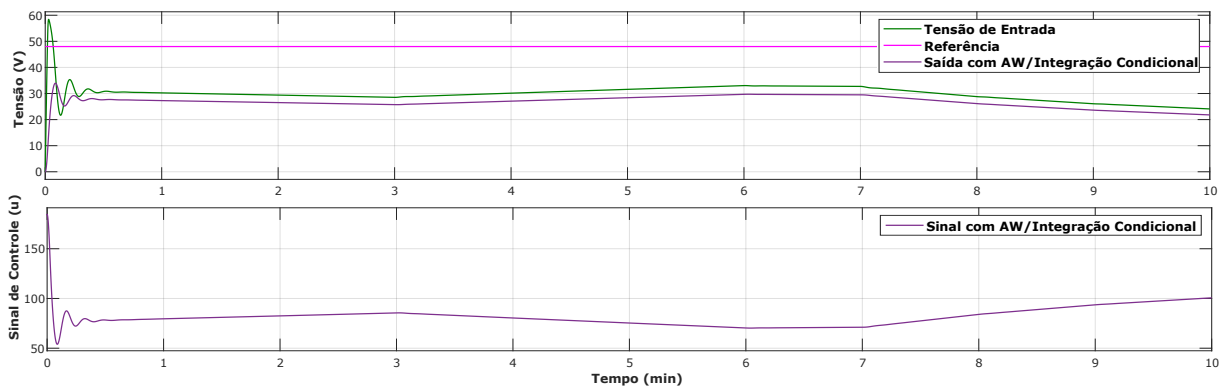


Figura 5.78: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck* com integração condicional para radiação de São Martinho da Serra.

Continuando com a técnica de integração condicional, nota-se que esta tem os mesmos resultados da estratégia de Chen. Tanto a tensão quanto o sinal de controle são descritos da mesma forma e tem os mesmos valores. Isso pode ser notado nas Figuras 5.79 e 5.80.

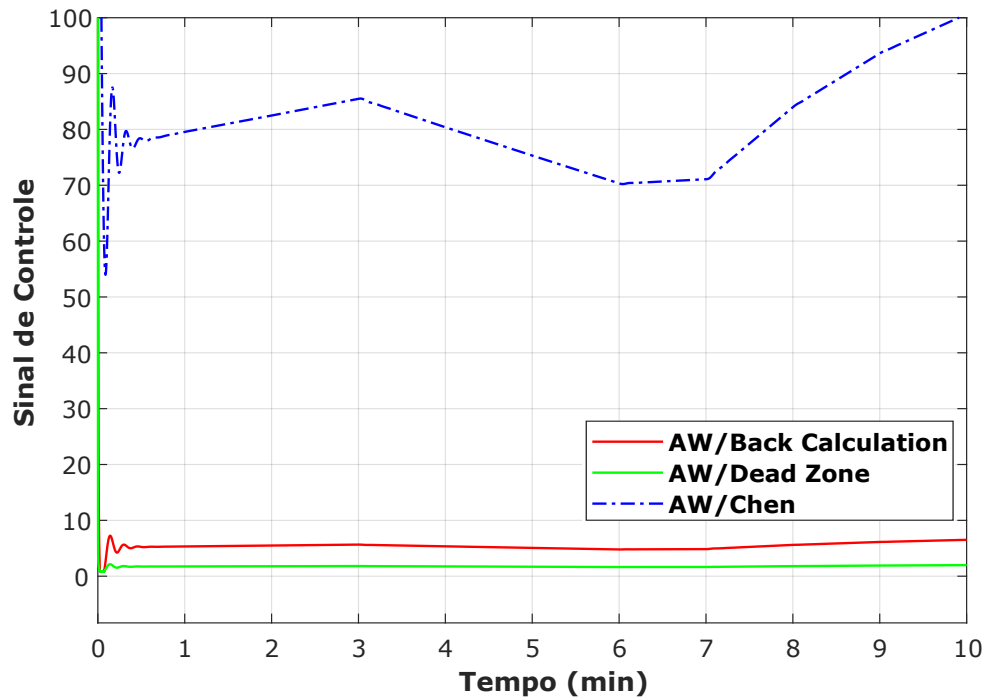


Figura 5.79: Comparação entre as estratégias de Chen, *back calculation* e *dead zone*.

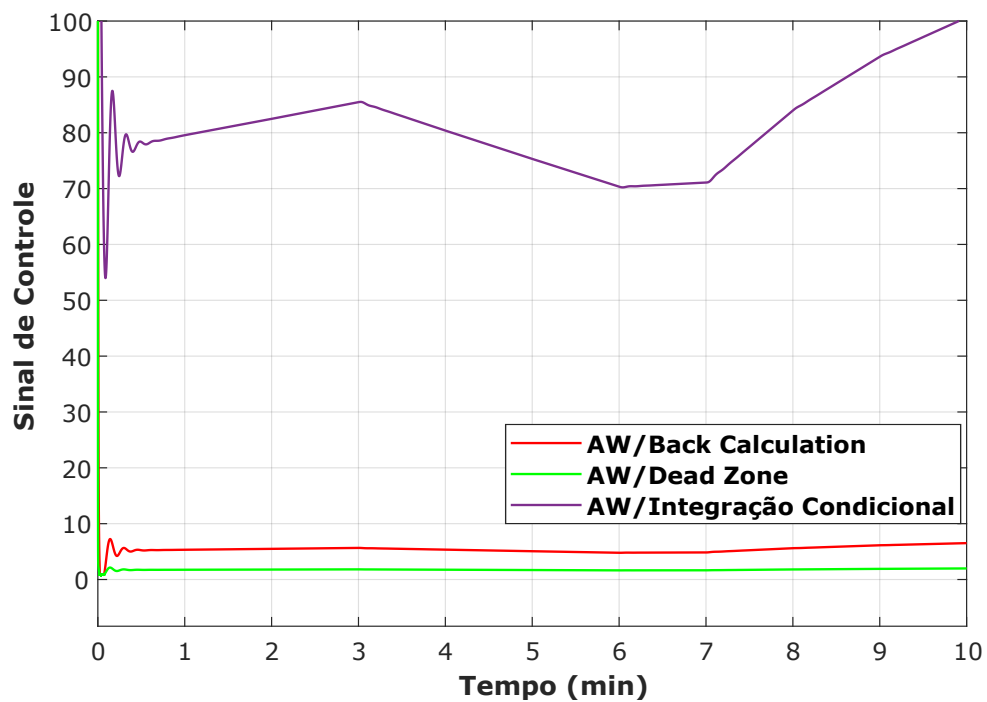


Figura 5.80: Comparação entre as estratégias de Integração Condicional, *back calculation* e *dead zone*.

Por fim, uma solução plausível para desviar dessas perturbações seria a utilização

de um conversor *boost* para a elevação da tensão de saída, já que com o conversor *buck* não se pode elevar a tensão até 48 volts se há uma tensão de entrada de 30 volts. Além disso, pode-se tentar utilizar um conversor *buck-boost* no modo de operação *boost* para alcançar a tensão desejada na carga do sistema. Vale destacar que tanto o conversor *boost* quanto o *buck-boost* apresentam uma dinâmica não-linear devido à dependência de algumas equações derivadas no espaço de estados com a razão cíclica.

5.3.2 Estratégias Anti-Windup - Conversor Buck-Boost

O conversor *buck-boost* para este Caso 3 utiliza o controlador PID definido na Equação (4.38). Assim, é possível obter a constante de tempo de rastreamento mínima para as técnicas *back calculation* e *dead zone* no valor de $k_t = 265$, a qual é definida pelo inverso da raiz dos coeficientes K_d e K_i . Para esse caso, foi necessária uma melhor sintonia no valor dessa constante de rastreamento, a qual foi ajustada para $k_t = 500$ no caso da *back calculation* e $k_t = 1500$ no caso da *dead zone*. Além disso, os limites necessários para a zona morta foram escolhidos como $Z_{min} = 0$ e $Z_{max} = 0,49$.

Na estratégia de Chen, necessita-se também ajustar o valor da razão cíclica desejada de 0,43 para 0,46 para que a tensão de saída alcançasse a tensão desejada. Logo, esse ajuste é fundamental nos casos onde se têm uma dinâmica não-linear.

É importante dissertar que na estratégia de integração condicional modificada também houve a necessidade de sintonia para um valor de 0,44. Como discutido em seções anteriores, esse valor vai servir base para que a saída do controlador seja comparada para acionar ou desabilitar a parcela integral do controlador PID.

5.3.2.1 Região Nordeste: Natal - RN

Depois de submeter a radiação, temperatura e tensão de entrada da cidade de Natal no conversor *buck*, é chegado o momento de analisar o que acontece com essas mesmas variáveis se forem aplicadas ao conversor *buck-boost*. Como já esperado, o mesmo critério de comparação vai ser adotado. Logo, analisa-se o sistema sem *anti-windup* e com as estratégias já conhecidas. Os resultados simulados são mostrados a seguir.

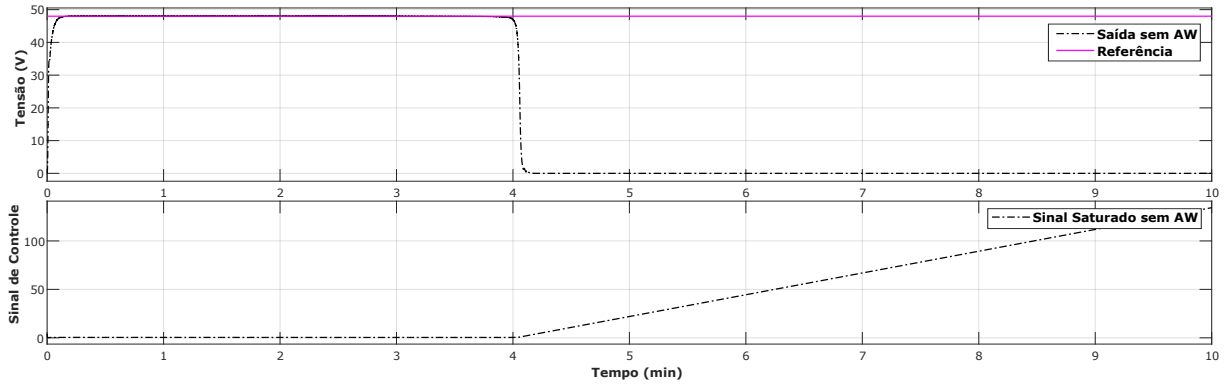


Figura 5.81: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck-boost* sem *anti-windup* para radiação de Natal.

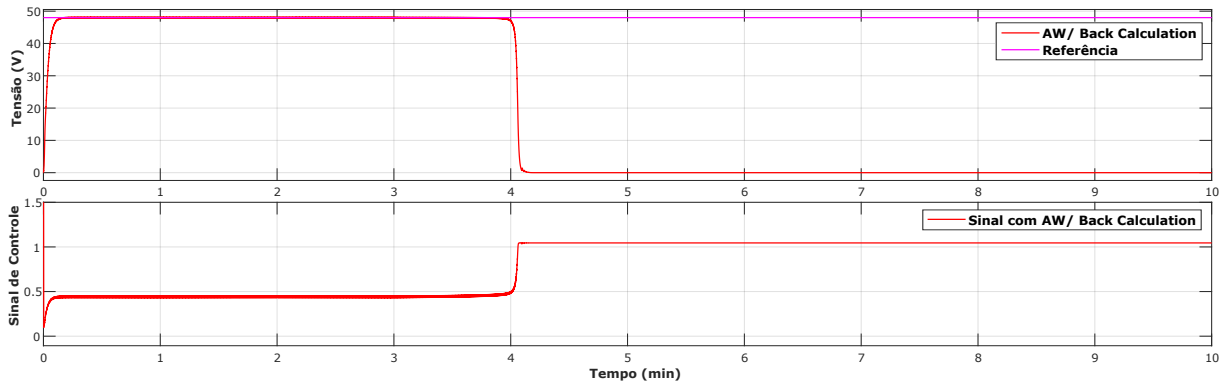


Figura 5.82: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck-boost* com *back calculation* para radiação de Natal.

As Figuras 5.81 e 5.82 mostram que a tensão de saída é levada a zero (OFFSET) quando a radiação cai no minuto 4. Ademais, não foi possível contornar a situação com o aumento no valor da constante de tempo de rastreamento da técnica *back calculation* e, com isso, o sinal de controle permaneceu saturado, um pouco acima da região de estabilidade da razão cíclica. Outras formas de resolver o problema são mostradas nas figuras seguintes.

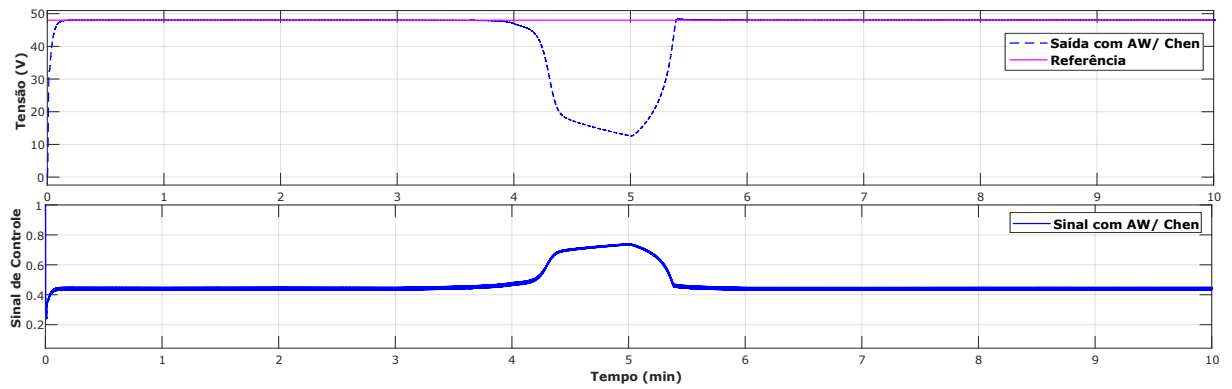


Figura 5.83: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck-boost* com a técnica de Chen para radiação de Natal.

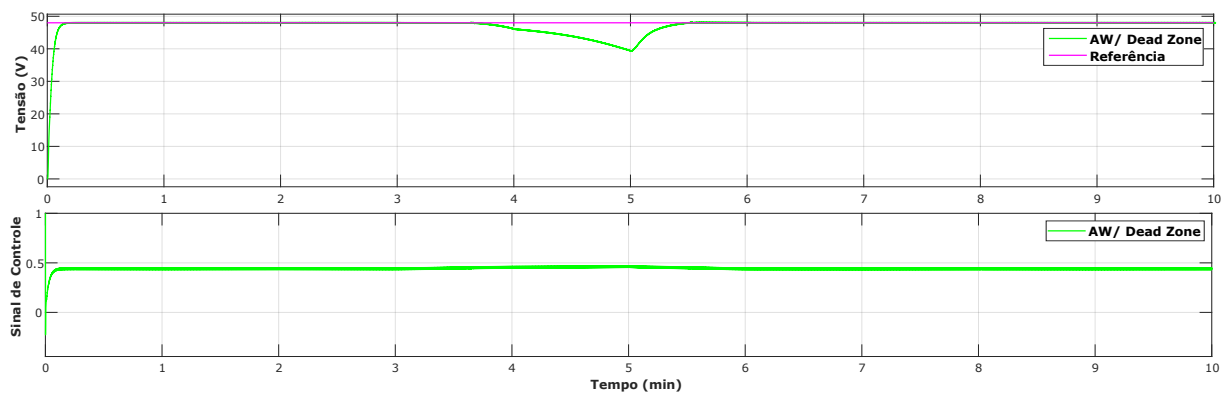


Figura 5.84: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck-boost* com *dead zone* para radiação de Natal.

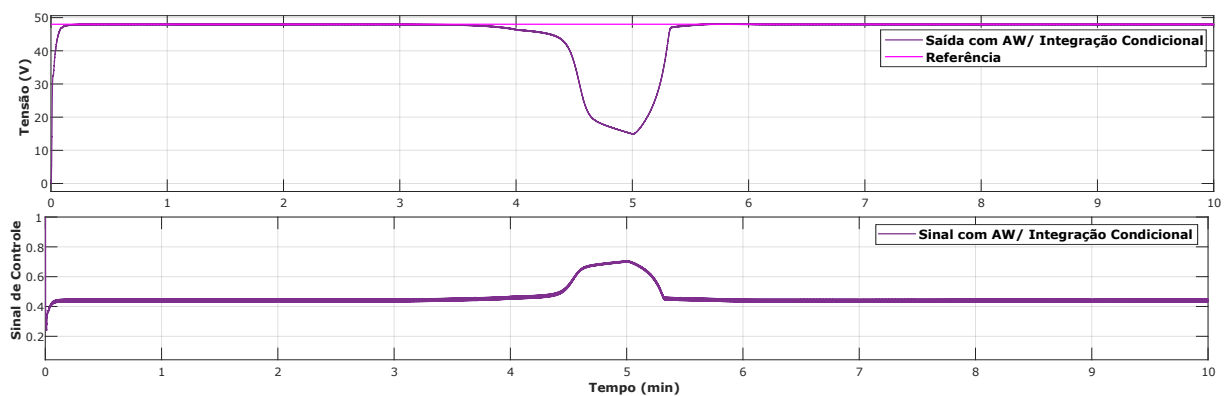


Figura 5.85: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck-boost* com integração condicional para radiação de Natal.

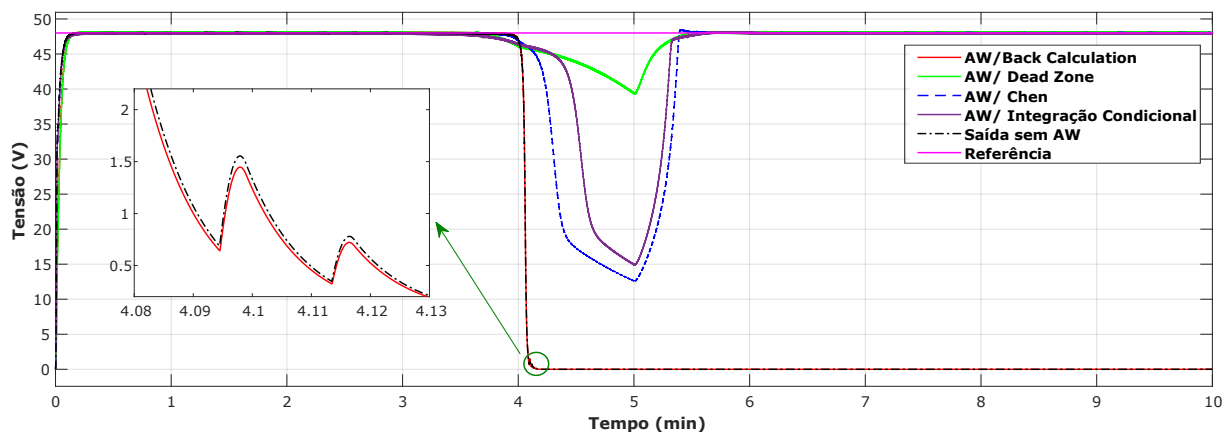


Figura 5.86: Comparação entre as tensões de saída para cada técnica *anti-windup*.

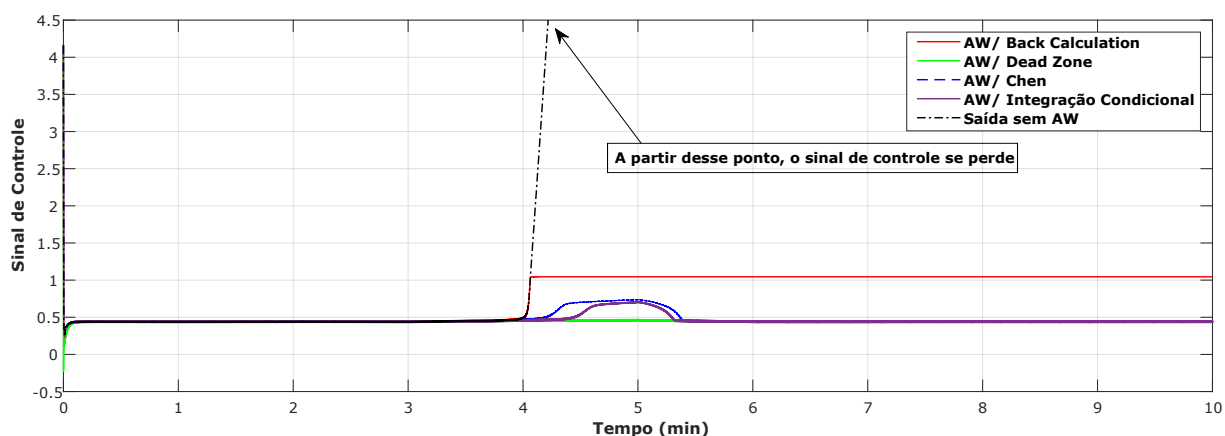


Figura 5.87: Comparação entre os sinais de controle da razão cíclica para cada técnica *anti-windup*.

Analisando-se as técnicas em que foram obtidos resultados expressivos, nota-se que na técnica de Chen a tensão seguiu referência mas quando a radiação cai a tensão decresce para valores próximos de 10 volts, o que é bastante indesejado para alguns sistemas. Além disso, o sinal de controle operou dentro da faixa entre 0 e 1 e ocorreu um sobressinal de 2% na tensão logo após o minuto 5, na retomada da tensão de saída com a referência.

De forma bastante similar, a integração condicional também manteve o sinal de controle dentro da faixa desejável, mas sua tensão também desceu para valores próximos de 15 volts e o sobressinal foi reduzido a zero.

É possível observar e tirar a conclusão das Figuras 5.86 e 5.87 de que a estratégia *dead zone* apresenta os melhores resultados pois consegue manter o sinal de controle estabilizado e consegue mitigar a variação da tensão de saída quando há a ocorrência de nuvens no sistema fotovoltaico, obtendo-se valores de até 40 volts na saída do sistema, o

que é absolutamente razoável. Além disso, nota-se que o sobressinal é eliminado.

Por fim, comparando-se os resultados do conversor *buck* e *buck-boost* para o mesmo cenário de radiação e temperatura, o primeiro conversor leva vantagem nas técnicas *back-calculation*, Chen e integração condicional modificada. Por outro lado, o conversor *buck-boost* leva vantagem na estratégia *dead-zone*, a qual apresenta os melhores indicadores no geral devido a uma menor variação de tensão e um sinal de controle estável. Assim, o *anti-windup* proposto permite mitigar o efeito da não-linearidade.

5.3.2.2 Região Centro-Oeste: Brasília - DF

Desenvolvimento análogo é feito para a simulação da radiação e temperatura de Brasília, que no caso todas as técnicas testadas com o conversor *buck-boost* serão colocadas em pauta na comparação com o conversor *buck*. Testa-se as quatro estratégias *anti-windup* e seus resultados são mostrados nas figuras seguintes.

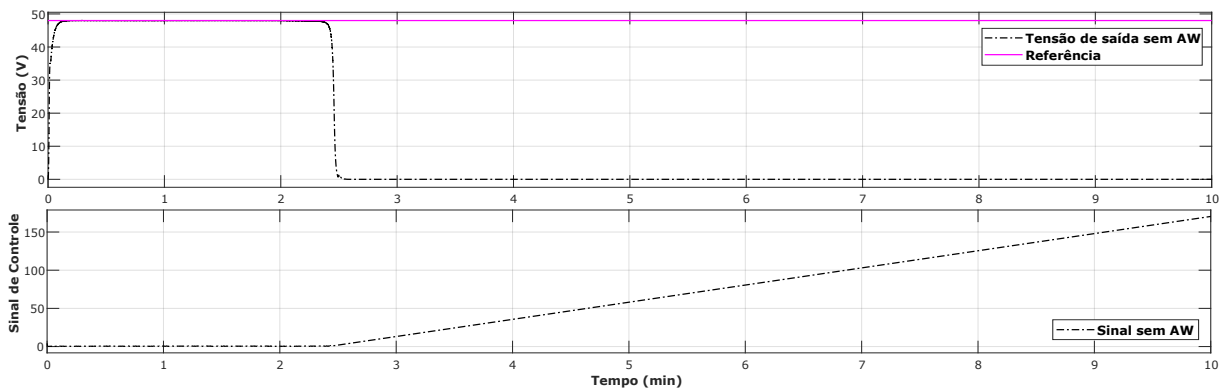


Figura 5.88: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck-boost* sem *anti-windup* para radiação de Brasília.

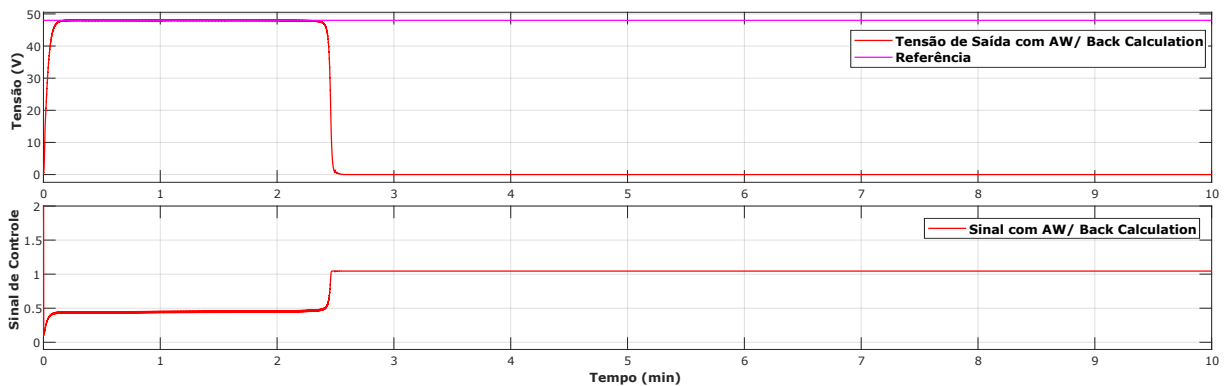


Figura 5.89: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck-boost* com *back calculation* para radiação de Brasília.

Assim como no cenário anterior, a mesma situação de desligamento ocorre para Brasília com o conversor *buck-boost*. Após a passagem da nuvem no sistema, há o desligamento, a tensão cai pra zero e o sinal de controle se perde a partir dos 2,5 minutos tanto para sistema sem técnicas quanto para o sistema com *back calculation*. As Figuras 5.90, 5.91 e 5.92 mostram as técnicas que podem eliminar esse problema.

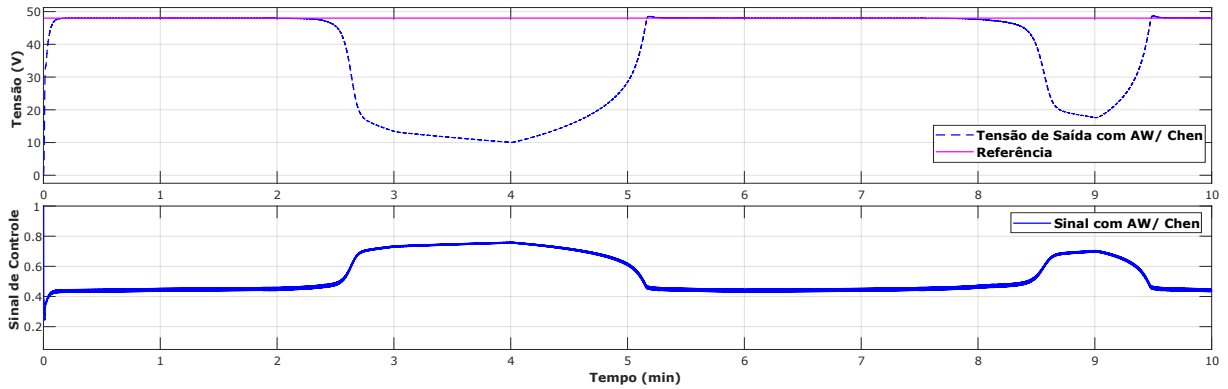


Figura 5.90: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck-boost* com a técnica de Chen para radiação de Brasília.

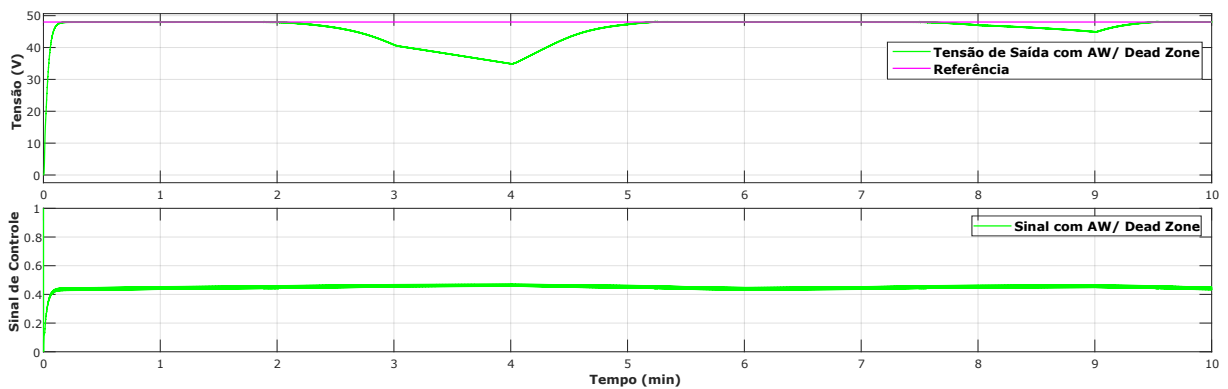


Figura 5.91: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck-boost* com *dead zone* para radiação de Brasília.

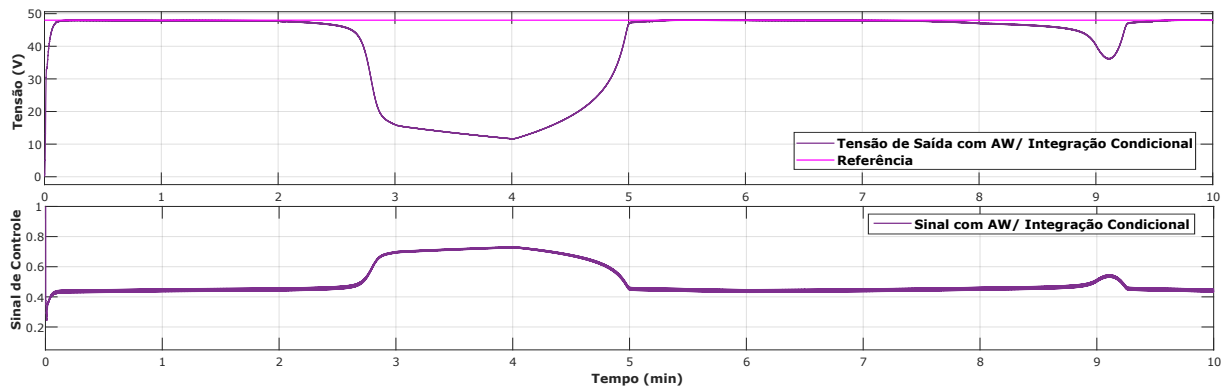


Figura 5.92: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck-boost* com integração condicional para radiação de Brasília.

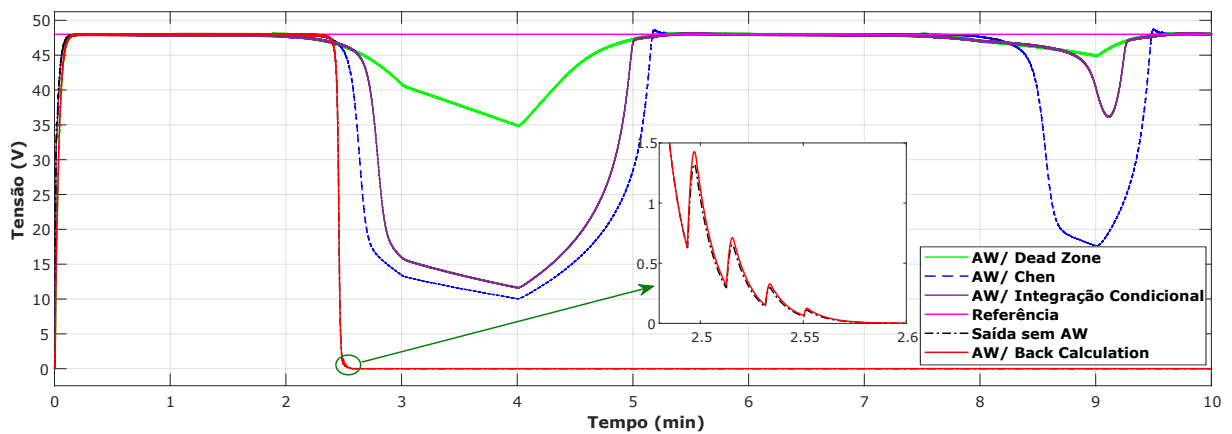


Figura 5.93: Comparação entre as tensões de saída para cada técnica *anti-windup*.

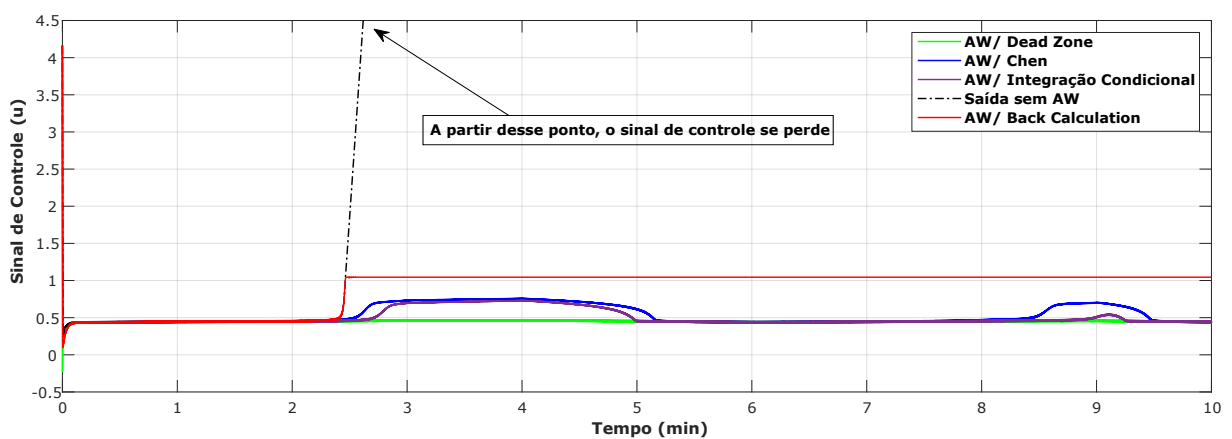


Figura 5.94: Comparação entre os sinais de controle da razão cíclica para cada técnica *anti-windup*.

Da mesma forma, no caso da técnica de Chen, nota-se o surgimento de um sobressinal de 1% após o minuto 5 e após o minuto 9, visto na Figura 5.90. Ademais, o sinal de controle permanece na região de estabilidade, mas a tensão de saída alcança valores muito baixos da ordem de 10 volts. Analogamente, a integração condicional modificada apresenta o mesmo comportamento da técnica de Chen, porém há a eliminação de sobressinal, mostrados na Figura 5.92.

É notória a melhora do regime permanente e transitório quando há a utilização da *dead zone* na Figura 5.91, assim como no cenário anterior. Essa técnica deixa o sinal de controle praticamente constante e faz com que a tensão de saída não varie muito quando a radiação é diminuída com o sombreamento.

Por fim, *back calculation*, Chen e integração condicional, assim como no caso anterior, obtêm resultados melhores no conversor *buck* e a *dead zone* no conversor *buck-boost*. Assim, torna-se possível a utilização de um conversor *buck-boost* no lugar de um conversor *buck* sem que haja erro de rastreamento e que a rejeição de perturbação possa alcançar resultados expressivos. Tais considerações não levam em conta eficiência de cada conversor pois o que está em pauta é a operabilidade de cada técnica em uma mesma situação.

5.3.2.3 Região Sul: São Martinho da Serra - RS

Pra finalizar o estudo do Caso 3, compara-se o mesmo cenário de radiação e temperatura da cidade de São Martinho da Serra utilizado no conversor abaixador e no conversor *buck-boost*. Assim, primeiramente são mostrados os resultados gráficos da implementação junto ao conversor *buck-boost* com as técnicas *anti-windup*.

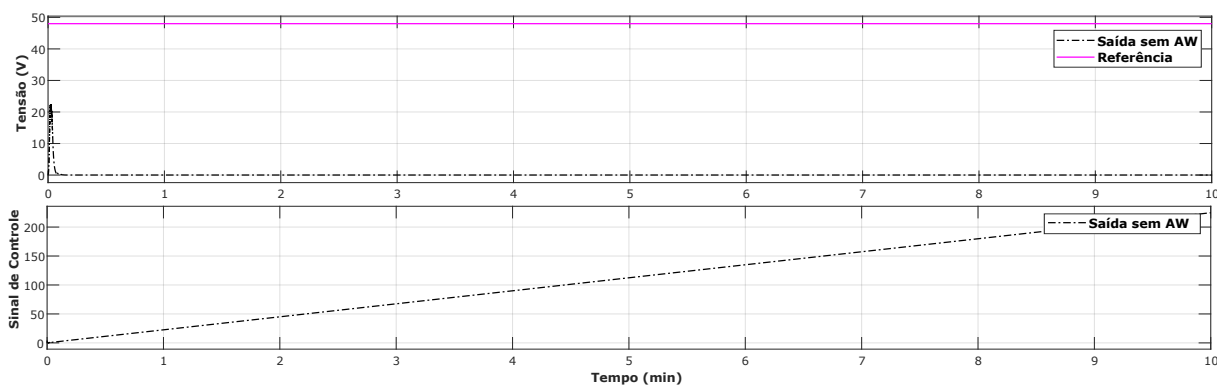


Figura 5.95: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck-boost* sem *anti-windup* para radiação de São Martinho da Serra.

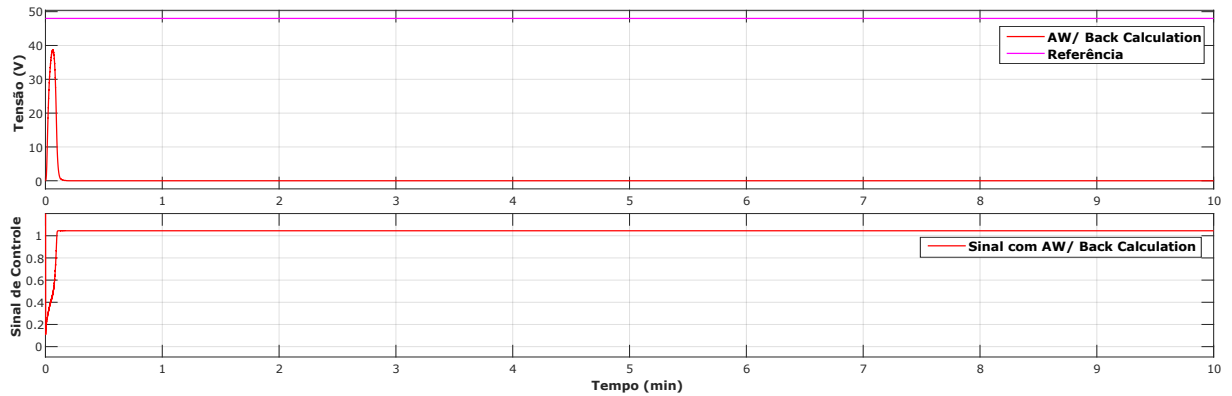


Figura 5.96: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck-boost* com *back calculation* para radiação de São Martinho da Serra.

Para baixas radiações, o comportamento da tensão de saída do conversor *buck-boost* leva ao desligamento, sendo que o sinal de controle já inicia a operação saturado e se perde, assim como observado para o conversor *buck*. Ademais, a técnica de *back-calculation* mostra-se insuficiente e não resolve o problema do *windup* em casos envolvendo o conversor em questão.

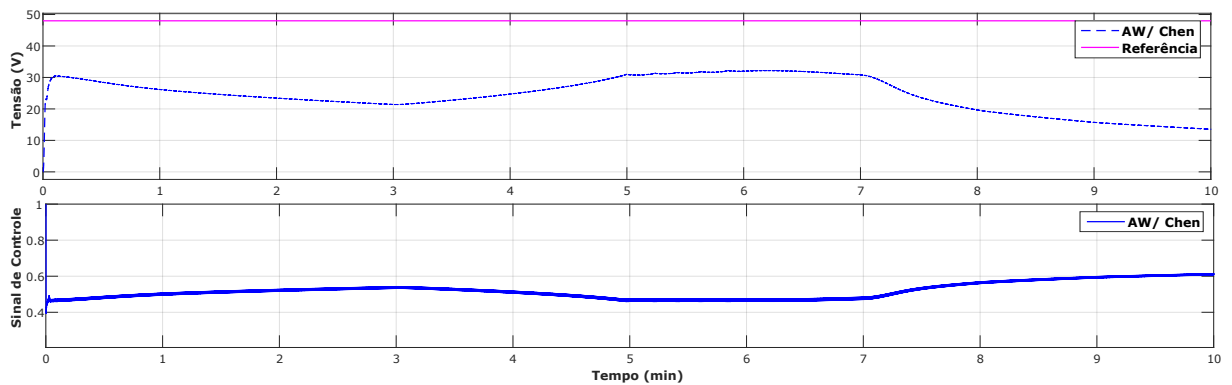


Figura 5.97: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck-boost* com a técnica de Chen para radiação de São Martinho da Serra.

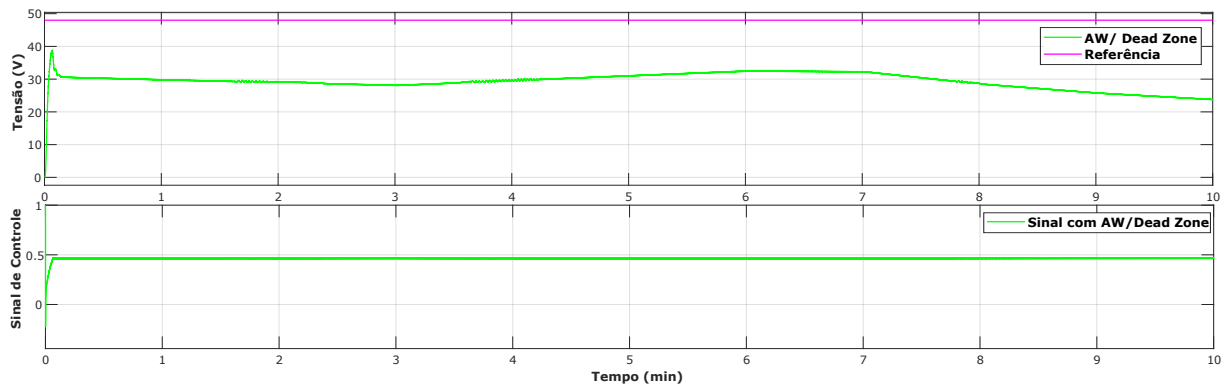


Figura 5.98: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck-boost* com *dead zone* para radiação de São Martinho da Serra.

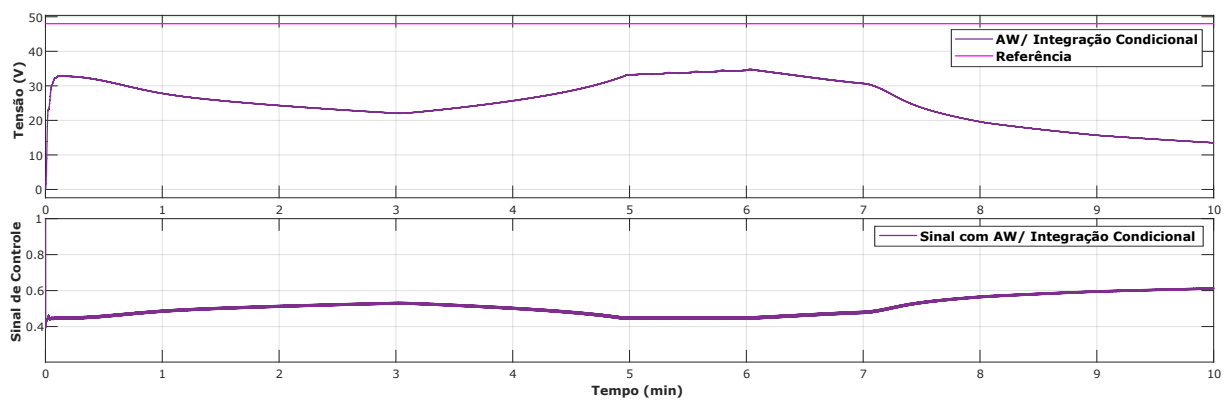


Figura 5.99: Tensão de saída e sinal de controle do conversor *buck-boost* com integração condicional para radiação de São Martinho da Serra.

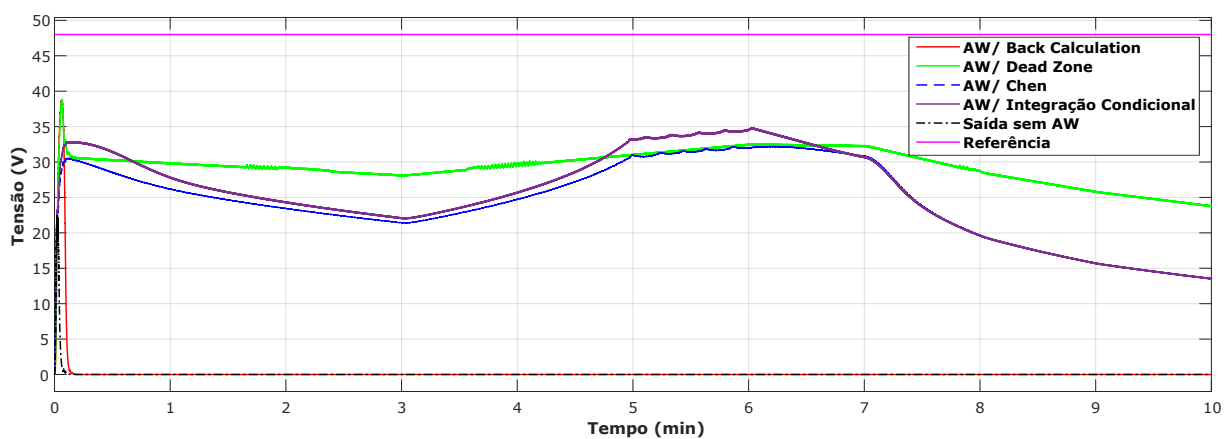


Figura 5.100: Comparação entre as tensões de saída para cada técnica *anti-windup*.

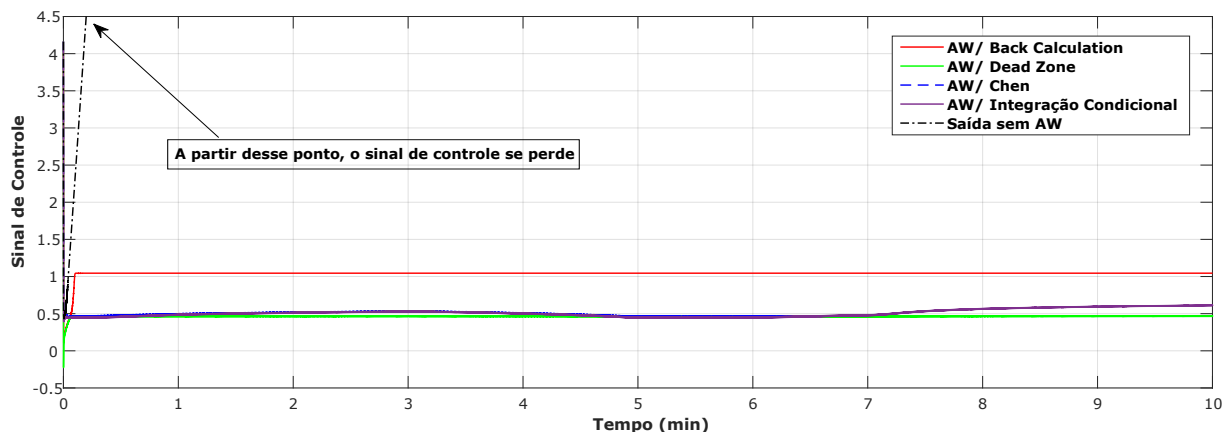


Figura 5.101: Comparação entre os sinais de controle da razão cíclica para cada técnica *anti-windup*.

Analisando-se as outras técnicas e fazendo-se a comparação, a técnica de Chen e integração condicional modificada apresentam o erro de rastreamento e o sinal de controle aparece entre os limites de estabilidade para a razão cíclica, mas não é suficiente para elevar a tensão até 48 volts.

A estratégia *dead zone* aparenta manter o sinal de controle estável, mas a tensão de saída apresenta o mesmo problema de rastreamento com uma média de 30 volts. Assim, todas as técnicas utilizadas tanto para o conversor *buck* quanto para o conversor *buck-boost*, não foram suficientes para rejeitar a perturbação. Viu-se que quando o sinal de controle inicia o processo saturado, torna-se mais complicado elevar a tensão.

Por fim, nessa comparação, é possível estabelecer o uso do conversor *boost* para que se possa elevar a tensão até o seguimento desejado.

5.4 SÍNTESE DOS RESULTADOS

Neste capítulo, foram simulados diferentes cenários para diferentes casos com 4 técnicas de controle *anti-windup*. Abaixo, serão mostradas tabelas-resumo de resultados satisfatórios (S) e insatisfatórios (I) para cada conversor e para cada cenário, totalizando 7 tabelas de resultados.

Para a legenda de casos satisfatórios (S), o sinal de controle mantém-se na região de estabilidade entre 0 e 1, a tensão de saída pode apresentar no máximo 5% de sobressinal, o seguimento de referência é notório, não há oscilações bruscas e a diferença entre a tensão de referência e tensão de saída não pode ser maior que 10 volts. Pelo contrário, para casos insatisfatórios (I), qualquer situação descrita fora dos padrões destacados será considerada nessa categoria. Ademais, a legenda de casos não testados (NT) é devido ao já conhecido desligamento (Offset) do sistema.

Tabela 5.1: Síntese dos resultados do conversor *buck* no Cenário 1.

Região Nordeste - Natal						
Cenário 1	Sem <i>Anti-Windup</i>	<i>Back Calculation</i>	Chen	<i>Dead Zone</i>	Int.	Condicional
Caso 1	I	S	S	S		S
Caso 2	I	S	S	S		S
Caso 3	I	S	S	S		S

Tabela 5.2: Síntese dos resultados do conversor *buck* no Cenário 2.

Região Centro-Oeste - Brasília						
Cenário 2	Sem <i>Anti-Windup</i>	<i>Back Calculation</i>	Chen	<i>Dead Zone</i>	Int.	Condicional
Caso 3	I	S	I	S		I

Tabela 5.3: Síntese dos resultados do conversor *buck* no Cenário 3.

Região Sul - São Martinho da Serra						
Cenário 3	Sem <i>Anti-Windup</i>	<i>Back Calculation</i>	Chen	<i>Dead Zone</i>	Int.	Condicional
Caso 3	I	I	I	I		I

Tabela 5.4: Síntese dos resultados do conversor *buck-boost* no Cenário 1.

Região Nordeste - Natal						
Cenário 1	Sem <i>Anti-Windup</i>	<i>Back Calculation</i>	Chen	<i>Dead Zone</i>	Int.	Condicional
Caso 1	I	I	I	S		I
Caso 2	I	NT	I	S		I
Caso 3	I	I	I	S		I

Tabela 5.5: Síntese dos resultados do conversor *buck-boost* no Cenário 2.

Região Centro-Oeste - Brasília						
Cenário 2	Sem <i>Anti-Windup</i>	<i>Back Calculation</i>	Chen	<i>Dead Zone</i>	Int.	Condicional
Caso 3	I	I	I	S		I

Tabela 5.6: Síntese dos resultados do conversor *buck-boost* no Cenário 3.

Região Sul - São Martinho da Serra						
Cenário 3	Sem <i>Anti-Windup</i>	<i>Back Calculation</i>	Chen	<i>Dead Zone</i>	Int.	Condicional
Caso 3	I	I	I	I		I

Tabela 5.7: Síntese dos resultados do conversor *boost* no Cenário 1.

Região Nordeste - Natal					
Cenário 1	Sem <i>Anti-Windup</i>	<i>Back Calculation</i>	Chen	<i>Dead Zone</i>	Int. Condicional
Caso 1	I	I	I	S	I
Caso 2	I	NT	S	S	I

Uma observação importante é que para alguns casos com legenda insatisfatória, não significa que o sistema não pode ser implementado com essa técnica ou metodologia de controle. Algumas restrições foram exploradas para que houvesse o destaque das melhores técnicas para cada caso e cenário. Assim, possa ser que em outras situações um resultado insatisfatório venha a obedecer outros critérios impostos.

CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

6.1 CONCLUSÕES

Esta dissertação de mestrado estudou o comportamento de quatro técnicas *anti-windup* com faixa de atuação modificada sujeitas à saturação devido a mudança brusca de carga do conversor, alteração da resistência de perdas do indutor e variação de radiação e temperatura. Foram feitas análises dessas estratégias de controle propostas na literatura para três conversores de potência, atentando-se para a operabilidade de cada aplicação e visando-se encontrar falhas para propor melhorias no controle de compensadores PID.

De forma geral, para auxílio do projeto de compensadores, foram obtidos os modelos lineares de pequenos sinais dos conversores *buck*, *buck-boost* e *boost*, usando a metodologia das variáveis médias no espaço de estados. Assim, logo após a definição das funções de transferência dos conversores foi possível dimensionar os controladores PID por meio do método do lugar das raízes, uma metodologia bastante implementada para projetar controladores com especificações de sobressinal e tempo de acomodação bem definidas. Em relação ao estágio de controle de tensão, foi implementado uma configuração com uma malha externa para regulação de tensão na carga do sistema fotovoltaico. Além disso, uma ação de controle por PWM é utilizada nessa malha a fim de manter a razão cíclica dentro dos limites de saturação.

Tendo em vista o uso da energia fotovoltaica, optou-se por escolher três regiões distintas do Brasil para a obtenção de dados reais de radiação e temperatura, entre elas a região nordeste, centro-oeste e sul. A plataforma do Sistema de Organização de Dados Ambientais (SONDA) foi utilizada para se obter os dados reais dessas regiões em intervalos de 1 minuto. Essas situações reais serviram como fonte para alimentar os painéis fotovoltaicos, do qual foi extraído o circuito elétrico equivalente da sua própria célula fotovoltaica e sua modelagem matemática de funcionamento.

No primeiro caso estudado, observou-se a influência da variação da carga do sistema na saturação. Percebeu-se que os conversores *buck* e *boost* apresentaram uma maior sensibilidade a essa variação pois uma pequena variação de carga e consequentemente de corrente na carga fazia o controle saturar. Por outro lado, conversor *buck-boost* foi

forçado a diminuir bastante a resistência nos terminais de saída para atrair uma corrente maior e assim forçar a saturação do sistema. As técnicas de *back calculation*, Chen, *dead zone* e integração condicional modificada responderam bem no conversor *buck* devido a sua dinâmica linear, mas nos outros conversores a técnica de *dead zone* mostrou-se mais recomendada para rejeitar esses tipos de perturbações.

No segundo caso, verificou-se o efeito da resistência de perdas do indutor e a variação de carga ao mesmo tempo. Novamente, o conversor *buck* com todas técnicas de controle *anti-windup* respondeu perfeitamente à mudança de carga e de resistência de perdas. Diferentemente, os conversores *buck-boost* e *boost* funcionaram com as técnicas de Chen, *dead zone* e integração condicional, porém não houve o seguimento de referência em nenhum caso pois quando há a alteração na resistência de perdas do indutor a função de transferência é modificada, alterando seus pólos em malha fechada.

No terceiro caso, a radiação e temperatura das cidades de Natal, Brasília e São Martinho da Serra foram utilizadas nos conversores *buck* e *buck-boost* para simular o efeito da passagem de nuvens no sistema fotovoltaico, consequentemente causando saturação e o efeito *windup*. Buscou-se sempre obter uma tensão de referência de 48 volts na saída dos dois conversores a partir de uma tensão mais baixa nos terminais de entrada do painel fotovoltaico, tentando eliminar ao máximo o sobressinal e diminuir o tempo de acomodação da tensão de saída. Assim, o conversor *buck* respondeu bem a todas as especificações nos cenários da região nordeste e centro-oeste com todas as técnicas *anti-windup* utilizadas. Ademais, o conversor *buck-boost* apresentou bons resultados nas regiões nordeste e centro-oeste com as técnicas de Chen e integração condicional, com destaque para a estratégia de *dead zone* devido ao seu resultado expressivo. Por outro lado, os conversores alcançaram tensões de saída indesejadas na região sul devido a radiação local baixa, foi-se proposto a utilização de um conversor *boost* para elevá-las.

Por fim, o objetivo desse trabalho era avaliar a efetividade das técnicas *anti-windup* propostas que podem confirmar, mesmo na presença de não-linearidades, uma boa rejeição de perturbação com a presença de nuvens e alteração de carga, um mínimo erro em regime permanente, baixo sobressinal e uma boa ação de controle PWM que possa inserir a razão cíclica dentro dos limites de saturação adequados.

6.2 TRABALHOS FUTUROS

Como possibilidades de trabalhos futuros, é possível aproveitar os estudos feitos nessa dissertação. Assim, são sugeridos alguns:

- Montagem de protótipo para extração experimental de resultados do sistema fotovoltaico;

- Estudo do rendimento do sistema fotovoltaico para cada técnica e cenários apresentados;
- Proposição de novas estratégias de controle da técnica *back calculation* no conversor *buck-boost* e *boost*;
- Proposição de estratégias de controle PID que possam mitigar o efeito da resistência de perdas do indutor no seguimento de referência;
- Estudo de técnicas *anti-windup* que possam extrair o máximo de potência quando há a saturação; e
- Considerar o estudo de outras topologias considerando aplicações com baterias no combate à rejeição de perturbação no caso dos efeitos do *windup* para sistemas isolados.

APÊNDICE I

ROTINA MATLAB GERADOR DE SINAL: EXCEL - SIMULINK

```
function sig_build()
[NomeFileXls,] = uigetfile('*.xls','select data file');
if isequal(NomeFileXls,0)
    return
end

[Type,TestCases] = xlsfinfo(NomeFileXls);

for sheet_index = 1:length(TestCases)

    [Num,Text]=xlsread(NomeFileXls,TestCases{sheet_index});

    if sheet_index==1
        % Use signals names of the first sheet as reference.
        SignalName=Text(end,2:end);
    else
        % Check consistent of signals names.
        if ~isequal(SignalName, Text(end,2:end))
            error('Signals Names mismatch!');
            return;
        end
    end

    % Create time vector
    Time{sheet_index}=Num(:,1);

    % Create data
    for s=2:size(Text,2)
        Data{s-1,sheet_index}=Num(:,s);
    end
end
```

```
end
```

```
end
```

```
signalbuilder([], 'create', Time,Data,SignalName,TestCases);
```

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ANEEL, C. T. Micro e minigeração distribuída. *Brasília: ANEEL*, 2016.
- ANEEL, R. N. N. 687. *Brasília: ANEEL*, 2015.
- ASTRÖM, K. J.; MURRAY, R. M. *Feedback systems: an introduction for scientists and engineers*. [S.l.]: Princeton university press, 2010.
- ASTROM, K. J.; RUNDQWIST, L. Integrator windup and how to avoid it. In: IEEE. *American Control Conference, 1989*. [S.l.], 1989. p. 1693–1698.
- BACHA, S. et al. Power electronic converters modeling and control. *Advanced textbooks in control and signal processing*, Springer, v. 454, p. 454, 2014.
- BALAMURUGAN, N.; SELVAPERUMAL, S. Assessment of anti-windup pi controlled induction motor drive using v/f method. *Int J Adv Engg Tech/Vol. VII/Issue I/Jan.-March*, v. 964, p. 968, 2016.
- BELHACHAT, F. et al. Commande neuro-floue d'un hacheur mppt. In: *4^{ème} conférence internationale "Computer Integrated Manufacturing"*, CIP. [S.l.: s.n.], 2007. v. 7, p. 03–04.
- BERNSTEIN, D. S.; MICHEL, A. N. A chronological bibliography on saturating actuators. *International Journal of robust and nonlinear control*, Wiley Online Library, v. 5, n. 5, p. 375–380, 1995.
- BOHN, C.; ATHERTON, D. An analysis package comparing pid anti-windup strategies. *IEEE Control Systems*, IEEE, v. 15, n. 2, p. 34–40, 1995.
- CAVALCANTI, M. et al. Comparative study of maximum power point tracking techniques for photovoltaic systems. *Eletrônica de Potência*, v. 12, n. 2, p. 163–171, 2007.
- CHEN, C. *Analog and Digital Control System Design*. [S.l.: s.n.], 1993.
- COOPER, D. *Integral (reset) windup, jacketing logic and the velocity PI form*. [S.l.]: Retrieved 2014-02-18, 2012.
- DAHLEM, E. A.; JUNIOR, A. C. V.; FERREIRA, M. S. S. de O. Análise da influência da saturação de atuadores na ação de controle integral.
- DELFINO, P. V. et al. *Um Estudo de Técnicas de Anti-Reset Windup*. 2013.
- EIA, U. Annual energy outlook 2018. *US Energy Information Administration, Washington, DC*, p. 93–100, 2018.
- EPE. Balanço energético nacional 2014. *Rio de Janeiro: EPE*, 2014a.

- EPE. Plano decenal de expansão de energia 2026. *Rio de Janeiro*, 2017.
- EPE. Planejamento do atendimento aos sistemas isolados. *Ministério de Minas e Energia. Brasília*, 2018.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of power electronics*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007.
- FERTIK, H. A.; ROSS, C. W. Direct digital control algorithm with anti-windup feature. *ISA transactions*, ELSEVIER SCIENCE BV PO BOX 211, 1000 AE AMSTERDAM, NETHERLANDS, v. 6, n. 4, p. 317, 1967.
- FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle for linear multivariable regulators. *Applied mathematics and optimization*, Springer, v. 2, n. 2, p. 170–194, 1975.
- GLATTFELDER, A.; SCHAUFELBERGER, W. Stability analysis of single loop control systems with saturation and antireset-windup circuits. *IEEE Transactions on Automatic Control*, IEEE, v. 28, n. 12, p. 1074–1081, 1983.
- HANSSON, A.; GRUBER, P.; TÖDTLI, J. Fuzzy anti-reset windup for pid controllers. *Control Engineering Practice*, Elsevier, v. 2, n. 3, p. 389–396, 1994.
- HANUS, R. A new technique for preventing control windup. *Journal A*, v. 21, n. 1, p. 15–20, 1980.
- HIPPE, P. *Windup in control: its effects and their prevention*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2006.
- HODEL, A. S.; HALL, C. E. Variable-structure pid control to prevent integrator windup. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 48, n. 2, p. 442–451, 2001.
- KRIKELIS, N.; BARKAS, S. Design of tracking systems subject to actuator saturation and integrator wind-up. *International Journal of Control*, Taylor & Francis, v. 39, n. 4, p. 667–682, 1984.
- KRIKELIS, N. J. State feedback integral control with ‘intelligent’integrators. *International Journal of Control*, Taylor & Francis, v. 32, n. 3, p. 465–473, 1980.
- LEKKA, A.; TURNER, M. C.; MENON, P. P. Anti-windup for a class of partially linearisable non-linear systems with application to wave energy converter control. *IET Control Theory & Applications*, IET, v. 10, n. 18, p. 2403–2414, 2016.
- MOHAN, N.; ROBBINS, W. P.; UNDELAND, T. *Power electronics: converters, applications and design*. Wiley, 2003.
- NETO, A. H. et al. Técnicas anti-windup em estruturas de controle pid, rst e gpc. Florianópolis, SC, 2005.
- NISE, N. S. *Engenharia de Sistemas de Controle*. [S.l.]: LTC, 2013.
- OGATA, K.; SEVERO, B. *Engenharia de controle moderno*. [S.l.]: Prentice Hall do Brasil, 1998.

- OLALLA, C. et al. Hinfinitesimal control of dc-dc converters with saturated inputs. In: IEEE. *Industrial Electronics, 2009. IECON'09. 35th Annual Conference of IEEE*. [S.l.], 2009. p. 548–553.
- PINHO, J. T.; GALDINO, M. A. Manual de engenharia para sistemas fotovoltaicos. *Rio de Janeiro*, v. 1, p. 47–499, 2014.
- RASHID, M. H. et al. Power electronics handbook: Devices. *Circuits and Applications*, v. 3, 2011.
- RUNDQWIST, L. Anti-reset windup for pid controllers. *IFAC Proceedings Volumes*, Elsevier, v. 23, n. 8, p. 453–458, 1990.
- SEGUEL, J. I. L. Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica mppt e controle digital. *Master Degree Dissertation-Research Focus: Power Electronics, PPGEE-UFMG*, 2009.
- SENA, M. Estudo de controle antecipatório com ação anti-windup em conversores buck. In: UFBA. *Trabalho de Conclusão de Curso*. [S.l.], 2013.
- SILVA, J. G. D.; TARBOURIECH, S. Antiwindup design with guaranteed regions of stability: an lmi-based approach. *IEEE Transactions on Automatic Control*, IEEE, v. 50, n. 1, p. 106–111, 2005.
- SIRA-RAMIREZ, H. J.; SILVA-ORTIGOZA, R. *Control design techniques in power electronics devices*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2006.
- SOARES, C. E. et al. Técnica anti-windup para controladores p+ ressonantes aplicados a inversores de tensão monofásicos com filtro lc na saída. In: *XVIII Congresso Brasileiro de Automática*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 748–754.
- SOARES, C. E. et al. Controladores baseados no princípio do modelo interno com ação anti-windup. Universidade do Estado de Santa Catarina, 2011.
- SONDA. Accessible in: <http://sonda.ccst.inpe.br/basedados/brasil.html>. Visited in 09/13/2018, 2018.
- VILLALVA, M.; SIQUEIRA, T. D.; RUPPERT, E. Voltage regulation of photovoltaic arrays: small-signal analysis and control design. *IET Power Electronics*, IET, v. 3, n. 6, p. 869–880, 2010.
- VISIOLI, A. Modified anti-windup scheme for pid controllers. *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, IET, v. 150, n. 1, p. 49–54, 2003.
- WITTENMARK, B. et al. Computer-controlled systems: theory and design. Prentice-Hall International Editions, 1990.
- XIAO, W.; WEN, H.; ZEINELDIN, H. Affine parameterization and anti-windup approaches for controlling dc-dc converters. In: IEEE. *Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on*. [S.l.], 2012. p. 154–159.

ZHENG, A.; KOTHARE, M. V.; MORARI, M. Anti-windup design for internal model control. *International Journal of Control*, Taylor & Francis, v. 60, n. 5, p. 1015–1024, 1994.