

UNIVERSIDADE ESTADUAL DO OESTE DO PARANÁ

CAMPUS DE FOZ DO IGUAÇU

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA E COMPUTAÇÃO

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**DINÂMICA DURANTE FALTAS E CONTROLE DE
CONVERSORES APLICADOS A SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA
INTERLIGADOS À REDE ELÉTRICA**

GUSTAVO ANDRÉ BARBADO FARIAS

FOZ DO IGUAÇU

2019

Gustavo André Barbado Farias

**Dinâmica Durante Falhas e Controle de Conversores
Aplicados a Sistemas Fotovoltaicos de Geração Distribuída
Interligados à Rede Elétrica**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e Computação. Área de concentração: Sistemas Dinâmicos e Energéticos.

Orientador: Romeu Reginatto

Foz do Iguaçu
2019

Ficha de identificação da obra elaborada através do Formulário de Geração Automática do Sistema de Bibliotecas da Unioeste.

Barbado Farias, Gustavo André

Dinâmica durante faltas e controle de conversores aplicados a sistemas fotovoltaicos de geração distribuída interligados à rede elétrica / Gustavo André Barbado Farias; orientador(a), Romeu Reginatto, 2019.

102 f.

Dissertação (mestrado), Universidade Estadual do Oeste do Paraná, Centro de Engenharias e Ciências Exatas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação, 2019.

1. Sistemas fotovoltaicos. 2. Geração distribuída. 3. Controle de inversores. 4. Anti-windup. I. Reginatto, Romeu. II. Título.

**Dinâmica Durante Falhas e Controle de Conversores
Aplicados a Sistemas Fotovoltaicos de Geração Distribuída
Interligados à Rede Elétrica**

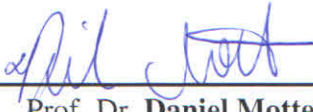
Gustavo André Barbado Farias

Esta Dissertação de Mestrado foi apresentada ao Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica e Computação e aprovada pela Banca Examinadora:

Data da defesa pública: 12/04/2019.



Prof. Dr. **Romeu Reginatto** - (Orientador)
Universidade Estadual do Oeste do Paraná - UNIOESTE



Prof. Dr. **Daniel Motter**
Universidade Estadual do Oeste do Paraná - UNIOESTE



Prof. Dr. **Cassius Rossi de Aguiar**
Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR

Resumo

Nos últimos anos, tem se tornado cada vez mais comum o uso de sistemas de Geração Distribuída (GD) com fontes renováveis de energia para compensar tanto o aumento da demanda energética, quanto os impactos ambientais causados pelo uso de fontes convencionais. Neste contexto, uma das principais tecnologias empregadas é a de geração fotovoltaica. Com isso, torna-se cada vez mais necessário estudar estratégias que garantam um bom desempenho deste tipo de sistema durante faltas elétricas, e também uma boa recuperação pós-falta. Este trabalho aborda a caracterização dinâmica de sistemas fotovoltaicos de GD conectados à rede elétrica durante faltas. Para isso, foram realizadas simulações para o caso de um sistema fotovoltaico de 500 kW. As primeiras simulações tiveram a finalidade de demonstrar os efeitos dos limites operativos dos conversores sobre o comportamento dinâmico das principais variáveis do sistema. Com isso, é apresentado o fenômeno de *windup*, que ocorre quando os limites de corrente do inversor são atingidos, afetando diretamente o desempenho final das malhas de controle envolvidas, causando picos de variação indesejados e atrasos na recuperação pós-falta. No entanto, este trabalho também apresenta uma estratégia de *anti-windup* aplicada às malhas de controle de tensão do elo CC e de potência reativa. Estas ações melhoraram o desempenho pós-falta do sistema pela redução do tempo de recuperação e pela eliminação de grandes picos de variação de tensão, corrente e potência ativa. As ações também evitaram variações súbitas tanto na tensão do elo CC quanto na potência gerada pelo conjunto fotovoltaico após a eliminação da falta. Dessa forma, as ações *anti-windup* se mostraram bastante eficientes na melhoria dinâmica do sistema fotovoltaico durante faltas, independente da condição de falta e do ponto de operação do sistema. Além disso, também foi proposta uma estratégia de limitação do elo CC durante a falta, utilizando um esquema de controle análogo ao *anti-windup*, que atua sobre o *duty cycle* da malha de controle MPPT. Esta estratégia mostrou que é possível limitar a tensão do elo CC através da redução da geração de potência pelo conjunto fotovoltaico e, na prática, poderia auxiliar na eliminação de alguns problemas de proteção envolvendo a tensão do elo CC, como o desconexão do sistema.

Palavras-chave: Sistemas Fotovoltaicos, Geração Distribuída, Controle de Inversores, *Anti-Windup*.

Abstract

In recent years, it has become increasingly common to use Distributed Generation (DG) systems with renewable energy sources to compensate for both increased energy demand and the environmental impacts caused by the use of conventional sources. Within this context, one of the main used technologies is photovoltaic generation. With this, it becomes increasingly necessary to study strategies that guarantee a good performance of this type of system during electrical faults, and also a good post-fault recovery. This work deals with the dynamic characterization of DG grid-connected photovoltaic systems during faults. Then, simulations were made for the case of a 500-kW photovoltaic generation system. The first simulations had the purpose of demonstrating the effects of the operating limits of the converters on the dynamic behavior of the main variables of the system. Thus, the windup phenomenon is presented, which occurs when the current limits of the inverter are reached, directly affecting the final performance of the control meshes involved, causing undesired variation peaks and delays in the post-fault recovery. However, this work also presents an anti-windup strategy applied to the DC link voltage and reactive power control loops. These actions improved the system's post-fault performance by reducing recovery time and eliminating large peaks in voltage, current and active power variations. The actions also avoided sudden variations in both the DC link voltage and the power generated by the photovoltaic array after the fault elimination. Thus, the anti-windup actions proved to be quite efficient in the dynamic improvement of the photovoltaic system during faults, regardless of the fault condition and the operating point of the system. In addition, a strategy for limiting the DC link during the fault was also proposed using an anti-windup analogue control scheme that acts on the duty cycle of the MPPT control loop. This strategy showed that it is possible to limit DC link voltage during the fault by reducing the photovoltaic array power generation and, in practice, could help to eliminate some protection problems involving the DC link voltage, such as the disconnection of the system from the main grid.

Keywords: Photovoltaic Systems, Distributed Generation, Inverters Control, Anti-Windup.

Aos familiares e amigos, com carinho.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus pelo dom da vida.

Agradeço também a meus amados pais, Carlos Magno de Farias (*in memoriam*) e Neusa Barbado Farias, que sempre foram os pilares de incentivo para minha evolução pessoal, proporcionando a melhor educação para que eu chegasse até aqui.

Aos meus três irmãos, Carlos, Felipe e Fernando, por sempre me apoiarem e ajudarem em qualquer situação.

Aos demais familiares pelo suporte, carinho e atenção.

À minha namorada Karina, pelo amor e incentivo, características que tornaram esta jornada muito mais fácil.

Aos amigos de Foz do Iguaçu e Umuarama pela força e motivação que sempre me deram.

Ao meu orientador, professor Dr. Romeu Reginatto, pela excelente orientação, por estar sempre presente para tirar todas as minhas dúvidas e, principalmente, pela atenção e paciência.

Agradeço a Universidade Estadual do Oeste do Paraná, em especial ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação, incluindo todos os professores e servidores que, durante os últimos dois anos, contribuíram.

Por fim agradeço a todos aqueles que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho.

“O saber é a razão de ser da existência do homem na Terra.”
Carlos Bernardo González Pecotche

Sumário

Lista de Figuras	xv
Lista de Tabelas	xix
1 Introdução	1
1.1 Contextualização	2
1.2 Objetivos	4
1.2.1 Objetivos Específicos	4
1.3 Justificativa	4
1.4 Estrutura do Trabalho	6
2 Sistemas Fotovoltaicos	7
2.1 Sistemas de Geração Fotovoltaica	7
2.2 Conversores para Sistemas Fotovoltaicos	9
2.2.1 Conversores CC-CC	9
2.2.2 Conversores CC-CA	10
2.2.3 Topologias de Conversão de Energia	10
2.3 Modelagem e Controle de Sistemas Fotovoltaicos	13
2.3.1 Modelagem de Matrizes Fotovoltaicas	14
2.3.2 Modelagem de Conversores CC-CC	19
2.3.3 Modelagem do Conversor CC-CA	21
2.3.4 Controle de Sistemas Fotovoltaicos	23
2.4 Considerações Finais	28
3 Limites Operativos de Conversores para Estudos de Falhas Elétricas em Sistemas Fotovoltaicos de GD	31
3.1 Funcionamento de Conversores CC-CC	31
3.1.1 Conversor <i>Buck</i>	31
3.1.2 Conversor <i>Boost</i>	33
3.1.3 Conversor <i>Buck-Boost</i>	34
3.2 Limites Operativos do Conversor <i>Buck-Boost</i>	35

3.3	Limites Operativos do Inversor	37
3.3.1	Técnicas de Limitação de Corrente	38
3.4	Influência dos Limites Operativos na Dinâmica de Sistemas Fotovoltaicos Durante Faltas	41
3.4.1	Metodologia de Simulação	42
3.4.2	Simulação do Caso 1	43
3.4.3	Simulação do Caso 2	47
3.4.4	Simulação do Caso 3	48
3.5	Considerações Finais	50
4	Ações <i>Anti-Windup</i> Aplicadas ao Controle de Sistemas Fotovoltaicos	53
4.1	Estratégia de Controle <i>Anti-Windup</i>	53
4.2	<i>Anti-Windup</i> Aplicado a Sistemas Fotovoltaicos	55
4.3	Análise de Comportamento Dinâmico do Sistema com a Inserção de Ações <i>Anti-Windup</i>	55
4.3.1	Efeitos das Ações <i>Anti-Windup</i> na Dinâmica do Sistema - Caso 1	56
4.3.2	Efeitos das Ações <i>Anti-Windup</i> na Dinâmica do Sistema - Caso 2	58
4.3.3	Efeitos das Ações <i>Anti-Windup</i> na Dinâmica do Sistema - Caso 3	60
4.4	Estratégia de Limitação da Tensão do Elo CC	62
4.5	Influência da Estratégia de Limitação de V_{dc} na Dinâmica do Sistema Fotovoltaico	65
4.5.1	Efeitos da Estratégia de Limitação de V_{dc} - Caso 1	65
4.5.2	Efeitos da Estratégia de Limitação de V_{dc} - Caso 2	66
4.5.3	Efeitos da Estratégia de Limitação de V_{dc} - Caso 3	68
4.6	Considerações Finais	70
5	Conclusão	73
5.1	Sugestões para Trabalhos Futuros	74
	Referências Bibliográficas	75

Lista de Figuras

Figura 2.1: Exemplos de célula, painel e matriz fotovoltaica.	8
Figura 2.2: Exemplos de: (a) sistema isolado e; (b) sistema interligado.	9
Figura 2.3: Topologias de conversão de: (a) um estágio e; (b) dois estágios.	11
Figura 2.4: Topologia de inversor: (a) central; (b) <i>string</i> ; (c) <i>multistring</i> e; (d) integrado.	13
Figura 2.5: Topologia de conexão à rede analisada neste trabalho.	14
Figura 2.6: Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica ideal.	15
Figura 2.7: Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica real.	15
Figura 2.8: Curvas $I \times V$ e $P \times V$ de uma célula fotovoltaica.	17
Figura 2.9: Efeitos da variação de irradiação solar nas curvas: (a) $I \times V$ e; (b) $P \times V$	19
Figura 2.10: Efeitos da variação de temperatura nas curvas: (a) $I \times V$ e; (b) $P \times V$	20
Figura 2.11: Circuito equivalente de uma matriz fotovoltaica.	20
Figura 2.12: Balanço de potência em um elo CC.	22
Figura 2.13: Diagrama de blocos que representa o inversor.	23
Figura 2.14: Esquema de controle e <i>hardware</i> de um sistema fotovoltaico interligado.	24
Figura 2.15: Esquema de controle estudado neste trabalho.	25
Figura 2.16: Fluxograma do algoritmo P&O.	26
Figura 2.17: Diagrama de blocos usado para determinação de D_c	26
Figura 2.18: Malhas de controle de tensão do elo CC e de potência reativa.	28
Figura 3.1: Conversor <i>buck</i> : (a) Circuito equivalente; (b) funcionamento com S fechada e; (c) com S aberta.	32
Figura 3.2: Conversor <i>boost</i> : (a) Circuito equivalente; (b) funcionamento com S fechada e; (c) com S aberta.	33
Figura 3.3: Conversor <i>buck-boost</i> : (a) Circuito equivalente; (b) funcionamento com S fechada e; (c) com S aberta.	34
Figura 3.4: Comportamento de i_L com a variação de D_c	36
Figura 3.5: Comportamento da relação V_{out}/V_{in} com a variação de D_c	36
Figura 3.6: Limitação das componentes dq.	38
Figura 3.7: Limitação da magnitude da corrente.	40
Figura 3.8: Diagrama de blocos que representa o inversor com limitação de corrente.	40
Figura 3.9: Topologia estudada com aplicação de falta.	41

Figura 3.10: Topologia estudada com aplicação de falta.	42
Figura 3.11: Tensão terminal do CLR: caso 1.	44
Figura 3.12: Corrente terminal do CLR: caso 1.	44
Figura 3.13: Potências ativas gerada e entregue à rede: caso 1.	45
Figura 3.14: Tensão do elo CC: caso 1.	46
Figura 3.15: Tensão terminal do CLR: caso 2.	47
Figura 3.16: Corrente terminal do CLR: caso 2.	48
Figura 3.17: Potências ativas gerada e entregue à rede: caso 2.	48
Figura 3.18: Tensão do elo CC: caso 2.	49
Figura 3.19: Corrente terminal do CLR: caso 3.	49
Figura 3.20: Tensão do elo CC: caso 3.	50
Figura 3.21: Potência ativa entregue à rede: caso 3.	50
Figura 3.22: Potência reativa entregue à rede: caso 3.	51
Figura 4.1: Inserção de <i>anti-windup</i> em um controlador PI.	54
Figura 4.2: Malhas de controle com ações <i>anti-windup</i>	55
Figura 4.3: Dinâmica de $I_{d_{dif}}$ com e sem <i>anti-windup</i> : caso 1.	57
Figura 4.4: Tensão terminal do CLR com e sem <i>anti-windup</i> : caso 1.	57
Figura 4.5: Corrente terminal do CLR com e sem <i>anti-windup</i> : caso 1.	58
Figura 4.6: Potência ativa entregue à rede com e sem <i>anti-windup</i> : caso 1.	58
Figura 4.7: Tensão do elo CC com e sem <i>anti-windup</i> : caso 1.	59
Figura 4.8: Potência gerada pelo conjunto fotovoltaico com e sem <i>anti-windup</i> : caso 1.	59
Figura 4.9: Dinâmica de $I_{d_{dif}}$ com e sem <i>anti-windup</i> : caso 2.	60
Figura 4.10: Tensão terminal do CLR com e sem <i>anti-windup</i> : caso 2.	60
Figura 4.11: Corrente terminal do CLR com e sem <i>anti-windup</i> : caso 2.	61
Figura 4.12: Potência ativa entregue à rede com e sem <i>anti-windup</i> : caso 2.	61
Figura 4.13: Tensão do elo CC com e sem <i>anti-windup</i> : caso 2.	62
Figura 4.14: Dinâmica de $I_{d_{dif}}$ com e sem <i>anti-windup</i> : caso 3.	62
Figura 4.15: Potência reativa entregue à rede com e sem <i>anti-windup</i> : caso 3.	63
Figura 4.16: Diagrama de blocos que representa a estratégia de limitação de V_{dc}	63
Figura 4.17: Influência do ganho K_a sobre V_{dc} considerando $K_b = 0$	64
Figura 4.18: Influência do ganho K_b sobre V_{dc} considerando $K_a = 1$	64
Figura 4.19: Tensão do elo CC utilizando a estratégia de limitação - Caso 1.	66
Figura 4.20: <i>Duty Cycle</i> utilizando a estratégia de limitação de V_{dc} - Caso 1.	66

Figura 4.21: Potência gerada pelo conjunto utilizando a estratégia de limitação de V_{dc} - Caso 1.	67
Figura 4.22: P_{dif} utilizando a estratégia de limitação de V_{dc} - Caso 1.	67
Figura 4.23: Tensão do elo CC utilizando a estratégia de limitação - Caso 2.	68
Figura 4.24: <i>Duty Cycle</i> utilizando a estratégia de limitação de V_{dc} - Caso 2.	68
Figura 4.25: Potência gerada pelo conjunto utilizando a estratégia de limitação de V_{dc} - Caso 2.	69
Figura 4.26: P_{dif} utilizando a estratégia de limitação de V_{dc} - Caso 2.	69
Figura 4.27: Tensão do elo CC utilizando a estratégia de limitação - Caso 3.	70
Figura 4.28: <i>Duty Cycle</i> utilizando a estratégia de limitação de V_{dc} - Caso 3.	70
Figura 4.29: Potência gerada pelo conjunto utilizando a estratégia de limitação de V_{dc} - Caso 3.	71
Figura 4.30: P_{dif} utilizando a estratégia de limitação de V_{dc} - Caso 3.	71

Lista de Tabelas

Tabela 2.1: Propriedades dos conversores CC-CC	21
Tabela 3.1: Parâmetros do sistema simulado.	43

Capítulo 1

Introdução

O aumento das restrições ambientais relacionadas ao uso de combustíveis fósseis e à crescente poluição ao redor do mundo impulsionaram, nas últimas décadas, a pesquisa e o desenvolvimento sobre fontes de energias renováveis. Aliada à crescente demanda de energia elétrica, a necessidade de disponibilizar sistemas de energia sustentável para substituir, pouco a pouco, as fontes convencionais, exige o estudo e desenvolvimento de novas formas de fornecimento de energia (Puttgen, MacGregor & Lambert, 2003).

Dessa forma, o cenário energético conta cada vez mais com fontes renováveis de energia, como a solar e a eólica, e tende a um modelo de geração mais descentralizado. Neste contexto, surge a Geração Distribuída (GD), que pode ser definida como uma estratégia de geração de energia elétrica que atua a nível de distribuição, ou seja, que é realizada próxima aos consumidores (Koeppel, 2003). Este conceito vem sendo considerado uma solução para muitos problemas ambientais e econômicos que surgem no uso de grandes centrais geradoras centralizadas, que geralmente se situam em locais distantes das unidades consumidoras (Chiradeja & Ramakumar, 2004).

Diversas tecnologias de geração podem ser empregadas em GD, desde as convencionais, como motores à combustão e turbinas a gás, até as renováveis, como sistemas fotovoltaicos e aerogeradores. Isso faz com que os sistemas de GD possam ser classificados em diversas faixas de potência, desde poucos kW até centenas de MW. Além disso, a GD apresenta como vantagens a integração de fontes renováveis ao sistema elétrico e a redução das perdas de transmissão, o que exibe uma vantagem econômica da GD (Marangoni, 2012).

Segundo Mahmoud, Azher Hussain & Abido (2014), os sistemas de GD podem operar tanto conectados à rede elétrica (modo de operação interligado) quanto não conectados (modo de operação ilhado). Quando conectados à rede, pode haver impactos sobre a operação, como distúrbios de tensão, reconfiguração das proteções e até fluxo reverso de potência (Chiradeja & Ramakumar, 2004).

No Brasil, a cada ano cresce o número de conexões de sistemas de geração distribuída. Até dezembro de 2018, o número total de usinas de GD já tinha ultrapassado a marca de 48 mil unidades, totalizando uma potência instalada total de mais de 592 MW, que atendem mais de 66 mil unidades consumidoras. Deste total, a energia solar fotovoltaica representa 99,5% do

número de usinas e 82,6% da potência instalada, totalizando aproximadamente 480 MW, que suprem quase 60 mil unidades consumidoras (ANEEL, 2018).

Dessa forma, percebe-se a predominância de sistemas fotovoltaicos no contexto de GD no Brasil. Uma das razões que justificam esse fato é que os sistemas fotovoltaicos são sistemas de fácil instalação e de baixa manutenção, além de se caracterizarem como sistemas de energia limpa (Ahmad & Singh, 2013). Estes sistemas convertem diretamente irradiação solar em eletricidade através de células fotovoltaicas, constituídas de material semicondutor (Marangoni, 2012). Portanto, os sistemas fotovoltaicos também apresentam a vantagem de terem fonte primária inesgotável.

Os sistemas fotovoltaicos de GD utilizam conversores eletrônicos de energia para se conectarem à rede de distribuição com segurança, flexibilidade e eficiência. Estes conversores, por sua vez, desempenham importante papel no comportamento dinâmico deste tipo de sistema (Anaya-Lara, Jenkins, Ekanayake, Cartwright & Hughes, 2009; Teodorescu, Liserre & Rodríguez, 2011). No entanto, conectar sistemas fotovoltaicos à rede pode implicar em uma série de impactos, como na qualidade de energia e nos esquemas de proteção, podendo inclusive levar o sistema à instabilidade (Blaabjerg, Teodorescu, Liserre & Timbus, 2006; Gomez, Vaschetti, Coyos & Ibarlucea, 2013; Hariri & Faruque, 2014).

Assim, cada vez mais estudos vêm sendo realizados na área de controle de sistemas de GD, em especial com sistemas fotovoltaicos, visto sua larga aplicação. Portanto, é necessário compreender cada vez mais os modelos matemáticos que representem a dinâmica desse tipo de sistema e as malhas de controle envolvidas, para continuamente desenvolver esta tecnologia de forma confiável e segura para os usuários e para a rede elétrica.

1.1 Contextualização

Muitos trabalhos científicos tratam de análise dinâmica de sistemas fotovoltaicos. A preocupação aqui será sobre o comportamento transitório durante faltas na rede elétrica ou afundamentos de tensão no ponto de acoplamento com a rede, contexto principal em que se insere este trabalho.

O trabalho de Seo, Kim, Yoon & Jung (2009) analisa a dinâmica de um sistema fotovoltaico frente a condições de falta. A análise foi feita considerando o modelo de um sistema real de 3 MW conectado à rede de distribuição da *Korea Electric Power Corporation*, implementado em Matlab/Simulink®. As simulações são feitas considerando faltas de diferentes tipos e intensidades. A topologia de conversão estudada foi de um estágio com vários inversores tipo *string* conectados em paralelo. Com as aplicações das faltas, as tensões e correntes do lado da rede passaram a oscilar. Os autores, por fim, concluíram que as maiores oscilações ocorreram para faltas bifásicas e que, durante a falta, o conjunto fotovoltaico operou fora do ponto de máxima

potência. Por fim, a potência entregue à rede teve maior decréscimo para faltas trifásicas.

Peng Li, Ye Wang, Xiangping Kong & Yubo Yuan (2015) estudam os efeitos de faltas elétricas na rede sobre a corrente transitória de uma matriz fotovoltaica, junto com seus impactos. As simulações são realizadas considerando limite de corrente do inversor em coordenadas dq. Os resultados mostram períodos oscilatórios na dinâmica da corrente. Segundo os autores, os resultados obtidos nesse trabalho podem fornecer uma linha de referência para análises de falta envolvendo sistemas fotovoltaicos de GD.

Al-Shetwi & Sujod (2016) apresentam em seu trabalho pontos importantes de modelagem e de estudos dinâmicos voltados a um sistema fotovoltaico de 1,5 MW interligado na Malásia, sob condições de falta. Os autores consideram uma topologia de conversão de dois estágios e conexão à rede feita por um transformador trifásico configurado em delta-estrela. As estruturas de controle consideradas são o controle MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) no conversor lado gerador (CLG) e controles de potência ativa e reativa no conversor lado rede (CLR). As simulações são feitas considerando faltas monofásicas, bifásicas e trifásicas, e as variáveis analisadas são a tensão, corrente e potências ativa e reativa do lado da rede, mostrando oscilações e desvios de amplitude e fase durante e após a falta.

O artigo de Krishnan & Ramaprabha (2016) apresenta análises dinâmicas em ambas condições normais e de falta na rede elétrica. Os autores consideram topologia de conversão de dois estágios com conversor CC-CC do tipo *boost*, realizando controle MPPT. O inversor considerado é trifásico e realiza controles de corrente no referencial síncrono. As simulações são realizadas no domínio do tempo, considerando efeitos de harmônicas geradas pelos chaveamentos dos conversores. Neste caso, no entanto, a corrente de saída do inversor não excede os limites operativos durante a falta, devido a baixa intensidade da falta aplicada.

Cao & Xu (2016) propõem uma estratégia de controle que pode restringir a oscilação harmônica de potências ativa e reativa e de corrente de saída do inversor durante faltas elétricas. Neste caso, a topologia de conversão estudada foi de um estágio com inversor trifásico. As simulações foram feitas em PSCAD/EMTDC®. A técnica consiste em adicionar alguns parâmetros de ajuste no algoritmo de controle de corrente. O controlador proposto é do tipo proporcional-ressonante (PR), usado para obter uma dinâmica de melhor desempenho para o sistema.

Embora a análise dinâmica de sistemas fotovoltaicos durante faltas na rede seja um assunto amplamente discutido no ramo científico, muitos autores, no entanto, estudam as características do ponto de vista dinâmico (como tempos de resposta, máxima variação de tensão do elo CC, comportamentos de correntes, etc.) sem identificar fatores importantes, como os limites operativos (como limites de corrente dos conversores) e sua influência sobre a dinâmica das variáveis, tanto do lado da rede quanto do lado da matriz fotovoltaica. Desta forma, a análise dinâmica do modelo pode gerar resultados incompatíveis com a realidade quando realizada considerando condições específicas, como uma falta na rede de distribuição.

Diante disso, o presente trabalho visa explorar dois subproblemas: o primeiro está relacionado ao levantamento e representação dos limites operativos dos conversores que unem o conjunto fotovoltaico à rede; e o segundo, à identificação das características dinâmicas do sistema sob condições de falta na rede, considerando as malhas de controle utilizadas, especialmente as malhas de controle de tensão do elo CC e de potência reativa injetada na rede. Neste contexto, com o desenvolver do trabalho, busca-se entender como os limites operativos dos conversores podem ser representados em modelos fasoriais, quais os seus impactos na previsão do comportamento dinâmico de sistemas fotovoltaicos de GD durante faltas na rede, e como mitigar esses impactos.

1.2 Objetivos

Este trabalho tem por objetivo geral caracterizar a estrutura, limites operativos e comportamento dinâmico do controle de conversores aplicados a sistemas fotovoltaicos de GD utilizando modelos fasoriais durante faltas na rede.

1.2.1 Objetivos Específicos

Para auxiliar no cumprimento do objetivo geral, foram definidos os seguintes objetivos específicos:

- Desenvolver um modelo computacional fasorial do conversor, representando apenas o efeito sobre a primeira harmônica para estudar o comportamento dinâmico e de operação do sistema;
- Representar as malhas internas de controle de corrente, de potência ativa e reativa, com os respectivos limites, incluindo os limites operativos dos conversores;
- Avaliar a dinâmica do sistema diante de condições de falta na rede.

1.3 Justificativa

A análise do comportamento dinâmico do sistema pode ser realizada submetendo o modelo a condições específicas variadas, como faltas na rede ou modificações do fator de potência do ponto de vista da rede elétrica, e depende das limitações impostas ao sistema.

Ao desconsiderar os limites operativos do sistema, permite-se que os valores de tensão e corrente alcancem valores que podem não representar um sistema real. Além disso, com a

rápida inserção de sistemas fotovoltaicos de GD no cenário energético, torna-se cada vez mais necessário explorar estratégias que garantam que o sistema permaneça conectado à rede durante faltas elétricas e também que o sistema tenha um bom desempenho na recuperação pós-falta (Bottrell & Green, 2014).

A conexão de sistemas fotovoltaicos à rede é feita por um inversor. Este dispositivo é responsável por fornecer toda a potência ativa gerada à rede em condições normais de operação. Já em condições críticas como faltas elétricas, os controladores presentes nos inversores devem atuar para reduzir os impactos do distúrbio na saída do inversor. No entanto, é possível que ocorra a desconexão do sistema da rede, dependendo da intensidade ou duração da falta (Camacho, Castilla, Miret, Vasquez & Alarcon-Gallo, 2013).

No controle de conversores de sistemas fotovoltaicos de GD, a corrente de saída do inversor é limitada para não danificar os semicondutores que o constituem (Meysenc, Jylhakallio & Barbosa, 2005, Bottrell & Green, 2014). Essa limitação pode afetar o desempenho das malhas de controle, especialmente durante condições de falta, quando esses limites são tipicamente atingidos. Como o controle de inversores emprega tipicamente controladores do tipo proporcional-integral (PI), um desses efeitos é a sobrecarga da ação integral, conhecida com *windup*. Durante o tempo em que a corrente é limitada, a ação integral do controlador sobrecarrega, levando à degradação de desempenho do controlador, que leva os resultados a apresentarem sobressinais indesejados, lento tempo de estabilização da variável controlada, ou até mesmo instabilidade (Li, Park & Shin, 2011, Galecki, Grzesiak, Ufnalski, Kaszewski & Michalczyk, 2017, Kumar, Gupta & Gupta, 2017a,b).

Diversas formas de prevenir o *windup* são apresentadas na literatura, como pode ser visto nos trabalhos de Morilla, Garrido & Vazquez (2009) e Li et al. (2011), chamadas de ações *anti-windup*. Para o controle de conversores, no trabalho de Galecki, Grzesiak, Ufnalski, Kaszewski & Michalczyk (2016), por exemplo, um controlador *anti-windup* é empregado na malha de controle de tensão do elo CC para sistemas de GD com armazenamento de energia. Neste caso, o controlador de corrente utilizado foi do tipo linear-quadrático (LQ). Nos trabalhos de Rentao Zhao, Zhenguo Chang, Peie Yuan, Liyong Yang & Zhengxi Li (2009) e Yepes, Doval-Gandoy & Toliyat (2018), a ação *anti-windup* é aplicada nas malhas de controle de corrente do inversor, compensando a degradação de desempenho devido aos limites de tensão do conversor.

Neste trabalho, ações *anti-windup* serão inseridas nas malhas de controle de tensão do elo CC e de potência reativa de sistemas fotovoltaicos de GD no intuito de compensar os efeitos dos limites operativos de corrente do inversor. Como o *windup* traz consequências negativas no desempenho do tipo de sistema estudado, é muito importante avaliar suas consequências e entender como implementar uma estratégia que possa reduzir ou até impedir os efeitos deste impacto sobre a dinâmica durante e pós-falta. Além disso, uma estratégia análoga à *anti-windup* é proposta para limitar o crescimento de tensão no elo CC durante a ocorrência da falta, com efeitos sobre a geração de energia pelo conjunto fotovoltaico. Tal estratégia tem o objetivo de anular possíveis impactos do crescimento da tensão do elo CC sobre a dinâmica das demais

variáveis do sistema.

1.4 Estrutura do Trabalho

O presente trabalho é organizado em cinco capítulos, divididos conforme descrito nos parágrafos a seguir.

O Capítulo 2 apresenta características gerais de sistemas fotovoltaicos. É apresentada inicialmente uma introdução ao assunto, expondo algumas vantagens e desvantagens no emprego desses sistemas, além de configurações e topologias de geração e conexão à rede existentes nesta tecnologia. Em complemento, é apresentada a modelagem matemática de sistemas fotovoltaicos e as principais malhas de controle envolvidas.

No Capítulo 3 são apresentados, inicialmente, os funcionamentos dos conversores CC-CC. Posteriormente, são apresentadas algumas características que implicam na não representação dos limites operativos do conversor *buck-boost* estudado neste trabalho. Na sequência, são apresentadas algumas formas de representação de limites operativos de corrente do inversor. Além disso, são apresentados resultados que ilustram como a representação dos limites de corrente dos inversores pode afetar a dinâmica do sistema através da saturação das variáveis nas malhas de controle, o *windup*.

A inserção de ações *anti-windup* nas malhas de controle de tensão do elo CC e de potência reativa de inversores é apresentada no Capítulo 4. São considerados controladores do tipo PI, nas quais as ações são aplicadas. São ilustrados resultados que mostram como as ações *anti-windup* podem beneficiar a dinâmica do sistema como um todo, principalmente do ponto de vista pós-falta. Ademais, o Capítulo 4 apresenta uma estratégia análoga à *anti-windup* que visa limitar o crescimento da tensão do elo CC durante a falta.

Por fim, no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões gerais acerca do desenvolvimento deste trabalho e propostas para futuros trabalhos.

Capítulo 2

Sistemas Fotovoltaicos

Este capítulo tem por objetivo contextualizar sistemas de geração fotovoltaica. Para tanto, será inicialmente apresentada uma introdução à esta tecnologia de geração de energia e suas vantagens e desvantagens. Na sequência, serão apresentadas configurações e topologias de geração e conexão à rede existentes no emprego desse tipo de sistema. Por fim, serão apresentadas a modelagem matemática e as estruturas de controle de sistemas fotovoltaicos, as quais propiciam facilidades no estudo de seu comportamento transitório, que é de grande importância para o consecutivo desenvolvimento do trabalho.

2.1 Sistemas de Geração Fotovoltaica

Sistemas fotovoltaicos são caracterizados por converter energia solar, emitida em forma de irradiação, em energia elétrica, através de dispositivos denominados células fotovoltaicas, constituídos de material semicondutor (Gazoli, Villalva & Guerra, 2012, Marangoni, 2012). Uma célula fotovoltaica pode ser entendida como um diodo cuja junção $p-n$ se encontra exposta à irradiação. Com a incidência de irradiação solar, ocorre a liberação de portadores de carga que, naturalmente, geram uma corrente elétrica quando a célula encontra-se em circuito fechado. Este fenômeno é chamado de efeito fotovoltaico (Villalva, 2010, Dharmaraj, 2012).

Normalmente, a potência gerada por uma célula fotovoltaica é muito pequena para aplicações convencionais (Marangoni, 2012). Portanto, usualmente são realizadas associações de células de diferentes formas a fim de obter a potência necessária para a aplicação final. A associação de algumas células em série constitui uma cadeia de células, mais conhecida na literatura como *string*. Por sua vez, uma ou mais *strings* podem ser associadas em série e encapsuladas para formar então um painel fotovoltaico, também conhecido como módulo fotovoltaico. Diversos painéis podem ser associados em série para aumentar a tensão do sistema e, constituir assim, uma *string* de painéis. Essas *strings* de painéis, por sua vez, podem ser associadas em paralelo para aumentar a corrente do sistema e formar uma matriz fotovoltaica, também conhecida na literatura como conjunto fotovoltaico ou *array* (Patel, 2006, Villalva, 2010, Ma, Yang & Lu, 2014, Bainsy, 2015). A Figura 2.1 ilustra a diferença entre uma célula, um painel e uma

matriz fotovoltaica.

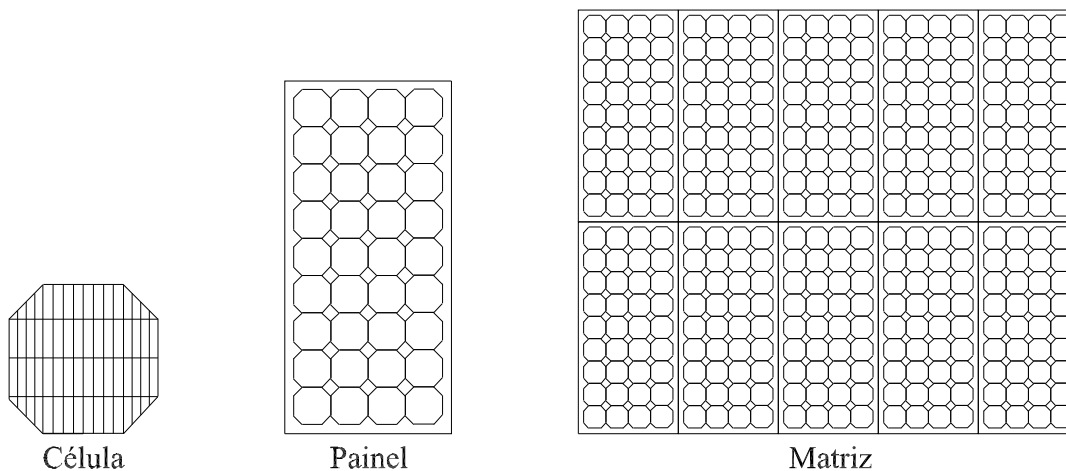


Figura 2.1: Exemplos de célula, painel e matriz fotovoltaica.

Os sistemas fotovoltaicos podem ser classificados de duas formas quanto ao modo de operação (Villalva, 2010, Simões, 2015): sistemas isolados (ou ilhados) e sistemas conectados à rede (ou interligados). Quando isolado, o conjunto fotovoltaico atua como única fonte de energia e pode tanto apenas alimentar diretamente cargas de corrente contínua (como sistemas de iluminação e baterias) ou atuar em conjunto com um sistema de conversão de energia que permita alimentar adequadamente cargas de corrente alternada. Na Figura 2.2a é ilustrado um exemplo de organização de um sistema fotovoltaico isolado. Por outro lado, quando interligado, o sistema fotovoltaico opera como fonte complementar de energia, a qual é injetada e distribuída na rede elétrica (Villalva, 2010). Um exemplo de sistema fotovoltaico interligado é ilustrado na Figura 2.2b.

No contexto de GD, os sistemas fotovoltaicos assumem grande importância de aplicação, visto que apresentam vantagens quando comparados às demais fontes de energia, tais como simplicidade de instalação, não utilização de combustíveis fósseis e consequente não emissão de poluentes, baixa necessidade de manutenção, fonte primária inesgotável, entre outras (Dharmaraj, 2012, Ahmad & Singh, 2013). Além disso, os sistemas fotovoltaicos se caracterizam como fontes silenciosas e de impacto ambiental praticamente nulo (Vidal, Barra & Pinhão, 2013).

Por outro lado, sistemas fotovoltaicos apresentam como principal desvantagem a intermitência e não controlabilidade de sua fonte primária de energia (Shaw & Kumar, 2016, Miñambres, Guerrero, Barrero & Montero, 2017). Além disso, a conexão de sistemas fotovoltaicos à rede de distribuição traz consigo impactos, que afetam desde a qualidade de energia (Hariri & Faruque, 2014) até a reconfiguração dos esquemas de proteção (Gomez et al., 2013).

Os elementos principais desse tipo de sistema são as matrizes fotovoltaicas e os conversores de energia. A seção a seguir apresenta alguns aspectos de conversores utilizados nessa aplicação.

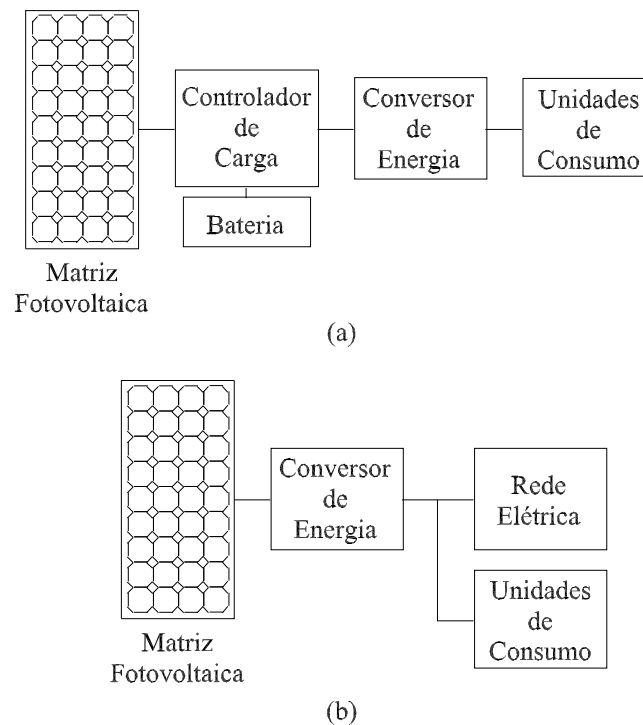


Figura 2.2: Exemplos de: (a) sistema isolado e; (b) sistema interligado.

2.2 Conversores para Sistemas Fotovoltaicos

Os conversores são dispositivos eletrônicos constituídos por componentes semicondutores como chaves (IGBTs) e diodos, que através de tecnologias de modulação de sinais, como por exemplo modulação por largura de pulso (PWM), controlam o fluxo de energia entre dois sistemas, sejam eles em corrente contínua ou alternada, alterando o formato da energia elétrica, seja modificando-a de CC para CA (ou vice-versa), seja transformando o nível de tensão, seja alterando a frequência. Esses equipamentos podem ser classificados de acordo com as formas de onda de entrada e saída (CC ou CA) (Albea, 2010, da Silva & Elbuluk, 2013).

Em sistemas fotovoltaicos, usualmente são empregados dois tipos de conversores (Nascimento Filho, 2017): o conversor CC-CC (regulador) e o conversor CC-CA (inversor).

2.2.1 Conversores CC-CC

Os conversores CC-CC são usados para alterar o nível de tensão CC entre sua entrada e saída, e, por isso, são também conhecidos como reguladores. Eles podem ser de três tipos (Bainy, 2015):

- Conversor abaixador: utilizado para gerar uma tensão de saída de menor amplitude com relação à tensão de entrada. É também conhecido como *buck* ou *step-down*;

- Conversor elevador: utilizado para gerar uma tensão de saída de maior amplitude com relação à tensão de entrada. É também chamado de *boost* ou *step-up*;
- Conversor abaixador-elevador: utilizado para gerar uma tensão de saída de amplitude menor ou maior com relação à tensão de entrada. É também conhecido como *buck-boost*.

Normalmente, estes equipamentos são projetados para transferir potência de modo unidirecional (da Silva & Elbuluk, 2013).

Devido às características da chave, se a corrente de entrada do conversor CC-CC for descontínua ao longo do tempo, é necessário utilizar um filtro LC de suavização para conectar fontes à sua entrada (Kazimierczuk, 2008).

2.2.2 Conversores CC-CA

A conexão de um sistema fotovoltaico de GD à rede elétrica é realizada através de inversor. Os inversores são usados para converter a tensão gerada em corrente contínua para corrente alternada. Em sistemas fotovoltaicos de GD interligados, esses conversores são projetados para obter um sinal de saída com características (amplitude, frequência, forma de onda, distorção harmônica, etc.) similares ou equivalentes às da rede elétrica, a partir de um nível de tensão CC aplicado na entrada (Dias, 2006, da Silva & Elbuluk, 2013). O principal objetivo destes dispositivos em sistemas fotovoltaicos é permitir a injeção de energia ativa proveniente da matriz fotovoltaica na rede ou, em caso de um sistema isolado, em uma carga definida (Simões, 2015).

A conexão à rede de inversores aplicados à sistemas fotovoltaicos de GD utiliza filtros indutivos ou indutivos e capacitivos (LCL). O segundo é mais vantajoso que o primeiro, porque atenua com mais intensidade os harmônicos e fornece banda passante superior (Nascimento Filho, 2017). Neste trabalho, o filtro utilizado é do tipo indutivo.

2.2.3 Topologias de Conversão de Energia

A topologia e aplicação dos conversores nos sistemas fotovoltaicos de GD depende do modo de operação. Quando operam ilhados, esses sistemas costumam contar com apenas um inversor, que condiciona a energia adequadamente para as cargas (Ndiaye, 2013). Nesse caso, a matriz fotovoltaica é ligada diretamente na entrada do inversor (de Aguiar, Cardoso, Stein, da Costa & Carati, 2016).

Já nos sistemas fotovoltaicos de GD interligados, como a tensão e corrente geradas pela matriz fotovoltaica tem característica CC e possível baixa amplitude, a conexão à rede de distribuição exige um arranjo de modo que a matriz seja ligada diretamente ao inversor ou a um conversor CC-CC que modifique os níveis de tensão e corrente - nesse caso, um inversor tam-

bém deve ser utilizado para adaptar a energia da matriz à rede (Ndiaye, 2013, de Aguiar et al., 2016).

Dessa forma, quando um sistema fotovoltaico de GD é conectado à rede, seu conversor pode ser classificado de duas formas quanto ao número de estágios em que realiza a conversão de energia (Casaro & Martins, 2010, Villalva, 2010, Nascimento Filho, 2017): conversor (i) de um estágio e; (ii) de dois estágios.

Conversão de Um Estágio

Nesta topologia de conversão, ilustrada na Figura 2.3a, a matriz fotovoltaica é ligada diretamente na entrada de um inversor e a tensão é convertida diretamente à rede. Esta topologia reduz a complexidade, o número de componentes do sistema e o custo. Isso, por consequência, aumenta a eficiência porque minimiza as perdas por chaveamento.

Conversão de Dois Estágios

O conversor de dois estágios, ilustrado na Figura 2.3b, realiza a conversão de energia dividida em duas etapas: (i) uma conversão CC-CC, para manipular o nível de tensão em relação ao gerado pelo conjunto fotovoltaico e; (ii) uma conversão CC-CA (inversor), para realizar a conexão com a rede de forma adequada. Ambos os conversores são unidos por um elo CC. A presença do conversor CC-CC aumenta a flexibilidade de operação e controle do sistema, pois permite manipular a tensão sobre a matriz fotovoltaica, o que, por sua vez, favorece a possibilidade de extrair a máxima potência do conjunto.

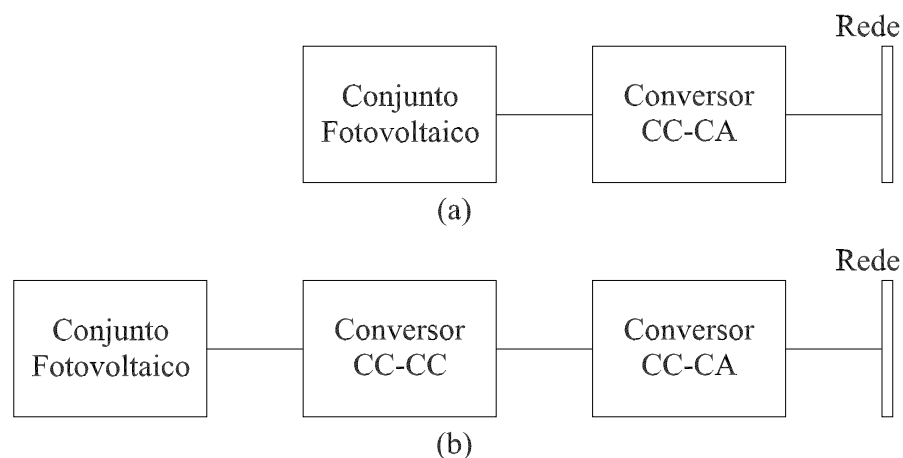


Figura 2.3: Topologias de conversão de: (a) um estágio e; (b) dois estágios.

É possível também classificar os inversores de sistemas fotovoltaicos em diferentes configurações, dependendo da faixa de potência ao qual o inversor é aplicado (Teodorescu et al.,

(2011, Marangoni, 2012, Yang & Blaabjerg, 2015): (i) inversor central; (ii) inversor *string*; (iii) inversor *multistring* e; (iv) inversor integrado (ou modular).

Inversor Central

Um inversor central é normalmente utilizado em instalações fotovoltaicas trifásicas cuja potência ultrapassa a faixa de dezenas de kW_p . Nesta configuração, toda a energia CC gerada é convertida por um único inversor, conforme ilustrado na Figura 2.4a, seja por conversão de um ou dois estágios (Marangoni, 2012, Yang & Blaabjerg, 2015).

Esta configuração apresenta como vantagem sua alta capacidade e eficiência relativamente alta devido aos poucos estágios de conversão de energia, além do menor custo. No entanto, o inversor central torna necessário o uso de cabos CC de alta tensão. Ademais, esta topologia tem sua confiabilidade depositada sobre um único inversor, o que pode comprometer toda a instalação no caso de falhas no dispositivo.

Por fim, os inversores centrais são normalmente utilizados em parques fotovoltaicos, distantes das unidades consumidoras.

Inversor *String*

Um inversor *string* é normalmente utilizado em instalações fotovoltaicas monofásicas ou trifásicas cuja faixa de potência seja entre 1 kW e 10 kW . Para operar com maiores faixas de potência, pode-se utilizar diversos inversores *string* em paralelo. Este tipo de inversor é amplamente utilizado em sistemas residenciais (Marangoni, 2012, Yang & Blaabjerg, 2015).

Nesta configuração, alguns painéis são conectados em série, formando uma *string*, que por sua vez é ligada a um único inversor diretamente ou através de um conversor CC-CC. Esta estratégia reduz perdas, o que garante uma solução de custo reduzido e com maior eficiência energética. A Figura 2.4b ilustra um exemplo de inversor *string*.

Inversor *Multistring*

Um inversor *multistring* é normalmente utilizado em instalações fotovoltaicas monofásicas ou trifásicas cuja faixa de potência seja entre 10 kW e 30 kW . Este tipo de inversor é amplamente utilizado em sistemas residenciais e comerciais (Marangoni, 2012, Yang & Blaabjerg, 2015).

Nesta configuração, várias *strings* de painéis, cada qual acoplada a um conversor CC-CC, são ligadas em paralelo com saída comum em um mesmo barramento CC conectado à entrada

de um único inversor. A Figura 2.4c ilustra um exemplo de inversor *multistring*.

Inversor Integrado ou Microinversor

Um inversor integrado é normalmente utilizado em instalações fotovoltaicas monofásicas cuja potência não ultrapasse algumas centenas de Wp . Este tipo de inversor é amplamente utilizado em pequenas instalações. Nesta configuração, cada painel fotovoltaico é conectado a um inversor diferente, seja por conversão de um ou dois estágios (Marangoni, 2012, Yang & Blaabjerg, 2015).

Como grande vantagem dessa configuração, pode ser citada a redução de custo de instalação do sistema. Ademais, esta configuração pode auxiliar a reduzir os efeitos de sombreamento parcial sobre os painéis. A Figura 2.4d ilustra um exemplo de inversor integrado.

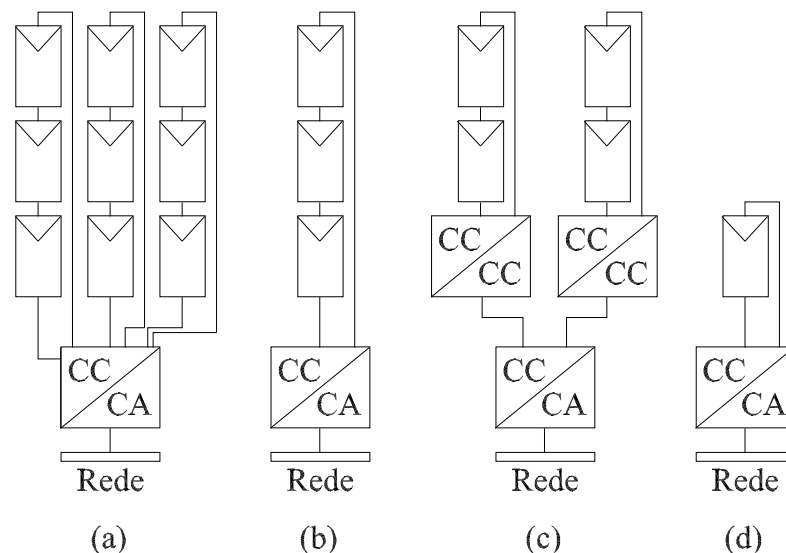


Figura 2.4: Topologia de inversor: (a) central; (b) *string*; (c) *multistring* e; (d) integrado.

Novas topologias têm sido desenvolvidas para esses equipamentos, com o principal objetivo de aumentar a eficiência e diminuir o custo de produção. Como a vida útil de um painel fotovoltaico é usualmente maior do que 20 anos, existem grandes esforços sendo realizados para que a vida útil de seus inversores também aumente (Teodorescu et al., 2011).

2.3 Modelagem e Controle de Sistemas Fotovoltaicos

Esta seção tem foco na modelagem e controle de sistemas fotovoltaicos. Conforme descrito na seção 2.1, existem diferentes formas de associar células fotovoltaicas a fim de constituir painéis ou matrizes fotovoltaicas. Além disso, foi apresentado na subseção 2.2.3 que existem diferentes topologias de conversão de energia que podem ser empregados em sistemas fotovol-

taicos a fim de aproveitar, de alguma forma, a energia produzida.

Desse modo, visando cumprir com o objetivo do trabalho, a partir da presente seção, o trabalho irá tratar apenas de casos com matrizes (ou arranjos) fotovoltaicas interligadas à rede elétrica trifásica por meio de conversão de dois estágios, considerando um conversor CC-CC (chamado de conversor lado gerador - CLG) e um inversor trifásico (chamado de conversor lado rede - CLR), unidos por um elo CC. Tal topologia é ilustrada na Figura 2.5, na qual V_{fv} e I_{fv} são, respectivamente, a tensão e a corrente de saída da matriz fotovoltaica, V_{dc} é a tensão sobre o elo CC e V_A , V_B e V_C são as tensões trifásicas nos terminais de saída do inversor.

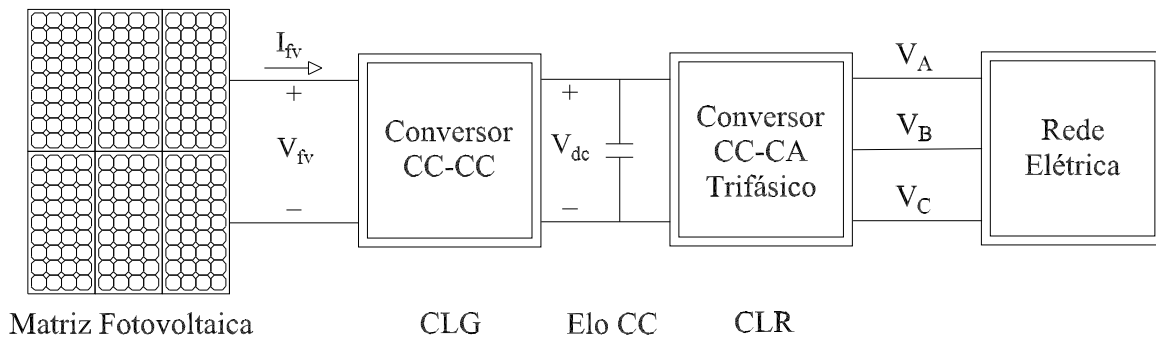


Figura 2.5: Topologia de conexão à rede analisada neste trabalho.

A abordagem deste trabalho refere-se apenas ao estudo de dinâmica e controle dos sistemas fotovoltaicos de GD. Portanto, os modelos de conversores que serão utilizados são modelos fasoriais, nos quais apenas a componente de frequência fundamental das grandezas é representada em termos de módulo e ângulo, e não em valor instantâneo.

2.3.1 Modelagem de Matrizes Fotovoltaicas

O primeiro passo para entender o modelo matemático de uma matriz fotovoltaica é compreender a dinâmica de uma única célula. Usualmente, uma célula fotovoltaica pode ser representada, de forma ideal, por um circuito equivalente composto por uma fonte de corrente I_{ph} conectada em anti-paralelo a um diodo cuja corrente é I_D (Bainy, 2015), gerando uma tensão V_{cell} e uma corrente I_{cell} de saída, conforme ilustrado na Figura 2.6.

É comum, no entanto, aprimorar a representação da célula fotovoltaica através de uma resistência em série (R_s), que representa as quedas de tensão e perdas internas devido ao fluxo de corrente, e uma resistência em paralelo (R_p), que representa a corrente de fuga de quando o diodo está reversamente polarizado (Hossain, Roy & Ali, 2016). Desse modo, a célula fotovoltaica pode ser representada pelo circuito equivalente ilustrado na Figura 2.7 (Bainy, 2015, Aldaoudeyeh, 2018, Lekouaghet, Boukabou, Lourci & Bedrine, 2018).

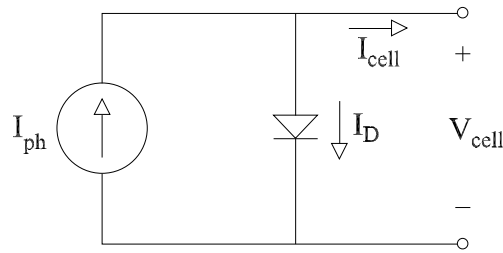


Figura 2.6: Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica ideal.

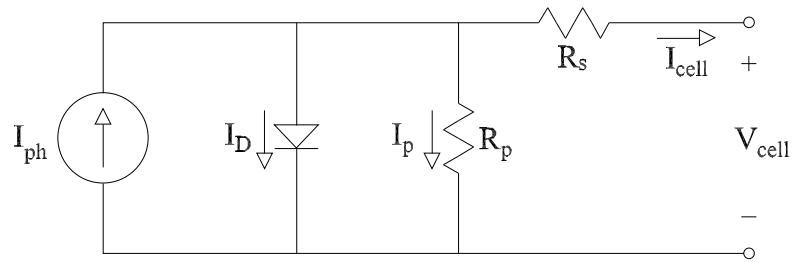


Figura 2.7: Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica real.

Através do circuito da Figura 2.7 e da Primeira Lei de Kirchhoff (Lei dos Nós), é possível obter uma expressão para a corrente I_{cell} que permita compreender a dinâmica da célula, conforme descrito por

$$I_{cell} = I_{ph} - I_D - I_p \quad (2.1)$$

na qual I_p é a corrente que flui pelo resistor R_p .

A corrente I_{ph} é chamada de fotocorrente e depende da radiação solar e da temperatura da célula. A corrente I_D pode ser descrita pela equação de Shockley, que representa o comportamento exponencial da corrente que flui por um diodo. Essa equação é dada, em termos de V_{cell} , por

$$I_D = I_0 \left[\exp \left(\frac{V_{cell} + R_s I_{cell}}{V_T} \right) - 1 \right] \quad (2.2)$$

na qual I_0 é a corrente de saturação reversa do diodo e V_T é chamada tensão térmica do diodo, que pode ser escrita por

$$V_T = \frac{akT}{q} \quad (2.3)$$

na qual a é chamado de fator de idealidade do diodo ($a \in [1, 2]$), k é a constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23} J/K$), T é a temperatura da célula fotovoltaica (K) e q é a carga do elétron (Lekouaghet et al., 2018).

Através da Segunda Lei de Kirchhoff (Lei das Malhas), pode-se definir a equação da

corrente I_p , dada por

$$I_p = \frac{V_{cell} + I_{cell}R_s}{R_p} \quad (2.4)$$

Dessa forma, substituindo (2.2) e (2.4) em (2.1), obtém-se uma expressão que representa a dinâmica da corrente I_{cell} de uma célula fotovoltaica, apresentada como

$$I_{cell} = I_{ph} - I_0 \left[\exp \left(\frac{V_{cell} + R_s I_{cell}}{V_T} \right) - 1 \right] - \frac{V_{cell} + I_{cell}R_s}{R_p} \quad (2.5)$$

Além disso, é possível calcular a potência gerada pela célula fotovoltaica através de

$$P_{cell} = V_{cell}I_{cell} \quad (2.6)$$

Através de (2.5) e (2.6), pode-se obter duas curvas: uma que representa a variação de corrente I_{cell} e outra que ilustra a variação de potência P_{cell} , ambas em função da variação de tensão V_{cell} . À primeira curva dá-se o nome de curva $I \times V$, enquanto que à segunda, dá-se o nome de curva $P \times V$. Essas curvas são ilustradas na Figura 2.8, nas quais nota-se a não linearidade deste tipo de planta (Bainy, 2015). Além disso, nessa curva podem ser observados três pontos de fundamental importância relacionados à célula fotovoltaica. São eles (Bainy, 2015, Gupta, Chauhan & Saxena, 2016, Hocaoglu, Serttas, Kurekci, Akarslan, Cinar, Dogan & Yonetken, 2018):

- V_{oc} : Ponto que representa a tensão de circuito aberto da célula, sendo que o máximo valor de tensão atingível pela célula é de $V_{cell} = V_{oc}$, com corrente $I_{cell} = 0$;
- I_{sc} : Ponto que representa a corrente de curto circuito da célula sendo que o máximo valor de corrente atingível pela célula é de $I_{cell} = I_{sc}$, com tensão $V_{cell} = 0$;
- MPP: Ponto que representa a máxima potência gerada pela célula em determinada condição de operação. Este ponto é considerado ótimo do ponto de vista de geração fotovoltaica. Vale lembrar que, nos pontos apresentados nos itens anteriores, nenhuma potência é gerada pela célula.

O ponto MPP fornece um par de coordenadas na curva $I \times V$ (I_{MPP}, V_{MPP}) que é de grande importância na operação de um sistema fotovoltaico. Este ponto representa qual a tensão terminal necessária para que seja possível produzir a máxima potência $P_{MPP} = V_{MPP}I_{MPP}$ do conjunto, de acordo com as condições de radiação solar e temperatura da célula. Desse modo, é possível aproveitar da melhor maneira possível a energia solar (Bainy, 2015).

Considere agora um módulo fotovoltaico, constituído por N_s células fotovoltaicas conectadas em série, cuja corrente e tensão geradas são, respectivamente, I_{mod} e V_{mod} . Além disso,

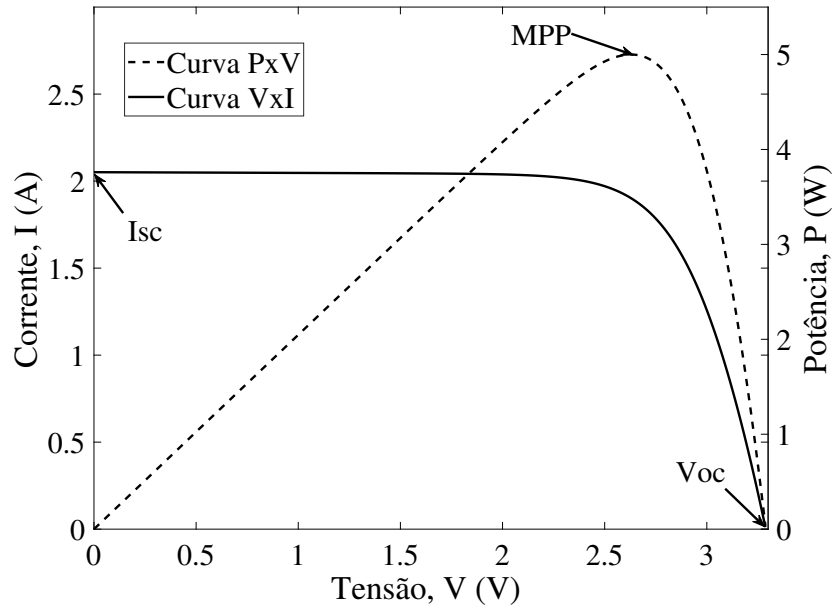


Figura 2.8: Curvas $I \times V$ e $P \times V$ de uma célula fotovoltaica.

o painel tem perdas equivalentes R_{ss} e R_{pp} , e fotocorrente I_{phm} . Desse modo, a dinâmica da corrente gerada por este painel pode ser representada de forma similar à da célula, descrita por

$$I_{mod} = I_{phm} - I_0 \left[\exp \left(\frac{V_{mod} + R_{ss} I_{mod}}{V_{TM}} \right) - 1 \right] - \frac{V_{mod} + I_{mod} R_{ss}}{R_{pp}} \quad (2.7)$$

e por curvas similares às apresentadas na Figura 2.8. A única diferença, no entanto, está no modo de representar a tensão térmica V_{TM} do painel, que passa a ser descrita por

$$V_{TM} = N_s V_T = \frac{N_s a k T}{q} \quad (2.8)$$

em que se admite que todas as células são idênticas.

A curva $I \times V$ de um painel fotovoltaico, como a ilustrada a Figura 2.8, depende, além dos fatores internos apresentados anteriormente, de fatores externos que possam afetar seu desempenho, como a intensidade da irradiação solar incidente e a temperatura de operação do painel (Villalva, 2010, Baily, 2015).

A fotocorrente de um painel fotovoltaico, por exemplo, varia de maneira diretamente proporcional à irradiação solar e linearmente com a temperatura das células (Villalva, 2010, Baily, 2015, Hossain et al., 2016), conforme descrito por

$$I_{phm} = (I_{phm,n} + K_I \Delta T) \frac{G}{G_n} \quad (2.9)$$

onde G é a irradiação solar (usualmente expressa em W/m^2), G_n é a irradiação nominal, K_I é um coeficiente que expressa a variação de corrente em função da temperatura (A/K ou $A/^\circ C$), $\Delta T = T - T_n$ (com T e T_n sendo, respectivamente, a temperatura de operação e a temperatura

nominal, em K ou $^{\circ}C$) e $I_{phm,n}$ é a fotocorrente em condições nominais (usualmente $T_n = 25^{\circ}C$ e $G_n = 1000 W/m^2$). Muitos autores consideram geralmente que $I_{phm,n} = I_{sc,n}$, de onde $I_{sc,n}$ é a corrente de curto-circuito nominal que poder ser encontrada nas folhas de dados do painel fotovoltaico (Villalva, 2010, Hossain et al., 2016).

Além disso, os valores de I_{sc} e V_{oc} são afetados pela variação de temperatura ΔT do painel fotovoltaico. O efeito da variação de temperatura sobre essas duas grandezas pode ser expresso por (Bainy, 2015)

$$I_{sc,\Delta T} = I_{sc,n} + K_I \Delta T \quad V_{oc,\Delta T} = V_{oc,n} + K_V \Delta T \quad (2.10)$$

onde $I_{sc,\Delta T}$ e $V_{oc,\Delta T}$ são, respectivamente, as variações de I_{sc} e V_{oc} em função de ΔT , $V_{oc,n}$ é a tensão de circuito aberto nominal do painel, encontrada nas folhas de dado do dispositivo, e K_V é o coeficiente que expressa, em V/K ou $V/^{\circ}C$, uma razão entre tensão e temperatura. De maneira usual, os coeficientes K_I e K_V de (2.10) tem valores positivo e negativo, respectivamente. Isso mostra que, enquanto I_{sc} é diretamente proporcional a ΔT , V_{oc} é inversamente proporcional (Bainy, 2015).

Por fim, a variação de temperatura do painel também afeta a corrente de saturação reversa do diodo (I_0), conforme expresso por (Villalva, 2010, Bainy, 2015)

$$I_0 = \frac{I_{sc,\Delta T}}{\exp\left(\frac{V_{oc,\Delta T}}{V_{TM}}\right) - 1} \quad (2.11)$$

Para mostrar os efeitos das variações de irradiação e temperatura sobre as características intrínsecas de um painel fotovoltaico, na Figura 2.9a são ilustradas as diferentes curvas $I \times V$ de um mesmo painel para diferentes condições de irradiação e temperatura constante. As respectivas curvas $P \times V$ para as mesmas condições são ilustradas na Figura 2.9b. Nota-se que a variação de irradiação solar afeta muito mais o valor de I_{sc} do que o valor de V_{oc} , além de que a potência gerada é diretamente proporcional à essa variação.

Na sequência, na Figura 2.10a são ilustradas as diferentes curvas $I \times V$ de um mesmo painel para diferentes temperaturas e irradiação constante. As respectivas curvas $P \times V$ para as mesmas condições são ilustradas na Figura 2.10b. Percebe-se que variações de temperatura afetam consideravelmente o valor de V_{oc} e têm pouco efeito sobre I_{sc} . Além disso, é possível notar que, para as mesmas condições de irradiação, dias frios são mais propícios à geração de maiores potências em relação aos dias quentes.

Para o caso de uma matriz fotovoltaica, considere a estrutura geral composta por N_{pp} strings conectadas em paralelo, cada uma com N_{ss} painéis conectados em série, e que gere uma corrente I_{fv} e uma tensão V_{fv} . Supondo que todos os painéis são idênticos, a matriz fotovoltaica pode ser representada pelo circuito equivalente ilustrado na Figura 2.11 (Villalva, 2010, Bainy, 2015). Dessa forma, o efeito dos painéis pode ser representado de maneira agrupada (como se

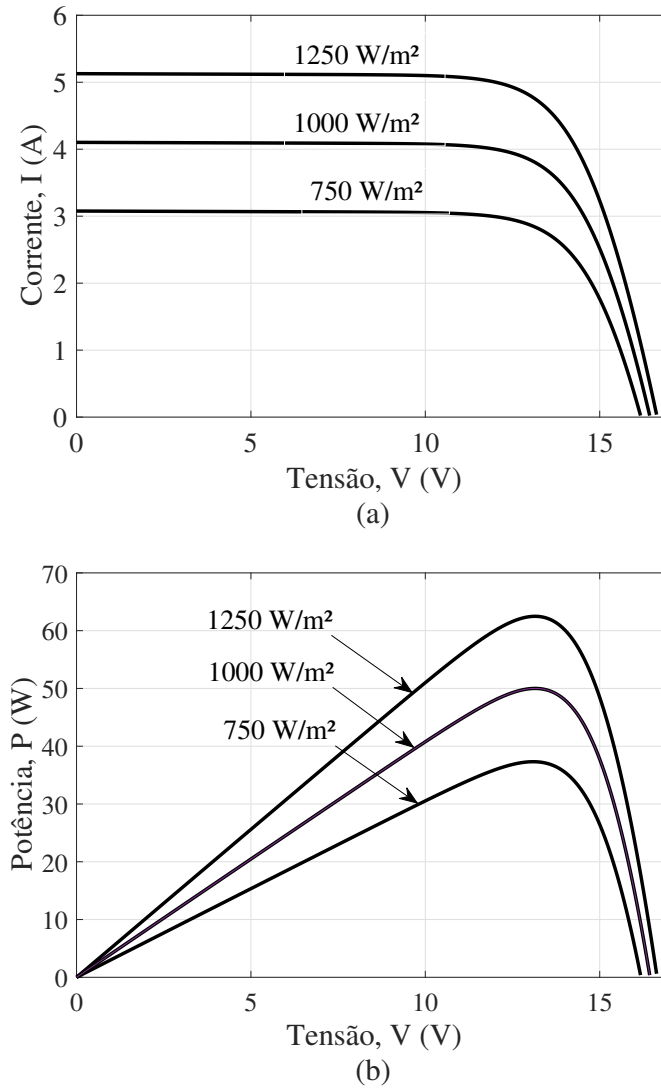


Figura 2.9: Efeitos da variação de irradiação solar nas curvas: (a) $I \times V$ e; (b) $P \times V$.

fosse um único painel), descrevendo a corrente total da matriz, I_{fv} , por

$$I_{fv} = I_{phm}N_{pp} - I_0N_{pp} \left[\exp \left(\frac{V_{fv} + R_{ss}I_{fv}N_{ss}/N_{pp}}{V_{TM}N_{ss}} \right) - 1 \right] - \frac{V_{fv} + R_{ss}I_{fv}N_{ss}/N_{pp}}{R_{pp}N_{ss}/N_{pp}} \quad (2.12)$$

A equação (2.12) é análoga à equação (2.5), porém expressa o comportamento agrupado de todas as células que compõem o conjunto de painéis de maneira agrupada.

2.3.2 Modelagem de Conversores CC-CC

O modelo clássico de um conversor CC-CC estabelece uma relação entre suas tensões de saída e entrada, levando em consideração uma variável de controle chamada de *duty cycle*

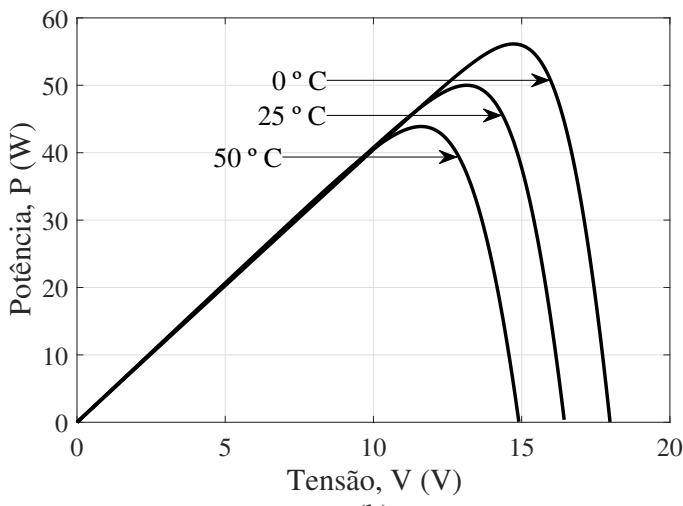
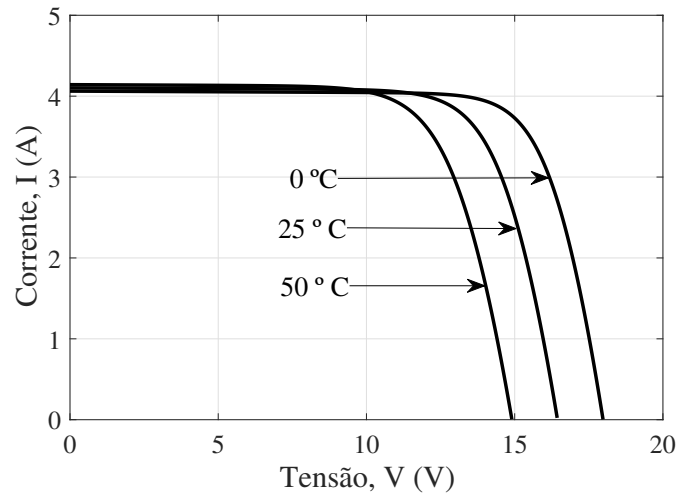


Figura 2.10: Efeitos da variação de temperatura nas curvas: (a) $I \times V$ e; (b) $P \times V$.

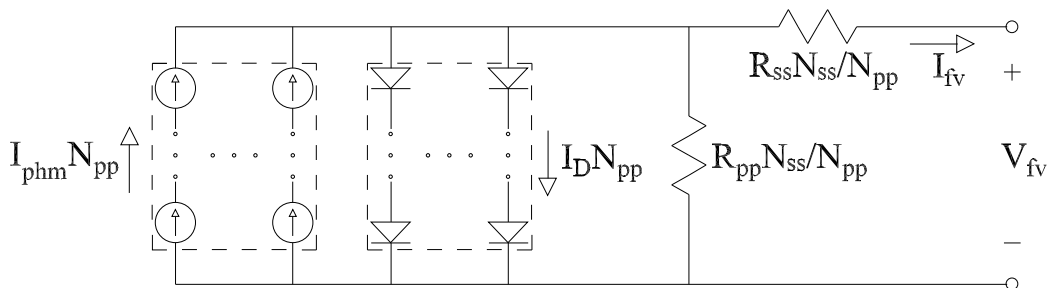


Figura 2.11: Circuito equivalente de uma matriz fotovoltaica.

(D_c), que representa o percentual de tempo em que a chave permanece fechada em um ciclo de chaveamento, variando usualmente entre 0 e 1 (Bainy, 2015, Konstantopoulos & Zhong, 2018).

No sistema considerado, ilustrado na Figura 2.5, a tensão de entrada do conversor CC-CC corresponde à tensão terminal da matriz fotovoltaica (V_{fv}) e a tensão de saída do conversor corresponde à tensão do elo CC (V_{dc}). Desse modo, os modelos matemáticos clássicos dos

conversores CC-CC são dados por:

- Conversor *buck*:

$$V_{dc} = V_{fv} D_c \quad (2.13)$$

- Conversor *boost*:

$$V_{dc} = \frac{V_{fv}}{1 - D_c} \quad (2.14)$$

- Conversor *buck-boost*:

$$V_{dc} = \frac{D_c}{1 - D_c} V_{fv} \quad (2.15)$$

Na operação de sistemas fotovoltaicos, a tensão V_{dc} é regulada em torno de um valor constante enquanto a tensão V_{fv} é variada. Em função disso, é necessário definir valores máximos ($D_{c,max}$) e mínimos ($D_{c,min}$) de D_c que garantam que a tensão terminal da matriz fotovoltaica não ultrapasse seu valor máximo (V_{oc}), conforme já apresentado e ilustrado na Figura 2.8. Dessa forma, a Tabela 2.1 apresenta algumas propriedades de cada um dos três tipos de conversor CC-CC. São apresentados os valores de $D_{c,min}$, $D_{c,max}$ e os valores de V_{fv} quando $D_c = D_{c,min}$ e quando $D_c = D_{c,max}$, respectivamente.

Tabela 2.1: Propriedades dos conversores CC-CC

<i>Conversor</i>	$D_{c,min}$	$D_{c,max}$	$V_{fv}(D_{c,min})$	$V_{fv}(D_{c,max})$
<i>Buck</i>	V_{dc}/V_{oc}	1	V_{oc}	V_{dc}
<i>Boost</i>	$(V_{dc} - V_{oc})/V_{dc}$	1	V_{oc}	0
<i>Buck-boost</i>	$V_{dc}/(V_{dc} + V_{oc})$	1	V_{oc}	0

2.3.3 Modelagem do Conversor CC-CA

A modelagem do conversor CC-CA neste trabalho representa apenas a componente de frequência fundamental, desprezando quaisquer efeitos gerados por harmônicas durante o processo de chaveamento dos semicondutores do dispositivo.

Com a modelagem do inversor, busca-se compreender em conjunto três dinâmicas: a dinâmica do elo CC, a dinâmica das correntes e a dinâmicas das potências (ativa e reativa). O modelo mais comum do elo CC, o qual foi escolhido para ser utilizado neste trabalho, é obtido de um circuito equivalente de um capacitor conectado em paralelo à entrada do inversor (Anaya-Lara et al., 2009, Teodorescu et al., 2011, Bainsy, 2015, Santos, 2015, Nascimento Filho, 2017). Este modelo pode ser obtido através do equacionamento do balanço de potência ilustrado na Figura 2.12.

A relação das potências ilustradas na Figura 2.12 pode ser descrita por

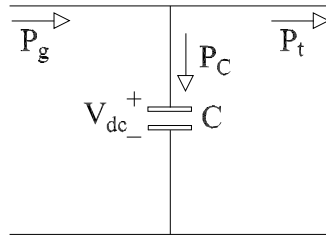


Figura 2.12: Balanço de potência em um elo CC.

$$P_C = P_g - P_t \quad (2.16)$$

onde P_C representa a potência em C , P_g corresponde a potência que sai do conversor CC-CC (usualmente $P_g = P_{fv} = V_{fv}I_{fv}$) e P_t é a potência que chega ao inversor (representada como a potência entregue à rede).

A potência que flui pelo capacitor pode ser descrita por (Anaya-Lara et al., 2009)

$$P_C = V_{dc}I_C \quad (2.17)$$

de onde

$$I_C = C \frac{d[V_{dc}(t)]}{dt} \quad (2.18)$$

é a corrente que flui por C .

Substituindo (2.18) em (2.17), chega-se a igualdade dada por

$$P_C = V_{dc}C \frac{d[V_{dc}(t)]}{dt} = 2V_{dc} \frac{C}{2} \frac{d[V_{dc}(t)]}{dt} \quad (2.19)$$

que, por sua vez, pode ser transcrita como

$$P_C = \frac{C}{2} \frac{d[V_{dc}^2(t)]}{dt} \quad (2.20)$$

Substituindo de (2.19) em (2.16), pode-se obter o comportamento dinâmico de V_{dc} , expresso por

$$\frac{d[V_{dc}(t)]}{dt} = \frac{1}{C} \frac{P_g - P_t}{V_{dc}(t)} \quad (2.21)$$

Alternativamente, pode-se expressar a dinâmica de $V_{dc}(t)^2$ na forma

$$\frac{d[V_{dc}(t)^2]}{dt} = \frac{2}{C} (P_g - P_t) \quad (2.22)$$

e obter V_{dc} pela extração da raiz quadrada.

Note que, enquanto a tensão no elo CC for constante, toda a potência gerada pelo conjunto fotovoltaico é entregue à rede.

O inversor é representado por três fontes de corrente controladas nos eixos abc , conforme ilustrado na Figura 2.13. As correntes dessas fontes são obtidas de transformações dq/abc a partir das componentes de eixo direto (I_d^*) e eixo em quadratura (I_q^*). As transformações são feitas através do bloco “ dq/abc ”, que modifica o referencial das correntes e as sincroniza com a rede através do ângulo da tensão da fase A (θ_A^*). Além disso, uma função de transferência com constante de tempo Ta foi incluída no modelo para representar o efeito da malha de controle de corrente do inversor, que é tipicamente muito rápida.

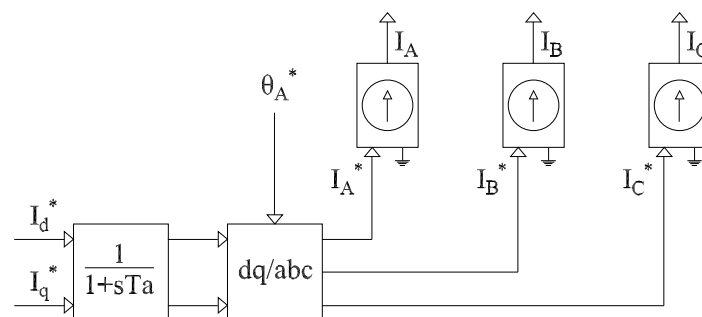


Figura 2.13: Diagrama de blocos que representa o inversor.

2.3.4 Controle de Sistemas Fotovoltaicos

A estrutura de controle de um sistema fotovoltaico de GD interligado com conversor de dois estágios pode ser dividida em duas partes: (i) controle do CLG e; (ii) controle do CLR. A primeira estrutura tem o objetivo de extrair a máxima potência do conjunto, realizando o chamado de controle MPPT (*Maximum Power Point Tracking*), através de uma referência para uma malha de controle de tensão de entrada do CLG, que rastreia qual a tensão de saída do conjunto fotovoltaico corresponde ao ponto de máxima potência gerada (Villalva, 2010, Nascimento Filho, 2017). Já a segunda estrutura tem a função de controlar a potência ativa e regular a potência reativa injetada na rede (através de malhas internas de controle de corrente), regular a tensão no elo CC, garantir a qualidade de energia, a sincronização com a rede e a proteção anti-ilhamento (Ahmad & Singh, 2013, Yang, Chen & Blaabjerg, 2014, Nascimento Filho, 2017).

Portanto, em questões de hardware e controle, os sistemas fotovoltaicos são bastante complexos e completos, conforme ilustrado na Figura 2.14. É possível verificar que, deste ponto de vista, o sistema está dividido em três estruturas (Yang et al., 2014): as estruturas básicas de controle (controle de tensão e corrente, controle de tensão do elo CC, sincronização com

a rede), as funções específicas do sistema fotovoltaico (monitoramento do conjunto, proteção anti-ilhamento e MPPT) e serviços auxiliares (suporte à rede, recomposição pós-falta, compensação harmônica, etc.)

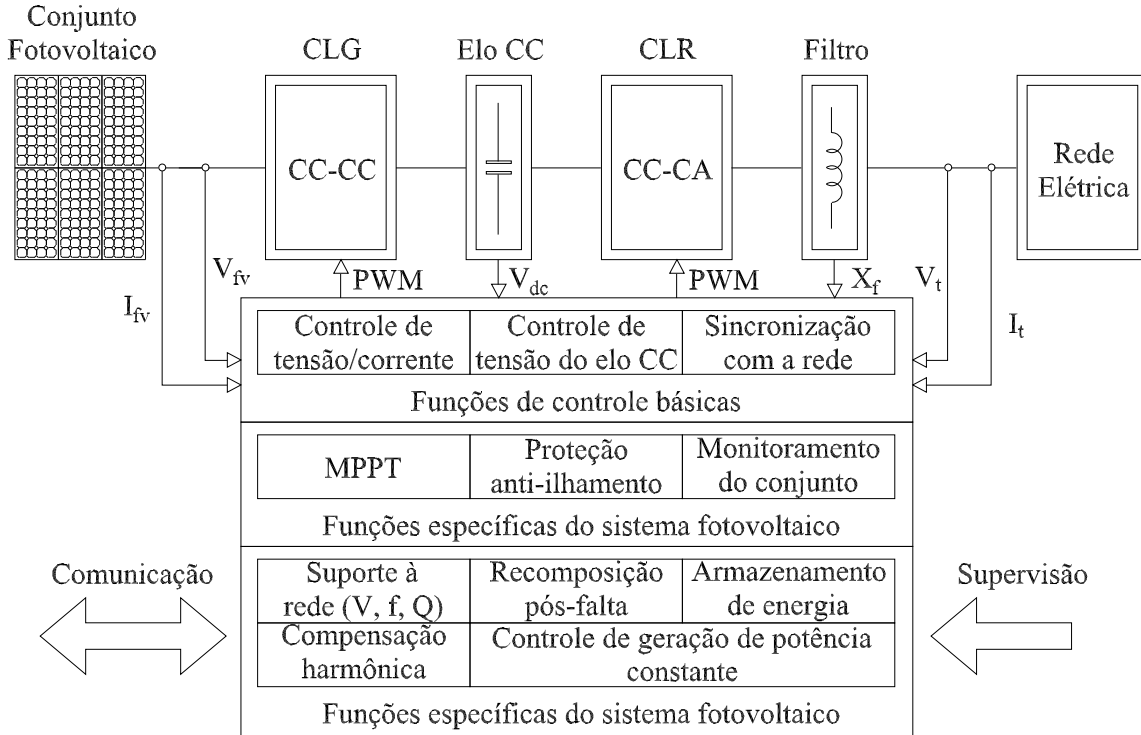


Figura 2.14: Esquema de controle e *hardware* de um sistema fotovoltaico interligado.

Tendo em vista o objetivo de estudos de estabilidade e controle dos sistemas de fotovoltaicos de GD, o foco neste trabalho será dado para as funções de controle mais diretamente relacionadas aos conversores, que são: (i) controle de tensão/corrente; (ii) controle de tensão do elo CC; e (iii) controle MPPT. Assim, as demais funções de controle não serão abordadas. Desse modo, o diagrama esquemático de controle reduz-se ao ilustrado na Figura 2.15 (Nascimento Filho, 2017).

Controle MPPT

O controle MPPT tem importância fundamental nos sistemas fotovoltaicos porque, como a irradiação solar é intermitente, esta estrutura de controle garante a extração da máxima potência disponível sob quaisquer condições de irradiação e temperatura. Existem diversos algoritmos propostos na literatura para realizar o controle MPPT. As estratégias mais utilizadas neste controle são os métodos de perturbação e observação (P&O), condutância incremental (IncCond), método da tensão constante (CV), método da tensão de circuito aberto fracionada (FOCV), método da corrente de curto circuito e método beta (β) (Villalva, 2010, Bainsy, 2015). Atualmente, no entanto, existem diversos autores que propõem novos algoritmos, buscando

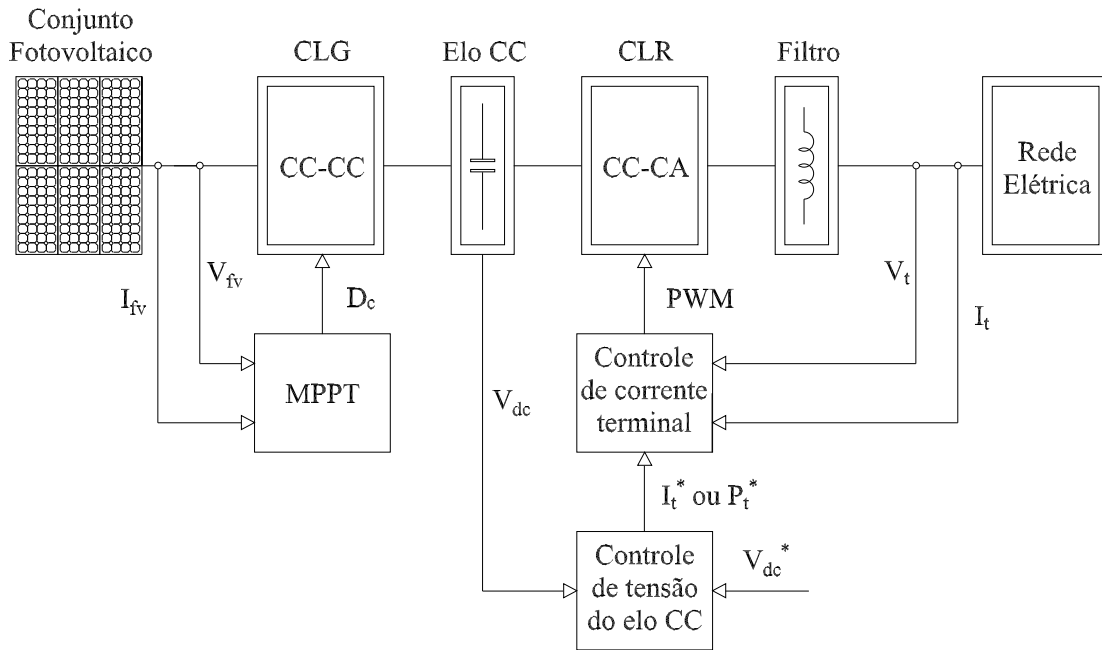


Figura 2.15: Esquema de controle estudado neste trabalho.

encontrar soluções ótimas de MPPT.

Quando se deseja realizar técnicas de controle MPPT em sistemas fotovoltaicos, os conversores *buck-boost* são os mais utilizados porque permitem um ajuste positivo e negativo de tensão em seus terminais de entrada com base no comportamento das variáveis de controle (Bainy, 2015).

O algoritmo de controle MPPT utilizado neste trabalho é o P&O, que tem como princípio de funcionamento o incremento ou decremento da tensão sobre o conjunto fotovoltaico com base no aumento ou diminuição na potência gerada pelo conjunto fotovoltaico. Este é o método mais comum de algoritmo MPPT utilizado (Nedumgatt, Jayakrishnan, Umashankar, Vijayakumar & Kothari, 2011, Atallah, Abdelaziz & Jumaah, 2014, Bainy, 2015).

Neste método, a tensão da matriz fotovoltaica sofre, periodicamente, uma perturbação (positiva ou negativa). Cada perturbação causa uma variação na potência de saída da conjunto fotovoltaico. A cada ciclo de perturbação, essa potência é medida e comparada com a potência do ciclo de perturbação anterior. Se ocorre um incremento de potência, a próxima perturbação ocorre na mesma direção da atual (caso contrário, na direção oposta). A cada ciclo, o *duty cycle* do conversor CC-CC é variado e o processo se repete até o momento em que se alcança o ponto MPP (Figura 2.8). Usualmente, as perturbações aplicadas são mínimas, para que a variação de potência seja mínima. Basicamente, o algoritmo P&O segue o fluxograma ilustrado na Figura 2.16 (Atallah et al., 2014, Nascimento Filho, 2017).

O valor de D_c pode ser obtido matematicamente por (Bainy, 2015)

$$\text{sgn} \left(\frac{dP_{fv}}{dV_{fv}} \right) (-K_r) = \frac{dD_c}{dt} \quad (2.23)$$

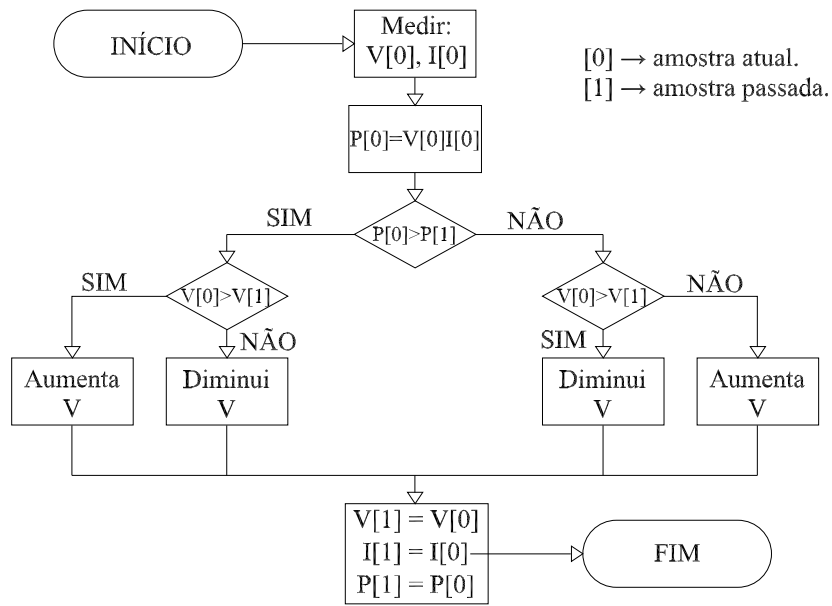


Figura 2.16: Fluxograma do algoritmo P&O.

onde o ganho K_r é a magnitude da taxa de variação de D_c . Assim, é possível obter D_c integrando o termo dD_c/dt , conforme ilustrado no diagrama de blocos da Figura 2.17. O sinal negativo se deve ao fato de que a relação entre as derivadas antes e depois da igualdade é inversamente proporcional.

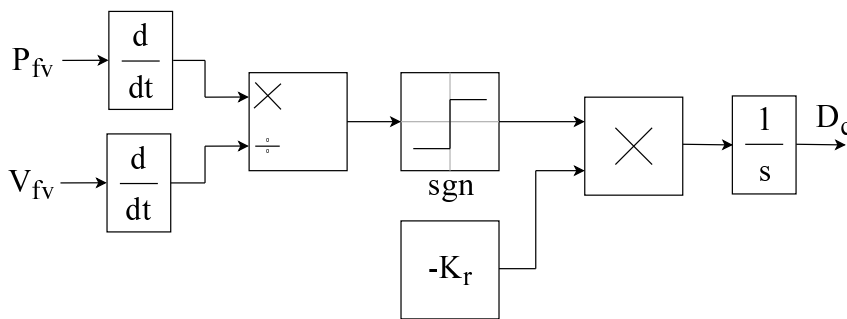


Figura 2.17: Diagrama de blocos usado para determinação de D_c .

Para entender como V_{fv} se comporta com a variação de D_c no conversor *buck-boost*, considere inicialmente a equação (2.15) reescrita como

$$V_{fv} = \frac{1 - D_c}{D_c} V_{dc} \tag{2.24}$$

Derivando V_{fv} e D_c em relação ao tempo em (2.24), obtém-se

$$\frac{dV_{fv}}{dt} = \frac{-V_{dc}}{D_c^2} \frac{dD_c}{dt} \tag{2.25}$$

que ilustra uma relação inversamente proporcional entre essas duas grandezas. Assim, se a

perturbação aplicada tiver sinal positivo, D_c tende a diminuir com o tempo, levando ao aumento no valor de V_{fv} . Caso contrário, se a perturbação tiver sinal negativo, o valor de V_{fv} diminui em relação ao tempo devido ao aumento no valor de D_c .

Controle do CLR

A conexão de sistemas fotovoltaicos à rede pode ocasionar na instabilidade do sistema caso o controle aplicado ao sistema não seja adequado (Blaabjerg et al., 2006). Portanto, conhecer as estratégias de controle de sistemas de GD é importante para o desenvolvimento desta tecnologia com confiabilidade, garantia e segurança tanto aos usuários quanto à rede elétrica.

Para o CLR, os princípios de controle e operação são similares para qualquer sistema aplicado à GD com conversão em dois estágios, visto que há o desacoplamento no controle de variáveis entre gerador e rede e comportamento dinâmico similar a partir do elo CC.

As estruturas de controle do CLR deste trabalho consideram a representação das variáveis no referencial síncrono em coordenadas dq . O uso desse referencial permite o emprego de controladores PI. Nesse quesito, o presente trabalho estuda a presença de duas malhas de controle PI no inversor: (i) malha de controle de V_{dc} e; (ii) malha de controle de potência reativa (Q_t).

Considerando o eixo direto do referencial dq alinhado com a tensão da rede, as expressões matemáticas das potências trifásicas fornecidas à rede pelo inversor (P_t e Q_t) podem ser descritas por

$$P_t = \frac{3}{2}V_d I_d \quad Q_t = -\frac{3}{2}V_d I_q \quad (2.26)$$

onde V_d é a tensão de eixo direto, e I_d e I_q representam, respectivamente, as correntes de eixo direto e em quadratura (note que $V_q = 0$). Como resultado disso, as potências ativa e reativa podem ser controladas atuando nas componentes de corrente I_d e I_q do inversor, respectivamente.

Então, o controle de corrente é feito a fim de realizar os controles de potência ativa e reativa. A malha de controle de V_{dc} atua em I_d , visando adequar o valor de P_t para criar uma condição de equilíbrio da potência ativa que flui entre o CLG e o CLR. Já a malha de controle de potência reativa atua em I_q para prover a potência reativa desejada para a rede. Ambas as malhas de controle são ilustradas na Figura 2.18.

Note que o erro entre a V_{dc}^* e V_{dc} passa por um controlador PI que gera uma referência de corrente de eixo direto I_d^* . Já a referência de corrente de eixo em quadratura I_q^* é definida pela malha de controle de potência reativa. Ambas as referências servem de entrada para o controle de corrente do CLR, o qual é idealizado no modelo da Figura 2.13. Se o inversor em questão não permitir operação com fator de potência diferente do unitário, a malha de controle de potência reativa pode ser eliminada, ajustando diretamente $I_q^* = 0$.

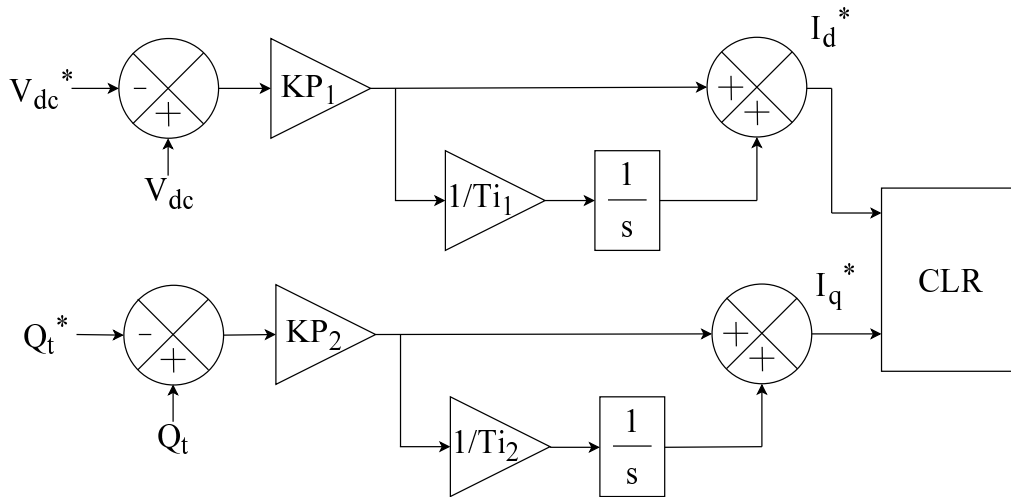


Figura 2.18: Malhas de controle de tensão do elo CC e de potência reativa.

2.4 Considerações Finais

O presente capítulo apresentou inicialmente uma visão geral e algumas características envolvendo sistemas fotovoltaicos. Foram apresentadas algumas vantagens e desvantagens da aplicação deste tipo de sistema em geração distribuída. Além disso, foi introduzida a diferença que existe entre célula, módulo e matriz fotovoltaica e os principais componentes utilizados neste tipo de sistema.

Na sequência, foram apresentados os conversores de energia aplicados à sistemas fotovoltaicos de geração distribuída. Para tal, foram abordados os conversores CC-CC e seus tipos, e conversores CC-CA, que são os conversores responsáveis por transferir a energia gerada pela matriz fotovoltaica à rede de distribuição. Posteriormente foram expostas as topologias de conversão de energia e de conexão à rede mais empregadas em sistemas fotovoltaicos.

Este capítulo também expôs o modelo matemático clássico utilizado para representar sistemas fotovoltaicos, considerando a representação tipicamente apresentada na literatura. Tal modelo consiste, idealmente, de um circuito equivalente com diodos e fontes de corrente, mas pode ter sua representação ampliada para representar perdas de corrente de fuga e térmicas. A representação final de uma matriz fotovoltaica depende de características intrínsecas à matriz, e possibilita esboçar curvas ($I \times V$ e $P \times V$) que demonstram seu comportamento diante variações de irradiação e temperatura incidentes sobre ela.

Por fim, as malhas de controle essenciais para o estudo dinâmico de sistemas fotovoltaicos são o assunto que encerra o capítulo. A estrutura de controle considerada neste trabalho é separada em duas partes: (i) controle do conversor CC-CC, cujo algoritmo de controle MPPT é apresentado como mecanismo de cálculo de *duty cycle* e; (ii) controle do inversor, cujas malhas consideradas são responsáveis por controlar a tensão do elo CC e a potência reativa, atuando

diretamente nas componentes de corrente de eixo direto e em quadratura do inversor.

No entanto, para estudos de faltas elétricas (um dos objetivos deste trabalho), é necessário representar os limites operativos dos conversores, conforme apresentado no Capítulo 3 a seguir.

Capítulo 3

Limites Operativos de Conversores para Estudos de Faltas Elétricas em Sistemas Fotovoltaicos de GD

Como descrito no Capítulo 1, o presente trabalho visa estudar o comportamento dinâmico de sistemas fotovoltaicos durante faltas elétricas. Para tanto, torna-se necessário representar os limites operativos na modelagem dos conversores de modo a viabilizar este estudo. Este capítulo apresenta, inicialmente, características de funcionamento dos conversores CC-CC apresentados no Capítulo 2. Através do funcionamento é possível entender a necessidade, ou não, de representar seus limites operativos. Posteriormente serão apresentadas formas de representação de limites de corrente do inversor, visto que a corrente é diretamente afetada no caso de uma falta na rede elétrica. Por fim, serão apresentados resultados que ilustram como a representação dos limites de corrente dos conversores pode afetar a dinâmica do sistema através da saturação das variáveis nas malhas de controle, fenômeno conhecido como *windup*.

3.1 Funcionamento de Conversores CC-CC

Como apresentado na Subseção 2.2.1, existem três tipos principais de conversores CC-CC: (i) *buck*; (ii) *boost* e; (iii) *buck-boost*. Para entender a dinâmica desses conversores é importante conhecer suas etapas de funcionamento. Para isso, a seguir são apresentadas cada uma das etapas de cada conversor.

3.1.1 Conversor *Buck*

Este conversor regula uma tensão de saída (V_{out}) de menor amplitude com relação à tensão de entrada (V_{in}). Seu circuito equivalente é ilustrado na Figura 3.1a e é composto por quatro componentes principais (Roberts, 2015, Bains, 2015): (i) uma chave S ; (ii) um diodo D ; (iii)

um indutor L e; (iv) um capacitor C .

Em seu funcionamento, L e C atuam em conjunto como um filtro passa-baixas. Quando S está fechada, conforme ilustrado na Figura 3.1b, C passa a carregar, elevando a tensão V_{out} , e L armazena energia. Neste caso, a corrente que flui pela chave, i_S , é igual a corrente que flui pelo indutor, i_L . Quando S é então aberta, conforme ilustrado na Figura 3.1c, L passa a descarregar até um certo valor através de D , utilizado como roda-livre, cuja corrente é i_D , e V_{out} lentamente diminui com a descarga de C . A corrente i_{out} é a corrente de saída do inversor (Roberts, 2015, Bainy, 2015).

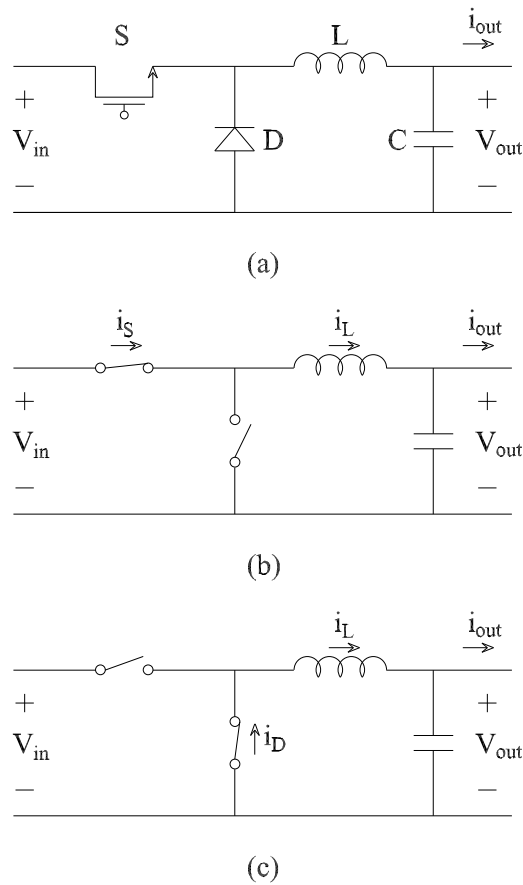


Figura 3.1: Conversor *buck*: (a) Circuito equivalente; (b) funcionamento com S fechada e; (c) com S aberta.

Com base na Figura 3.1a, obtém-se as equações dinâmicas do conversor *buck*, descritas por (Konstantopoulos & Zhong, 2018)

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - (1 - D_c)V_{out} \quad (3.1)$$

e

$$C \frac{dV_{out}}{dt} = (1 - D_c)i_L - i_{out} \quad (3.2)$$

3.1.2 Conversor *Boost*

Este tipo de conversor regula V_{out} com maior amplitude em relação a V_{in} . Seu circuito equivalente é ilustrado na Figura 3.2a e é composto pelos mesmos componentes do conversor abaixador, no entanto conectados de maneira diferente.

Quando S está fechada, conforme ilustrado na Figura 3.2b, a corrente $i_L = i_S$ aumenta linearmente com uma taxa de variação de V_{in}/L , armazenando energia em L . O diodo D , por sua vez, fica inversamente polarizado. Quando S é aberta, conforme ilustrado na Figura 3.2c, L atua como uma fonte de corrente e torna D diretamente polarizado, com $i_L = i_D$. Tal corrente é utilizada para suprir a carga e carregar C , de modo a manter o fornecimento de energia à carga quando S for novamente fechada. Com a abertura de S , portanto, a energia armazenada em L causa elevação de tensão V_{out} , sobreposta à tensão V_{in} (Kazimierczuk, 2008, Bainy, 2015).

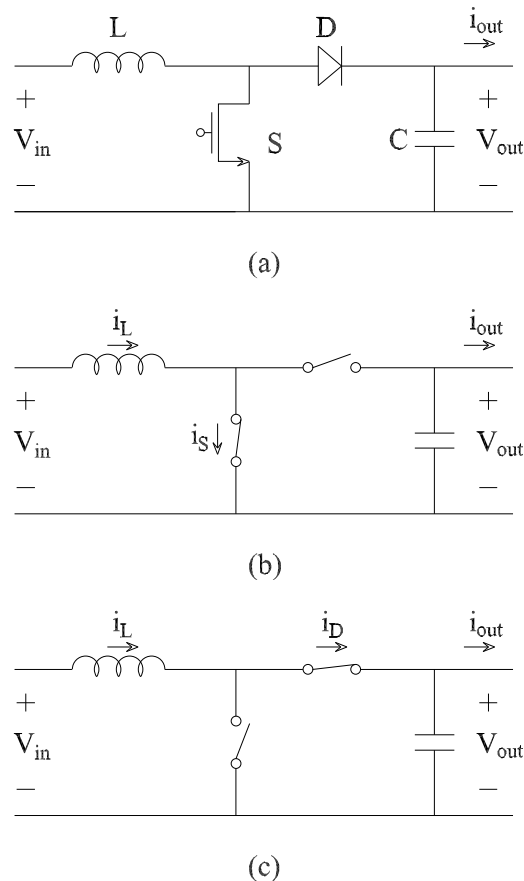


Figura 3.2: Conversor *boost*: (a) Circuito equivalente; (b) funcionamento com S fechada e; (c) com S aberta.

Para este conversor, as equações dinâmicas são dadas por (Konstantopoulos & Zhong, 2018)

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{in} D_c - V_{out} \quad (3.3)$$

e

$$C \frac{dV_{out}}{dt} = i_L - i_{out} \quad (3.4)$$

3.1.3 Conversor *Buck-Boost*

O conversor *buck-boost* regula V_{out} com menor ou maior amplitude em relação a V_{in} . Seu circuito equivalente é ilustrado na Figura 3.3a e é composto pelos mesmos componentes dos dois conversores apresentados anteriormente.

Quando S está fechada, conforme ilustrado na Figura 3.3b, L armazena energia e D fica inversamente polarizado. Quando S é aberta, conforme ilustrado na Figura 3.3c, L descarrega através de D , agora diretamente polarizado. Tal energia é utilizada para suprir a carga e carregar C , de modo a manter o fornecimento de energia à carga quando S for novamente fechada. Neste caso, V_{out} tem polaridade oposta a V_{in} (Roberts, 2015, Bainy, 2015).

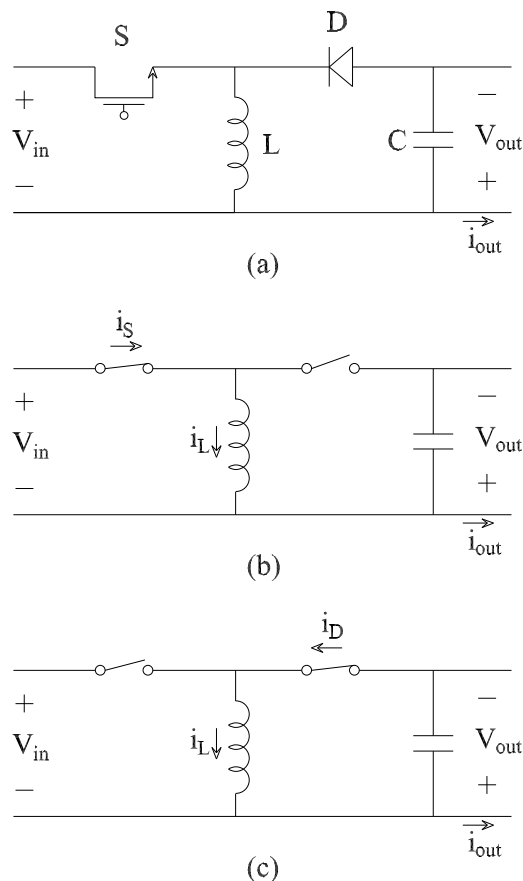


Figura 3.3: Conversor *buck-boost*: (a) Circuito equivalente; (b) funcionamento com S fechada e; (c) com S aberta.

Suas equações dinâmicas são descritas por (Konstantopoulos & Zhong, 2018)

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{in} D_c - (1 - D_c) V_{out} \quad (3.5)$$

e

$$C \frac{dV_{out}}{dt} = (1 - D_c)i_L - i_{out} \quad (3.6)$$

Os conversores de energia podem operar em dois modos de condução diferentes: (i) condução contínua, no qual a corrente do indutor flui durante todo o ciclo e; (ii) condução descontínua, no qual a corrente do indutor flui apenas parte do ciclo, de modo que esta corrente cai para zero, permanece nessa condição por um tempo e depois volta a aumentar. A operação entre estes dois modos de condução é chamada de modo de condução crítico (Kazimierczuk, 2008). Neste trabalho, será considerado apenas o modo de condução contínua, para todo e qualquer conversor de energia.

3.2 Limites Operativos do Conversor *Buck-Boost*

Nos conversores *buck-boost*, a chave S tem um limite de condução de corrente. No entanto observa-se que, quando a chave entra em condução, sua corrente corresponde à mesma corrente que flui no indutor, de modo que $i_S = i_L$ no período de condução. Além disso, considerando os valores médios de tensões e correntes do conversor, e adotando o modelo de regime permanente (que despreza variações de V_{out} e i_L ao longo do tempo), a equação (3.5) pode ser reescrita como

$$V_{in} = \frac{1 - D_c}{D_c} V_{out} \quad (3.7)$$

e a equação (3.6) pode ser reescrita como

$$i_L = \frac{i_{out}}{1 - D_c} \quad (3.8)$$

Em complemento, pode-se escrever que

$$i_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} \quad (3.9)$$

na qual P_{out} é a potência de saída do conversor. Vale observar que, como se desprezam as perdas por chaveamento na representação dos conversores, usualmente considera-se que $P_{out} = P_{in}$, na qual P_{in} é a potência de entrada do conversor. Por isso, no modelo do elo CC, a potência P_g de saída do conversor CC-CC é considerada a mesma gerada pelo conjunto fotovoltaico.

Através de (3.9) pode-se reescrever a equação (3.8) como

$$i_L = \frac{P_{out}}{V_{out}(1 - D_c)} \quad (3.10)$$

e, por fim, através de (3.7), pode-se substituir o valor de V_{out} em (3.10), reescrevendo esta equação como

$$i_L = \frac{P_{out}(1 - D_c)}{D_c V_{in}(1 - D_c)} = \frac{P_{out}}{D_c V_{in}} \quad (3.11)$$

Considerando valores fixos para P_{out} e V_{in} , nota-se em (3.11) que se $D_c \rightarrow 0$, a corrente $i_L \rightarrow \infty$, o que representa um caso crítico de operação. Já quando $D_c \rightarrow 1$, $i_L \rightarrow P_{out}/V_{in}$, que corresponde ao valor médio da corrente de entrada do conversor.

Na Figura 3.4 é ilustrado o gráfico que relaciona o comportamento da corrente i_L com a variação no valor de D_c . No gráfico, fica claro que a relação entre as duas grandezas é inversamente proporcional. Desse modo, a corrente i_L tende a se elevar apenas quando D_c diminui.

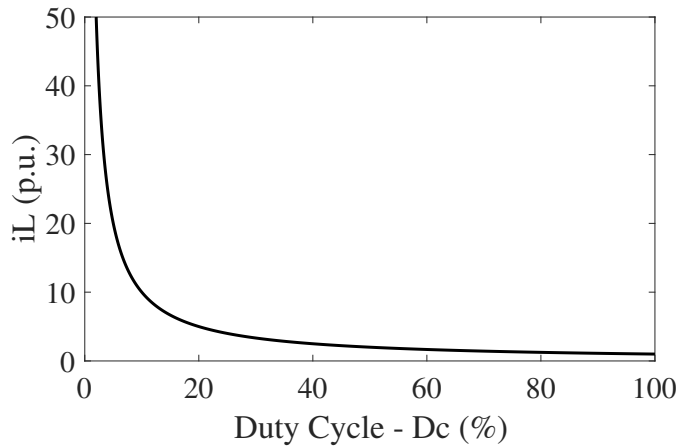


Figura 3.4: Comportamento de i_L com a variação de D_c .

No entanto, na Figura 3.5 é ilustrado um gráfico que representa o comportamento da relação V_{out}/V_{in} com a variação de D_c , que mostra uma relação diretamente proporcional.

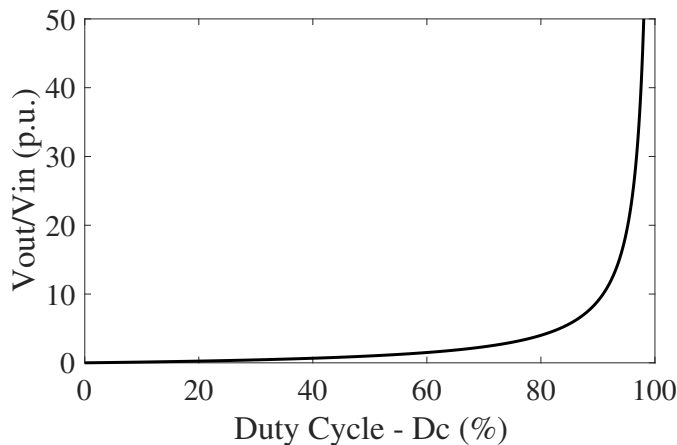


Figura 3.5: Comportamento da relação V_{out}/V_{in} com a variação de D_c .

Em estudos de faltas elétricas na rede em sistemas fotovoltaicos interligados, uma das

características observadas e, inclusive, apresentada posteriormente, é o aumento na tensão do elo CC durante o evento de falta. Como já dito na Subseção 2.3.2, em sistemas fotovoltaicos, as tensões V_{out} e V_{in} são, respectivamente, as tensões V_{dc} e V_{fv} . Dessa forma, o valor de V_{out} aumenta durante a falta, o que leva ao conseqüente aumento de D_c pelo controle MPPT, conforme ilustrado na Figura 3.5. Com o aumento no valor de D_c , a corrente i_L tende a diminuir, conforme ilustrado na Figura 3.4. Desse modo, durante a falta, a corrente que flui no indutor do conversor *buck-boost* diminui. Como a corrente da chave é a mesma do indutor apenas durante o seu período de condução, o valor médio de i_S também diminui durante a falta. Dessa forma, a condição crítica de condução da chave não é atingida durante o evento de falta na rede elétrica.

Ainda assim, existe a possibilidade de que a corrente da chave aumente consideravelmente quando a tensão do elo CC cai muito. No entanto, usualmente não é possível operar nesta condição devido a questões de proteção e, por isso, tal condição não será explorada neste trabalho. Portanto, os limites de corrente da chave do conversor CC-CC estudado neste trabalho não serão representados, pois não têm relevância no estudo dinâmico de interesse.

Assim, dentro dos limites operativos de corrente do conversor, a tensão do elo CC pode crescer indefinidamente, limitada apenas pelas restrições de proteção impostas ao sistema.

3.3 Limites Operativos do Inversor

Como já descrito no Capítulo 2, o inversor, através de controladores, é responsável por transferir para a rede (ou carga) toda a potência ativa gerada, em condições normais de operação, garantindo a operação segura, flexível e eficiente do sistema. Com o dimensionamento adequado do inversor, os limites operativos não devem ser atingidos em condições normais de operação.

No entanto, em condições anormais, como no caso de faltas elétricas, os controladores devem atuar reduzindo os impactos adversos da perturbação na saída do inversor. Porém, ainda assim é possível que ocorra a desconexão do sistema fotovoltaico dependendo da magnitude ou duração da falta, caracterizada por questões de proteção. Desse modo, o inversor desempenha importante papel no comportamento transitório desses sistemas, mesmo durante operação ilhada (Teodorescu et al., 2011, Camacho et al., 2013, Simões, 2015).

No controle de conversores de sistemas de GD, a corrente terminal do inversor deve ser limitada para não danificar os semicondutores que o constituem. Portanto, é necessário representar estes limites visto que, em caso de faltas elétricas, eles são tipicamente atingidos. Existem diferentes técnicas para incluir a representação de limites de corrente no modelo matemático do inversor. Algumas dessas técnicas são apresentadas na subseção a seguir.

3.3.1 Técnicas de Limitação de Corrente

Como já visto na Subseção 2.3.4, as referências de corrente que chegam ao inversor (obtidas pelas malhas de controle de tensão do elo CC e de potência reativa, conforme ilustrado na Figura 2.18) são representadas em coordenadas dq (I_d^* e I_q^*). Deste modo, a limitação de corrente deve ser feita neste referencial. De acordo com os objetivos desejados de operação do sistema, diferentes estratégias para realizar a limitação de corrente do inversor pelas componentes dq podem ser empregadas. As principais estratégias são apresentadas a seguir.

Limitação das Componentes dq

Esta técnica consiste em limitar separadamente as componentes I_d^* e I_q^* (Plet, Brucoli, McDonald & Green, 2011), conforme ilustrado na Figura 3.6. Os blocos de saturação são usados para verificar a condição de que cada corrente é menor ou maior em relação ao seu valor limite ($I_{d_{max}}^*$ e $I_{q_{max}}^*$). Dessa forma, o valor das correntes que chegam ao inversor, $I_{d_{sat}}^*$ e $I_{q_{sat}}^*$, dependem diretamente da ocorrência ou não de saturação na etapa anterior, e podem ser calculadas por

$$I_{d,q_{sat}}^* = \begin{cases} I_{d,q}^*, & \text{se } I_{d,q}^* \leq I_{d,q_{max}}^* \\ I_{d,q_{max}}^*, & \text{se } I_{d,q}^* > I_{d,q_{max}}^* \end{cases} \quad (3.12)$$

Os limites $I_{d_{max}}^*$ e $I_{q_{max}}^*$ devem ser escolhidos de modo a garantir que a corrente máxima, I_{max}^* , dada por

$$I_{max}^* = \sqrt{(I_{d_{max}}^*)^2 + (I_{q_{max}}^*)^2} \quad (3.13)$$

seja sempre menor que o valor limite do inversor (Gkountaras, 2017).

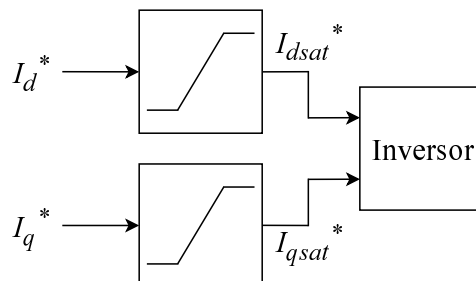


Figura 3.6: Limitação das componentes dq.

É claro que a corrente não necessariamente atingirá seu valor máximo caso apenas uma das componentes sature. Nesse caso, no entanto, pode ocorrer a alteração no valor do fator de potência que as referências de corrente impõem ao inversor. Esta é uma das desvantagens desta estratégia (Gkountaras, Dieckerhoff & Sezi, 2015, Gkountaras, 2017).

Limitação de Componentes por Prioridade

Esta estratégia é uma derivação da estratégia anterior, na qual é possível limitar uma das componentes dq da corrente por prioridade. Neste caso, apenas uma das componentes é limitada ao valor máximo da corrente total (valor no qual a componente não limitada será zero). Esta estratégia é bastante utilizada quando se deseja manipular o fluxo de ativo ou reativo para a rede, de acordo com as necessidades de operação estabelecidas.

Por exemplo, suponha que se deseja priorizar a componente I_d^* . Assim, pode-se calcular seu valor de saturação $I_{d_{sat}}$ como

$$I_{d_{sat}}^* = \begin{cases} I_d^*, & \text{se } I_d^* \leq I_{max}^* \\ I_{max}^*, & \text{se } I_d^* > I_{max}^* \end{cases} \quad (3.14)$$

Desse modo, calcula-se o valor de saturação da componente I_q^* ($I_{q_{sat}}^*$) por

$$I_{q_{sat}}^* = \begin{cases} I_q^*, & \text{se } I_q^* \leq I_{q_{max}}^* \\ I_{q_{max}}^*, & \text{se } I_q^* > I_{q_{max}}^* \end{cases} \quad (3.15)$$

de onde $I_{q_{max}}^*$ é calculado por

$$I_{q_{max}}^* = \sqrt{(I_{max}^*)^2 - (I_{d_{sat}}^*)^2} \quad (3.16)$$

Limitação da Magnitude da Corrente

Esta estratégia é também chamada de limitação proporcional, pois preserva a relação I_q/I_d . Neste caso, são inicialmente calculados o módulo e o ângulo (θ) da corrente total $I_{tot}^* = I_d^* + jI_q^*$ por

$$|I_{tot}^*| = \sqrt{(I_d^*)^2 + (I_q^*)^2} \quad (3.17)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{I_q^*}{I_d^*} \right) \quad (3.18)$$

Então, a condição de o módulo ser maior ou menor que o limite I_{max}^* escolhido é verificada determinando a corrente limitada $I_{sat}^* = I_d^{**} + jI_q^{**}$ com mesmo ângulo θ e módulo calculado por

$$|I_{sat}^*| = \begin{cases} |I_{tot}^*|, & \text{se } |I_{tot}^*| \leq I_{max}^* \\ I_{max}^*, & \text{se } |I_{tot}^*| > I_{max}^* \end{cases} \quad (3.19)$$

Desse modo, é possível calcular as componentes I_d^{**} e I_q^{**} saturados por

$$I_d^{**} = |I_{sat}^*| \cos(\theta) \quad I_q^{**} = |I_{sat}^*| \text{sen}(\theta) \quad (3.20)$$

Como a relação I_q/I_d é preservada, elimina-se a possibilidade da alteração do fator de potência, presente na estratégia de limitação anterior (Gkoutaras, 2017). O diagrama de blocos que representa esta estratégia é ilustrado na Figura 3.7.

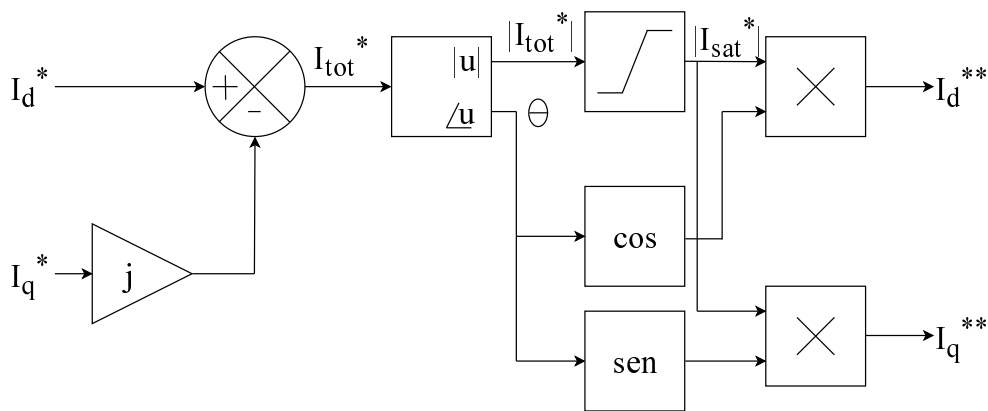


Figura 3.7: Limitação da magnitude da corrente.

Neste trabalho, a estratégia de limitação de corrente utilizada é a proporcional. Portanto, o diagrama de blocos que representa o inversor, ilustrado na Figura 2.13 pode ser modificado conforme o ilustrado na Figura 3.8, na qual o bloco “Limitador de Corrente” é composto pelo diagrama ilustrado na Figura 3.7.

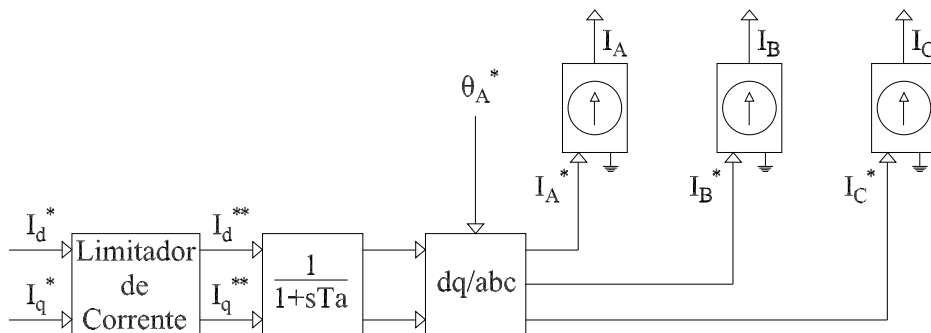


Figura 3.8: Diagrama de blocos que representa o inversor com limitação de corrente.

3.4 Influência dos Limites Operativos na Dinâmica de Sistemas Fotovoltaicos Durante Falhas

Esta seção apresenta resultados de simulação que ilustram os efeitos da limitação de corrente em inversores sobre as principais variáveis de sistemas fotovoltaicos, quando sujeitos a faltas na rede elétrica.

As simulações são realizadas em domínio fasorial considerando a condição inicial do sistema em regime permanente. Para tal, foram implementados algoritmos de inicialização em Matlab® responsáveis por determinar condições iniciais que garantissem o equilíbrio sobre o ponto de operação escolhido para o sistema. Tais algoritmos consideram como variáveis de entrada as referências de potência ativa (P_t) e reativa (Q_t) que o sistema deve entregar à rede. Assim, através destes parâmetros, são determinadas as condições de irradiação (G) e temperatura (T) incidentes sobre o conjunto fotovoltaico necessárias para satisfazer o ponto de operação desejado. Além disso, o algoritmo determina o valor inicial de D_c do conversor CC-CC.

O diagrama que representa a dinâmica do sistema foi implementado em Simulink®, e dividido em dois blocos principais: um contendo o modelo da matriz fotovoltaica e dispositivos de conversão (incluindo CLG, elo CC e CLR), e outro com modelo simplificado da rede de distribuição, implementado como uma barra infinita e linha com impedância, conforme ilustrado na Figura 3.9. Tal diagrama tem como variáveis de entrada a irradiação G e a temperatura T incidentes sobre a matriz fotovoltaica. Os valores iniciais das grandezas foram obtidos dos algoritmos de inicialização implementados em Matlab®.

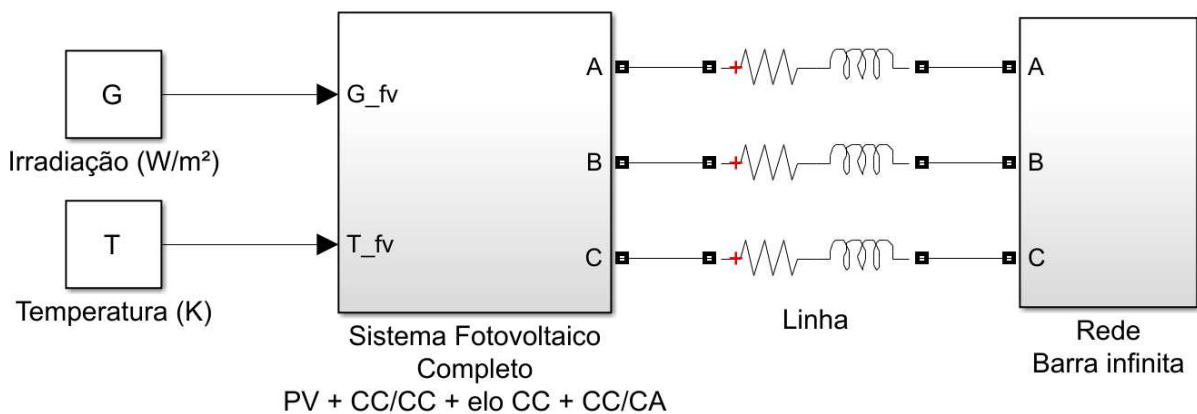


Figura 3.9: Topologia estudada com aplicação de falta.

3.4.1 Metodologia de Simulação

O sistema de geração estudado é composto por um conjunto fotovoltaico de 500 kW e é interligado à uma rede de distribuição de 380 V e frequência de 60 Hz. A linha que une o sistema à rede é representada por um circuito RL equivalente de Thevenin, cuja impedância total é de $Z_{th} = 0,0400 + j0,0754 \Omega$ (Bainy, 2015).

Para realizar as simulações, é considerada a topologia de conversão de dois estágios com conversor CC-CC tipo *buck-boost* (CLG) e um inversor trifásico (CLR). Além disso, uma falta trifásica-terra é aplicada nos terminais do CLR, conforme ilustrado na Figura 3.10 (Bainy, 2015).

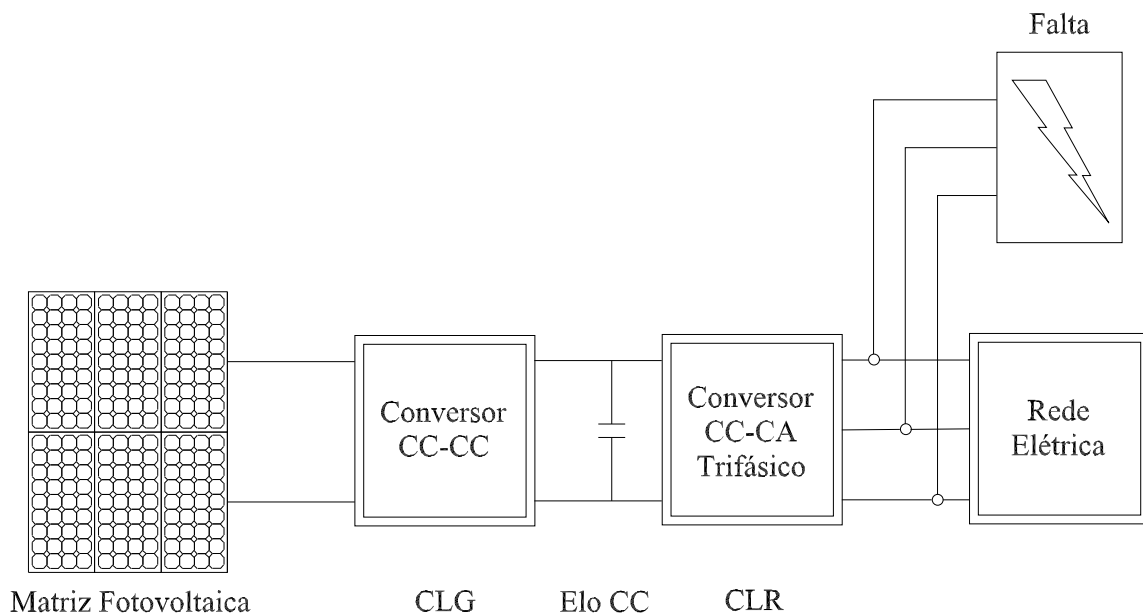


Figura 3.10: Topologia estudada com aplicação de falta.

Para este estudo, serão considerados três cenários diferentes de simulação, chamados de caso 1, caso 2 e caso 3. Cada caso difere entre si pelo ponto de operação do sistema e pela característica da falta, conforme descrito nos itens a seguir:

- Caso 1: Falta com resistência de $0,05 \Omega$ com duração de 200 ms, ponto de operação do sistema em 1 p.u. (500 kW) de potência ativa gerada e fator de potência unitário visto da rede;
- Caso 2: Falta com resistência de $0,06 \Omega$ com duração de 300 ms, ponto de operação do sistema em 0,95 p.u. (475 kW) de potência ativa gerada e fator de potência unitário visto da rede;
- Caso 3: Falta com resistência de $0,05 \Omega$ com duração de 200 ms, ponto de operação do sistema em 1 p.u. (500 kW) de potência ativa e 0,33 p.u. (165 kvar) de potência reativa gerada, correspondendo a um fator de potência de 0,95 visto da rede.

O principal objetivo de separar as simulações nesses três casos é de poder avaliar o comportamento dinâmico do mesmo sistema sob pontos de operação diferentes (casos 1, 2 e 3) e sob faltas de diferentes intensidades e durações (casos 1 e 2). Os parâmetros do sistema simulado são apresentados na Tabela 3.1 (Bainy, 2015).

Tabela 3.1: Parâmetros do sistema simulado.

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
Número de células em série (N_{ss})	50
Número de <i>strings</i> em paralelo (N_{pp})	50
Resistência série equivalente (R_s)	601.336 Ω
Resistência em paralelo equivalente (R_p)	0.230 Ω
Coefficiente corrente/temperatura	0.0032 A/K
Coefficiente tensão/temperatura	-0.123 V/K
Potência nominal do conjunto fotovoltaico (P_g)	500 kW
Magnitude da taxa de variação de D_c (K_r)	0,1
Capacitância do elo CC (C)	16,8 mF
Limite de corrente do CLR (I_{max})	1377 A
Tensão terminal do CLR (V_t)	387,75 V
Corrente de saída do CLR (I_t)	859,66 A
Constante de tempo do controle de corrente do CLR (T_a)	1 ms
Ganho proporcional do controlador de tensão do elo CC ($KP1$)	20
Período do integrador do controlador de tensão do elo CC ($Ti1$)	0,066 ms
Ganho proporcional do controlador de potência reativa ($KP2$)	0,0004
Período do integrador do controlador de potência reativa ($Ti2$)	0,333 ms

3.4.2 Simulação do Caso 1

Para realizar a simulação do caso 1, considerou-se uma falta aplicada no instante 0,5 s do período total de simulação, enquanto o sistema operava em regime permanente, fornecendo 500 kW de potência ativa à rede. Neste caso, as variáveis analisadas são a tensão e corrente terminais do CLR, as potências ativas gerada e entregue à rede e a tensão do elo CC.

O comportamento da tensão terminal do CLR, que corresponde a tensão no ponto de acoplamento com a rede, é ilustrado na Figura 3.11. Na figura, é possível notar que após a aplicação da falta ocorre um afundamento de tensão de aproximadamente 50% que se mantém durante todo o período da falta. Quando a falta é eliminada, a tensão terminal oscila atingindo um pico instantâneo de aproximadamente 19% acima do valor nominal, e retorna ao seu valor de regime com um certo atraso oscilatório que pode ser percebido pelo gráfico, de modo que a recuperação de tensão pós-falta durou aproximadamente 200 ms, que é o tempo de duração da própria falta.

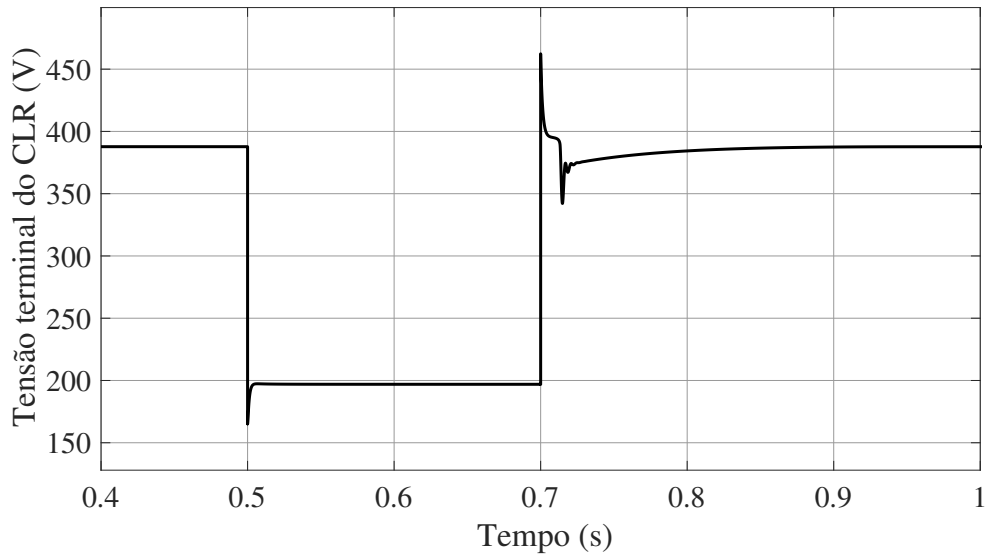


Figura 3.11: Tensão terminal do CLR: caso 1.

A Figura 3.12 ilustra a dinâmica da corrente terminal do CLR para esta simulação. Observa-se que há um aumento de corrente até seu valor de saturação no momento em que ocorre a falta e esse aumento perdura até a remoção da falta. Nota-se, também, que após a remoção da falta, ocorre uma redução brusca de aproximadamente 1320 A, antes da recuperação ao valor de regime, que dura cerca de 210 ms.

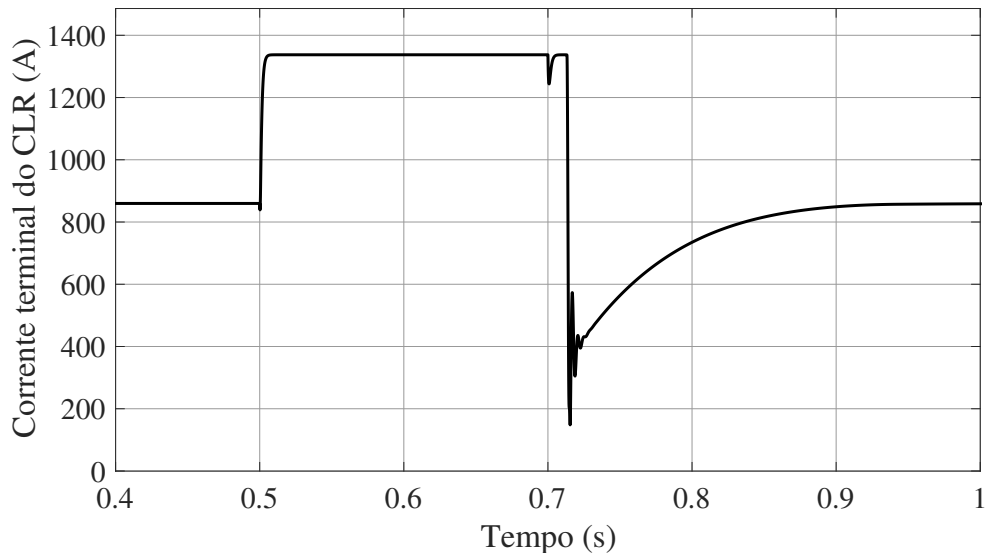


Figura 3.12: Corrente terminal do CLR: caso 1.

O comportamento das potências ativas gerada e entregue à rede são ilustrados na Figura 3.13. Nota-se que, durante a falta, o sistema não consegue entregar a potência estabelecida do ponto de operação à rede, apenas aproximadamente 80%. Essa diferença ocorre porque, como visto na Figura 3.12, a corrente atinge um valor máximo, limitando também o fornecimento de potência entre CLR e rede. Como a limitação de corrente só dura até a remoção da falta, após este evento, a potência sofre uma elevação de aproximadamente 58% em relação ao valor de operação, permanecendo neste valor por cerca de 15 ms. A partir daí, ocorre uma variação

brusca de potência, ocasionada pela variação pós-falta observada no comportamento da corrente, antes da recuperação total dessa variável ao valor de regime. A recuperação da potência levou cerca de 250 ms.

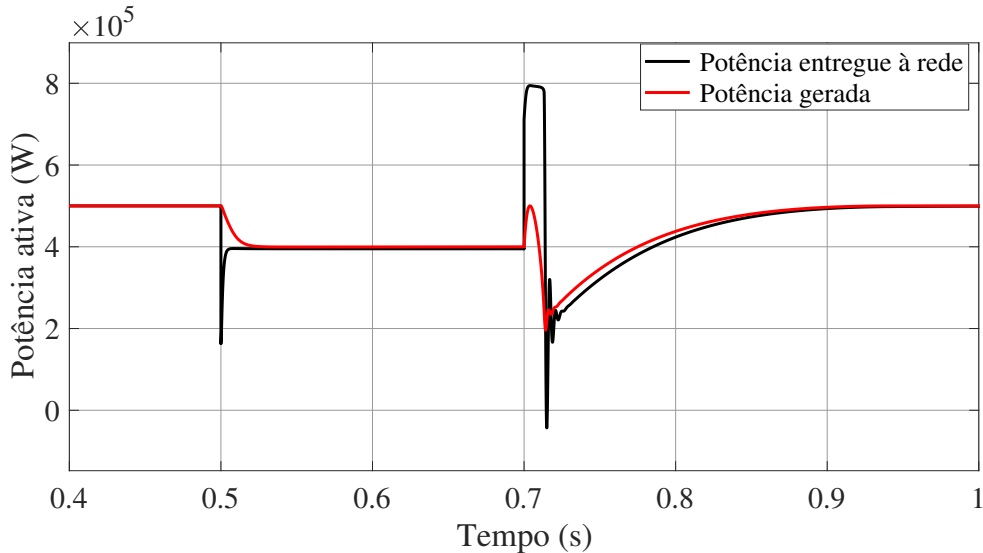


Figura 3.13: Potências ativas gerada e entregue à rede: caso 1.

A potência gerada também sofre influência direta da aplicação da falta, reduzindo pouco menos de 100 kW. Embora durante a falta ambas as potências tenham valores muito próximos, existe um desbalanço entre elas. A potência gerada tende a crescer lentamente devido a influência do controle MPPT, que tenta reestabelecer o valor máximo de potência (condição pré-falta). No entanto, o algoritmo não é rápido o suficiente para atingir o MPP durante o breve período de falta.

Os picos que acontecem instantaneamente no início e no final do período de falta no comportamento das variáveis analisadas do lado do CLR podem ser explicados pela relação entre a rapidez de ambas as dinâmicas de tensão terminal e de corrente terminal do CLR. A primeira, por sua vez, é ligeiramente mais rápida que a segunda. Desse modo, a corrente sofre um atraso na recuperação pós-falta em relação à tensão terminal.

Como visto em (2.21), a variação da tensão do elo CC depende da existência de um desbalanço entre a potência gerada e a potência entregue à rede. Como este desbalanço existe durante todo o período transitório da dinâmica, conforme ilustrado na Figura 3.13, e como $P_g > P_t$, é de se esperar um aumento no valor de V_{dc} durante o período transitório da dinâmica. O comportamento da tensão do elo CC é ilustrado na Figura 3.14.

Pela figura, percebe-se a elevação contínua da tensão do elo CC a partir do momento de aplicação da falta, que chega ao valor máximo de 814 V, 23% maior que seu valor de referência de 660 V. O aumento contínuo desta variável indica que a sobretensão no elo CC é diretamente proporcional ao tempo de duração da falta.

Outra característica observada é uma variação espúria na recuperação da tensão do elo CC

após a eliminação da falta. A tensão V_{dc} cai rapidamente e atinge um valor de aproximadamente 40% da referência. Na sequência, a tensão se recompõe ao seu valor de regime com certo atraso. A recuperação pós-falta da tensão do elo CC leva cerca de 300 ms.

Com os resultados apresentados no caso 1, nota-se a ocorrência de muitas oscilações, atrasos e sobressinais indesejados. Isso ocorre porque as malhas de controle de tensão do elo CC e de potência reativa envolvem estruturas em cascata com malhas de controle internas das componentes de eixo direto e em quadratura da corrente do inversor. Essa corrente está sujeita às limitações operativas devido à máxima capacidade de condução de corrente dos dispositivos de potência que compõe o inversor, podendo causar o fenômeno de sobrecarga da ação integral, conhecido como efeito *windup*.

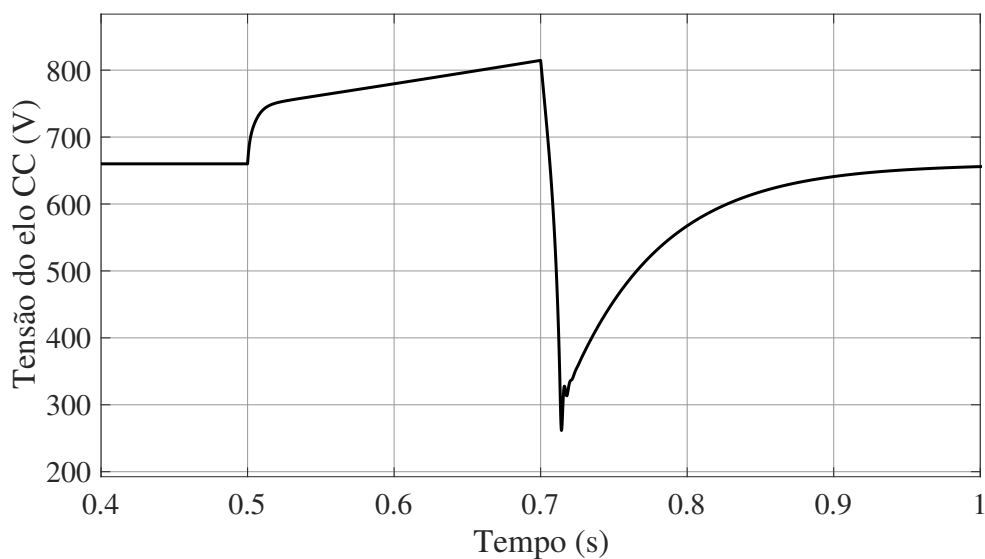


Figura 3.14: Tensão do elo CC: caso 1.

O *windup* ocorre em uma malha de controle dependendo da saturação dos atuadores. Nessa condição, a ação de controle produzida pelo controlador é saturada nos limites operativos dos atuadores, implicando em perda de desempenho, especialmente em uma evolução mais lenta da variável controlada. Em controladores PI e PID, isso causa a sobrecarga da ação integral porque o erro observado pelo controlador dura mais tempo, sendo acumulado pela ação integral do controlador (Astrom & Rundqwist, 1989).

Assim, o *windup* afeta diretamente o desempenho das malhas de controle, causando sobressinais e oscilações indesejadas, podendo inclusive levar o sistema à instabilidade. No caso de faltas ou afundamentos de tensão, os controles de tensão do elo CC e de potência reativa atuarão para aumentar a corrente do inversor, o que pode causar a saturação da corrente e, conseqüentemente, o surgimento de *windup*.

3.4.3 Simulação do Caso 2

Para realizar a simulação do caso 2, considerou-se uma falta aplicada no instante 0,5 s do período total de simulação, enquanto o sistema operava em regime permanente, fornecendo 475 kW de potência ativa à rede. Neste caso, foi aplicada uma falta mais fraca (de maior resistência) em relação ao caso 1, no entanto com maior tempo de duração. As variáveis analisadas neste caso de simulação são as mesmas do caso 1. No entanto, agora que se introduziu o *windup*, as análises serão feitas separadamente do ponto de vista durante e pós-falta.

Neste caso, como a falta aplicada é de menor intensidade e a potência ativa do ponto de operação é menor comparada ao caso 1, pode-se observar na Figura 3.15 que o afundamento de tensão terminal do CLR durante a falta é menor. No entanto, a corrente terminal do CLR satura mesmo assim, como no caso 1, conforme pode ser visto na Figura 3.16. A potência entregue à rede sofre um decréscimo menor neste caso, conforme ilustrado na Figura 3.17, porque o afundamento da tensão terminal do CLR é menor. Já a tensão do elo CC, por sua vez, aumenta a uma taxa levemente menor em relação ao caso 1, atingindo um valor máximo de 811 V, conforme ilustrado na Figura 3.18, visto que há um menor desbalanço entre as potências ativas gerada e entregue à rede.

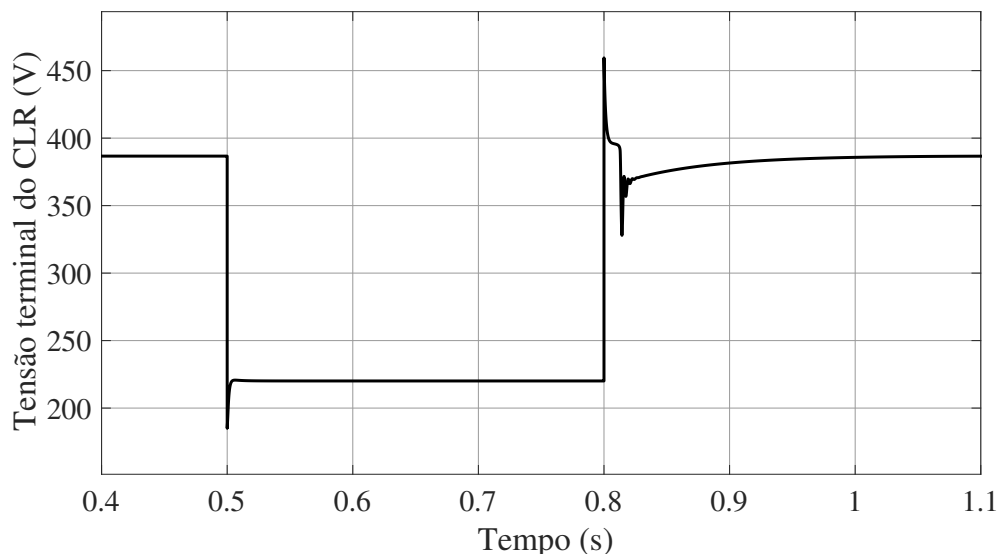


Figura 3.15: Tensão terminal do CLR: caso 2.

Do ponto de vista pós-falta, como a corrente saturou durante a falta, a ação integral do controlador de tensão do elo CC sofreu *windup*, e por isso, no momento em que a falta foi removida, a malha de controle de tensão do elo CC não conseguiu reestabelecer a corrente terminal do CLR rápido o suficiente, e isso causou o atraso visto na recuperação de tensão (Figura 3.15), corrente (Figura 3.16) e de potência (Figura 3.17) nos terminais do CLR, conforme observado nas figuras. Em complemento, a ação integral do controlador de tensão do elo CC exige um alto erro negativo, o que impõe uma ampla redução na tensão do elo CC, a qual ocorre de forma abrupta e atingindo valores baixos (Figura 3.18).

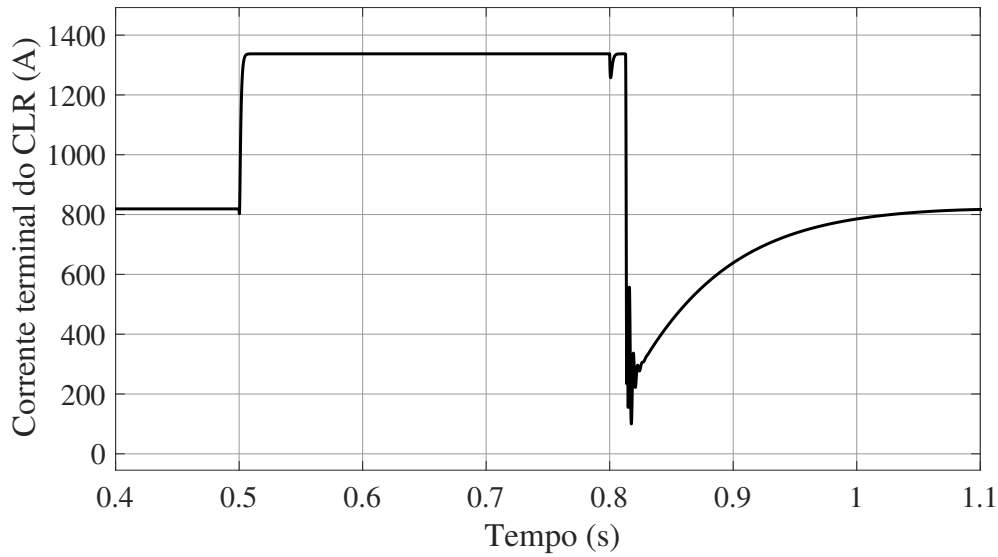


Figura 3.16: Corrente terminal do CLR: caso 2.

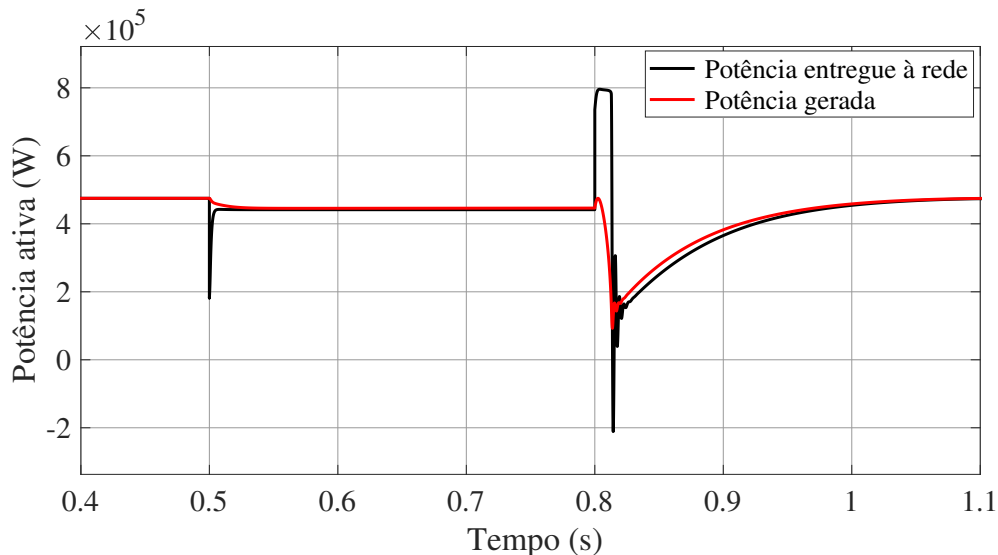


Figura 3.17: Potências ativas gerada e entregue à rede: caso 2.

Ao comparar as Figuras [3.14](#) e [3.18](#), nota-se, que no caso 2, a variação brusca causada na tensão do elo CC pós-falta (aproximadamente -675 V) é maior do que no caso 1 (aproximadamente -552 V). Isso indica que os resultados são piores para faltas mais longas, mostrando que, neste caso, o *windup* da ação integral é mais intenso. Nota-se também que neste caso a recuperação pós-falta da tensão do elo CC levou cerca de 500 ms, que representa um maior atraso na recuperação em relação ao caso 1, que levou cerca de 300 ms.

3.4.4 Simulação do Caso 3

No caso 3, foi considerada uma falta aplicada no instante 0,5 s do período total de simulação, enquanto o sistema operava em regime permanente, fornecendo 500 kW de potência ativa

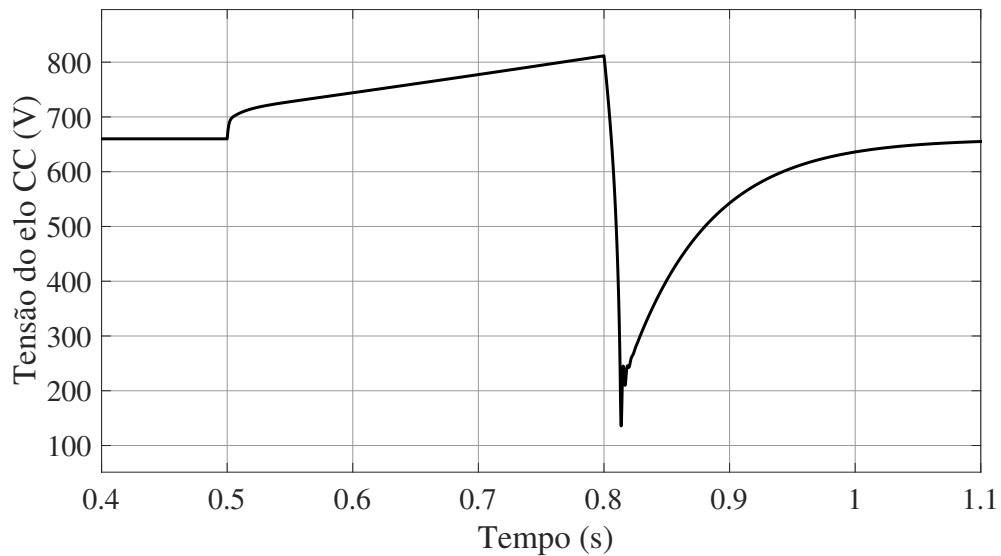


Figura 3.18: Tensão do elo CC: caso 2.

e 165 kvar de potência reativa à rede, correspondendo a um fator de potência de 0,95. A falta aplicada neste sistema tem as mesmas características do caso 1. As variáveis analisadas neste caso de simulação são a tensão do elo CC e as potências ativa e reativa entregues à rede. Ainda assim, a dinâmica da corrente terminal do CLR é ilustrada na Figura [3.19](#), apenas para mostrar que o limite operativo de corrente do inversor também é atingido neste caso.

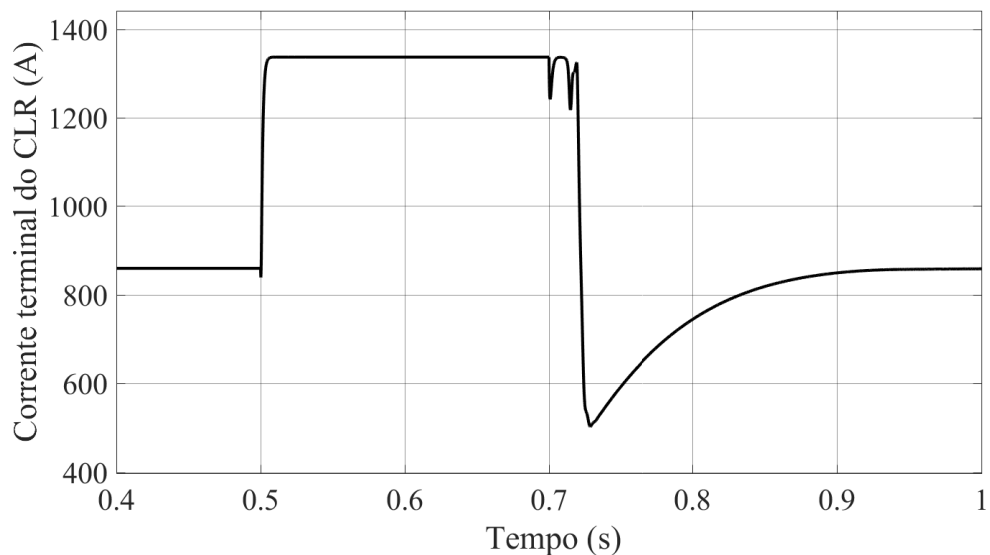


Figura 3.19: Corrente terminal do CLR: caso 3.

Neste caso, diferentemente dos anteriores, é possível visualizar os efeitos da malha de controle de potência reativa. Os comportamentos da tensão do elo CC, ilustrado na Figura [3.20](#), e da potência ativa, ilustrado na Figura [3.21](#), antes, durante e após a falta são bastante similares aos obtidos nos casos 1 e 2. No entanto, ao analisar o comportamento da potência reativa entregue à rede, ilustrado na Figura [3.22](#) percebe-se que o *windup* da ação integral da malha de controle de potência reativa é tão alto durante a falta que o controlador não consegue regular o valor à sua referência. Além disso, é possível notar uma grande variação após a eliminação

da falta e um atraso na recuperação pós-falta do valor de potência reativa, consequências do surgimento de *windup*.

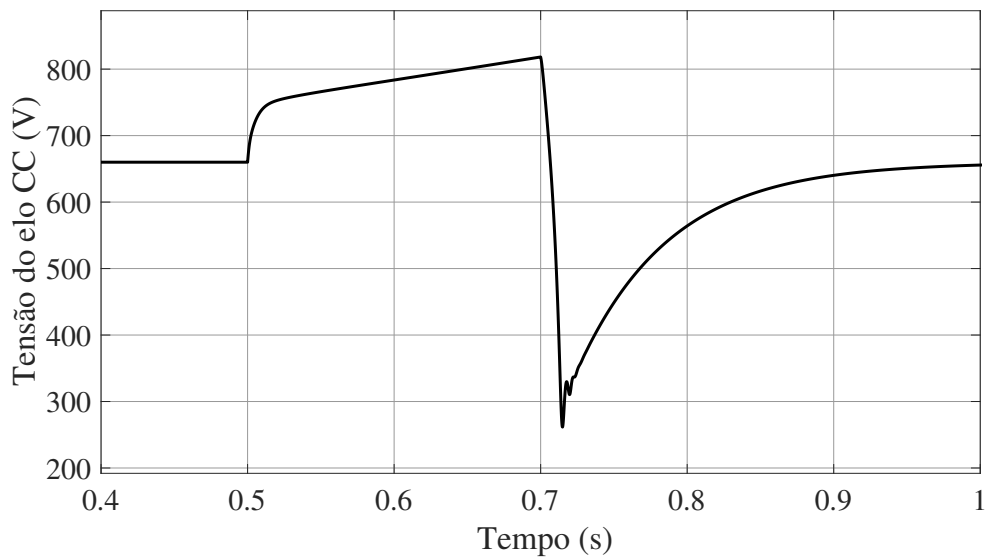


Figura 3.20: Tensão do elo CC: caso 3.

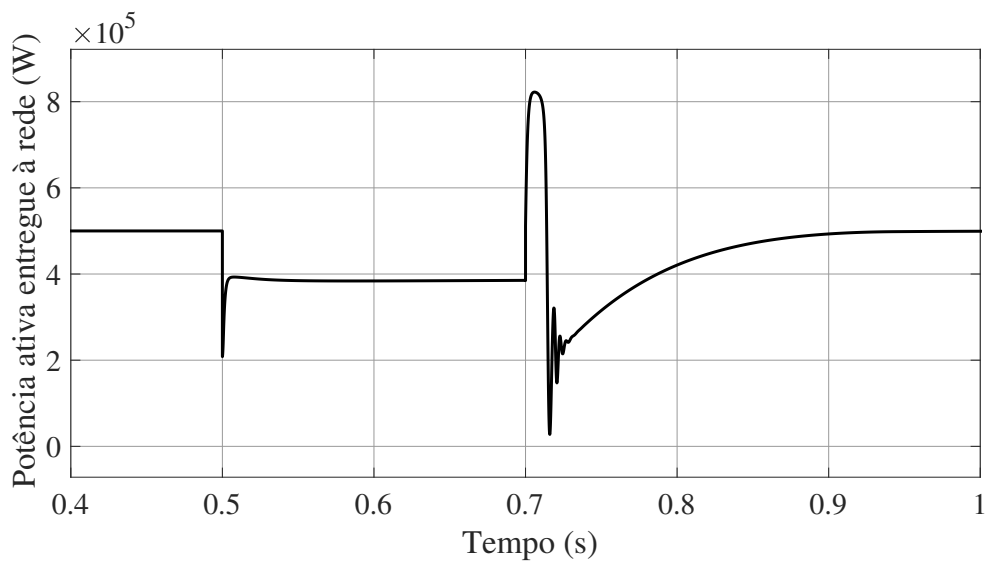


Figura 3.21: Potência ativa entregue à rede: caso 3.

3.5 Considerações Finais

Este capítulo apresentou inicialmente o funcionamento dos conversores *buck*, *boost* e *buck-boost*, introduzidos no Capítulo 2. A compreensão do funcionamento auxiliou a justificar o porque, neste trabalho, não são representados os limites operativos do conversor CC-CC estudado.

Na sequência foram apresentados os limites operativos de corrente do inversor. A cor-

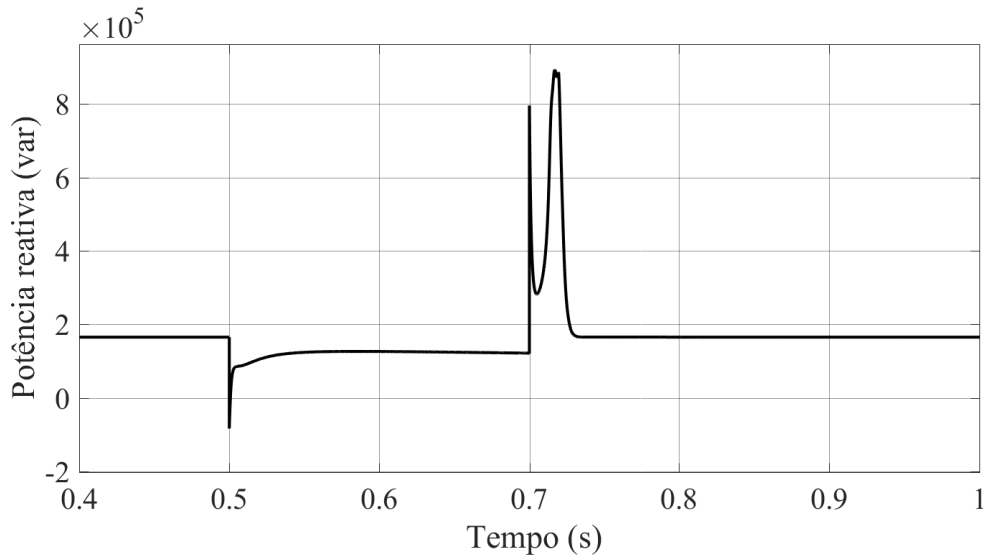


Figura 3.22: Potência reativa entregue à rede: caso 3.

rente dos inversores deve ser limitada para não danificar os semicondutores que os constituem, porque em caso de faltas elétricas, a corrente tende a ter seu valor elevado. Foram apresentadas duas estratégias de limitação de corrente: (i) limitação das componentes dq, a qual consiste em limitar separadamente as componentes I_d e I_q da corrente do inversor e; (ii) limitação da magnitude da corrente, ou limitação proporcional, que preserva a relação I_q/I_d , limitando a magnitude da corrente total.

Posteriormente, foram apresentados resultados de simulação que mostram as influências dos limites operativos na dinâmica de sistemas fotovoltaicos durante faltas na rede elétrica. Para isso, foram considerados três casos de simulação. Em todos eles, uma falta trifásica-terra foi aplicada nos terminais de saída do inversor. Os casos diferenciavam entre si pelo ponto de operação do sistema e pela intensidade e duração da falta.

Os resultados em geral mostraram que a limitação de corrente terminal do CLR causa um efeito de sobrecarga na ação integral dos controladores de tensão do elo CC e de potência reativa, chamado de *windup*. Este fenômeno, por consequência, influenciou diretamente a performance do sistema por meio de picos de variação indesejados e atrasos na recuperação pós-falta das variáveis, principalmente na tensão do elo CC. Além disso, percebeu-se que a aplicação da falta *windup* afeta diretamente a dinâmica do controle MPPT, que não é rápida o suficiente recuperar a máxima potência durante o curto intervalo da falta.

No entanto, é possível aprimorar o desempenho do sistema através de estratégias que reduzam os efeitos do *windup*, conforme apresentado no Capítulo 4 a seguir.

Capítulo 4

Ações *Anti-Windup* Aplicadas ao Controle de Sistemas Fotovoltaicos

Para compensar os efeitos causados pelo *windup* no comportamento dinâmico do sistema, existem várias estratégias que podem ser empregadas, chamadas de ações *anti-windup*. Este capítulo apresenta uma estratégia de *anti-windup* aplicada a ambas as malhas de controle de tensão do elo CC e de potência reativa de inversores em sistemas fotovoltaicos de geração distribuída.

Este trabalho considera controladores do tipo PI, nos quais a estratégia *anti-windup* é aplicada, compensando os efeitos da limitação de corrente do inversor. A aplicação dessa estratégia tem o objetivo de melhorar a dinâmica do sistema durante faltas elétricas e o desempenho da recomposição pós-falta.

É importante esclarecer os efeitos particulares de ações *anti-windup* no controle de sistemas fotovoltaicos, visto que os limites de corrente do inversor tendem a ser atingidos quando o sistema fica sujeito a faltas elétricas.

Por fim, este capítulo apresenta uma estratégia de limitação de tensão do elo CC utilizando uma ação análoga ao *anti-windup* sobre a tensão do elo CC que atua sobre o valor de D_c , visando afetar o controle MPPT e reduzir a geração de potência pelo conjunto fotovoltaico, tornando possível manter V_{dc} constante durante a falta.

4.1 Estratégia de Controle *Anti-Windup*

No contexto de controladores PI, um dos principais modos de implementar as ações *anti-windup* é através da técnica de *backcalculation* (Astrom & Rundqwist, 1989; Astrom & Hägglund, 1995), que usa a diferença entre os valores saturado e não saturado das variáveis de controle para gerar um sinal de realimentação que atua na entrada do integrador, conforme ilustrado na Figura 4.1.

Na figura, as linhas tracejadas mostram a inclusão de realimentações implementando a

técnica de *anti-windup* a partir da diferença entre os valores de entrada e saída do limitador da variável de controle. Na ocorrência de saturação, o sinal de entrada da ação integral de cada controlador é modificada de modo a prevenir o *windup*. Dessa forma, é possível reduzir o *windup* e, conseqüentemente, evitar o comprometimento da resposta transitória do sistema controlado (Li et al., 2011).

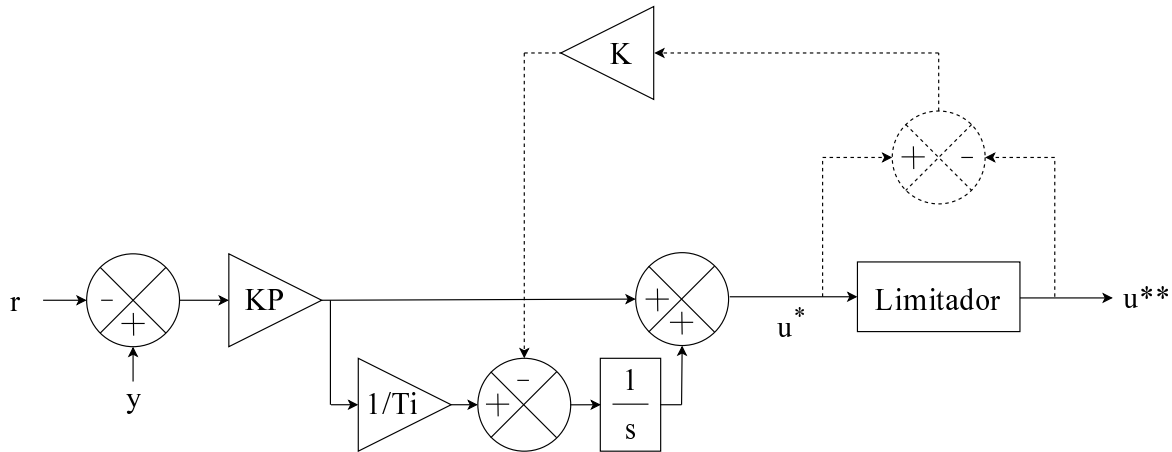


Figura 4.1: Inserção de *anti-windup* em um controlador PI.

O ganho K pode ser ajustado para obter a performance desejada. Como regra geral, Astrom & Rundqwist (1989) recomendam que o ganho utilizado seja igual a $1/T_i$, no qual T_i corresponde ao tempo integral do respectivo controlador.

Em regime permanente, a entrada do integrador da malha de controle deve ser nula, o que pode ser escrito como

$$\frac{KP}{T_i}(r - y) - K(u^* - u^{**}) = 0 \quad (4.1)$$

Isolando o valor de saída da ação integral (u^*), obtém-se

$$u^* = u^{**} + \frac{KP}{KT_i}(r - y) \quad (4.2)$$

A equação (4.2) mostra o efeito principal da ação *anti-windup* pelo método *backcalculation*, que consiste em forçar o valor da saída do integrador a ficar próximo ao valor da saída do limitador. Note que, na medida em que o valor de K aumenta, mais próximo o valor de u^* fica do valor de u^{**} . Caso contrário, quando K tende a zero, o valor de u^* tende a infinito.

4.2 *Anti-Windup* Aplicado a Sistemas Fotovoltaicos

Estudos relacionados a sistemas fotovoltaicos sujeitos a condições normais de operação desprezam os efeitos de *windup*, visto que, nessas situações, a limitação de corrente usualmente não é atingida. No entanto, esse não é o caso na ocorrência de faltas elétricas ou afundamentos de tensão, que são as condições de interesse de estudo neste trabalho.

Para tanto, a técnica de *backcalculation* será utilizada nas malhas de controle de tensão do elo CC e de potência reativa. Desse modo, os diagramas ilustrados na Figura 2.18 devem ser modificados conforme ilustrado na Figura 4.2. É importante perceber que as ações *anti-windup* só terão efeito caso a corrente do inversor atinja seu limite operativo. Além disso, embora as duas malhas de controle sejam independentes, ocorre um acoplamento dinâmico através da saturação e das ações *anti-windup*, porque a limitação de cada componente da corrente do inversor depende do valor de ambas.

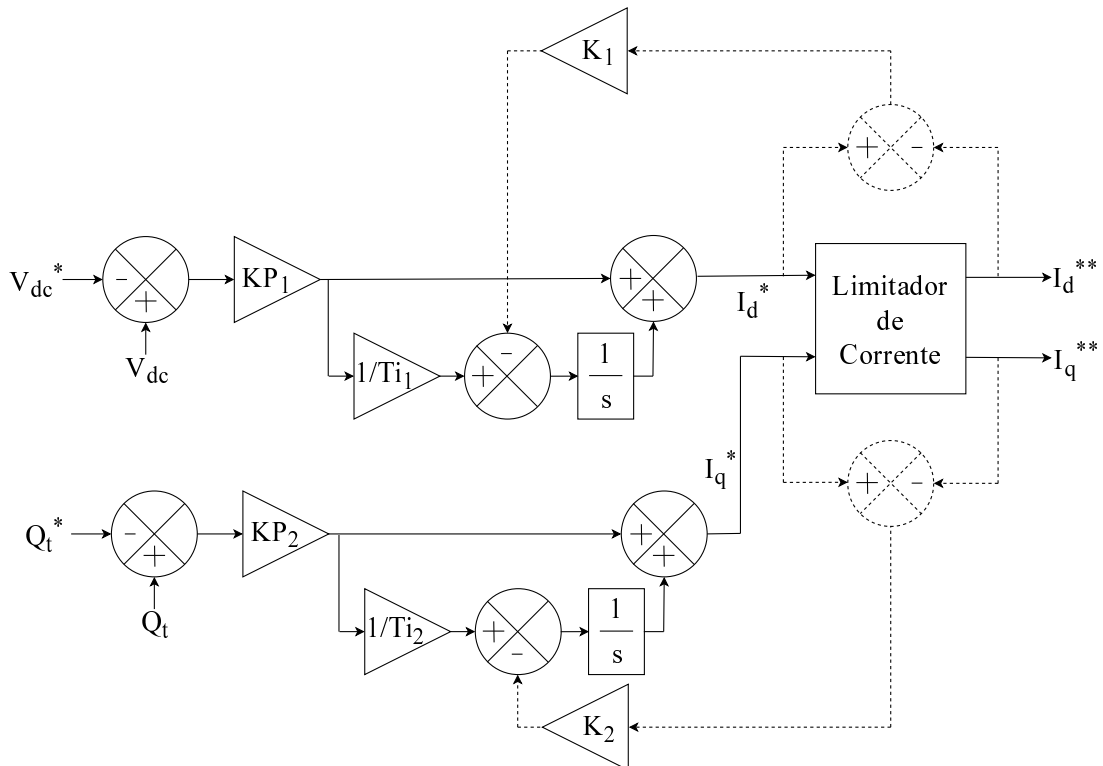


Figura 4.2: Malhas de controle com ações *anti-windup*.

4.3 Análise de Comportamento Dinâmico do Sistema com a Inserção de Ações *Anti-Windup*

Esta seção apresenta resultados de simulação que ilustram os efeitos da inserção das ações *anti-windup* nas malhas de controle de inversores sobre as principais variáveis do sistema foto-

voltaico.

A metodologia de simulação e análise é a mesma utilizada no Capítulo 2 (com mesma topologia e local de aplicação da falta ilustrada na Figura 3.10), inclusive para os mesmos casos 1, 2 e 3, contando com a diferença de que as malhas de controle implementadas em Simulink® foram modificadas conforme ilustrado na Figura 4.2. Cada resultado será avaliado comparando seu comportamento sem e com as ações *anti-windup*, para facilitar a compreensão dos efeitos dessas ações sobre a dinâmica do sistema.

Os valores adotados para os ganhos K_1 e K_2 em todos os casos são

$$K_1 = \frac{1}{T_{i_1}} = 15 \quad K_2 = \frac{1}{T_{i_2}} = 3000 \quad (4.3)$$

4.3.1 Efeitos das Ações *Anti-Windup* na Dinâmica do Sistema - Caso 1

Nesta subseção, inicialmente é analisada uma variável denominada $I_{d_{dif}} = I_d^* - I_d^{**}$ para entender o funcionamento das ações *anti-windup* sobre a diferença dos valores de entrada e saída do limitador de corrente no que diz respeito a componente I_d^* . Não obstante, as demais variáveis analisadas são a tensão terminal do CLR, a corrente terminal do CLR, a potência ativa entregue à rede, a tensão do elo CC e a potência gerada pelo conjunto fotovoltaico.

O comportamento de $I_{d_{dif}}$ ao longo do tempo é ilustrado na Figura 4.3. Nota-se que, sem a ação *anti-windup*, a diferença entre as correntes durante a falta aumenta gradativamente até atingir um valor próximo de 10000 A. Isso faz com que a sobrecarga na ação integral do controlador aumente na mesma proporção. Já com a inserção das ações *anti-windup*, percebe-se que essa diferença é praticamente zero. Isso significa que as ações *anti-windup* forçam o valor de I_d^* a ser igual ao valor de I_d^{**} durante a falta. Nos períodos pré e pós-falta, tal diferença é nula, visto que não há saturação da corrente do CLR.

Ao realizar esta simulação, percebe-se que durante a falta ocorre um afundamento de tensão terminal do CLR, conforme ilustrado na Figura 4.4. Por conta desse afundamento, a malha de controle de tensão do elo CC força a corrente terminal do CLR a aumentar e essa corrente satura, conforme ilustrado na Figura 4.5; devido a redução da tensão e a saturação da corrente, a potência ativa entregue à rede diminui, como ilustra a Figura 4.6 e; devido a esse decréscimo na potência entregue à rede, surge um desbalanço entre as potências ativa gerada e entregue à rede, causando aumento na tensão do elo CC, conforme ilustrado na Figura 4.7.

A análise dos resultados mostra que, no intervalo em que a falta ocorre, a operação com e sem as ações *anti-windup* não fazem diferença, visto que, neste período, o que predomina é o fenômeno da limitação de corrente.

Do ponto de vista pós-falta, com a ação *anti-windup* a ação integral dos controladores

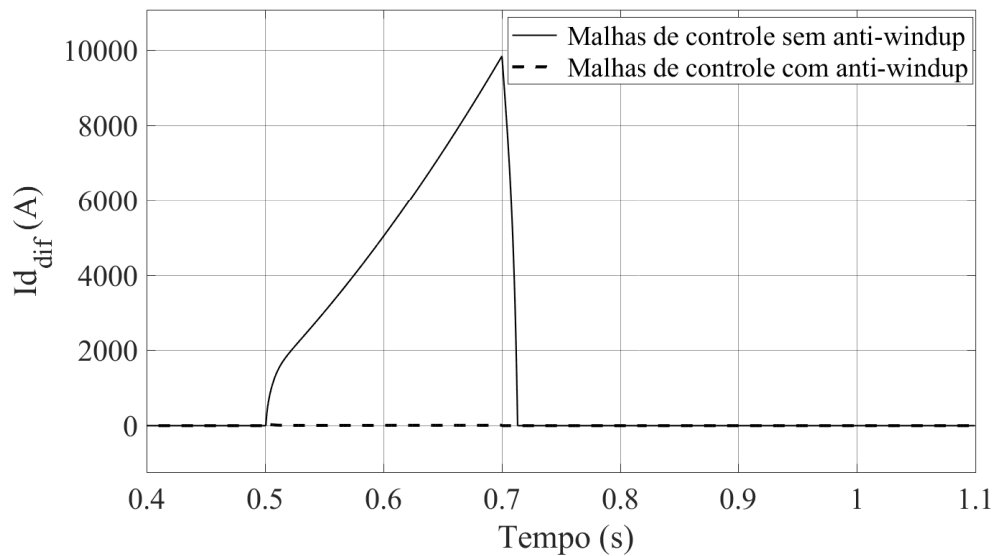


Figura 4.3: Dinâmica de $I_{d_{dif}}$ com e sem *anti-windup*: caso 1.

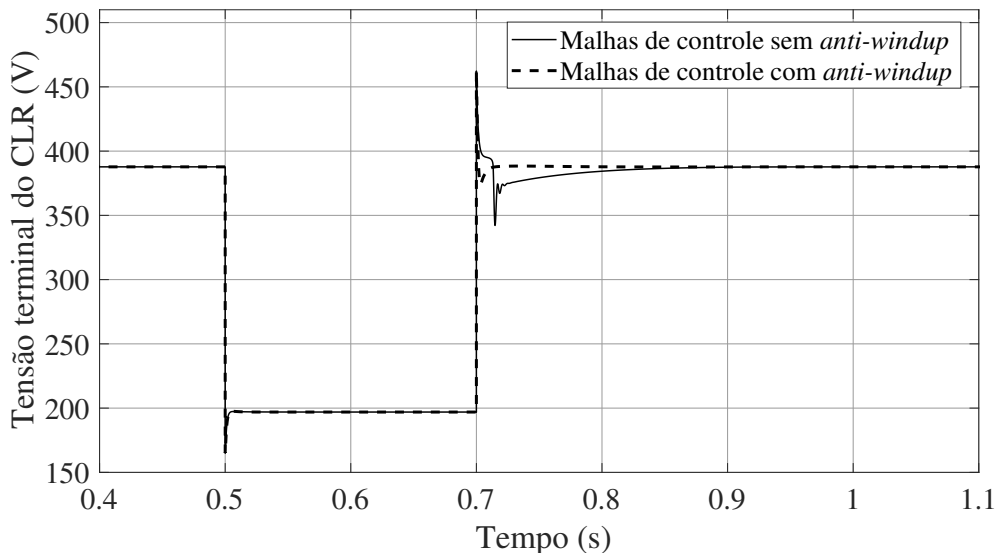


Figura 4.4: Tensão terminal do CLR com e sem *anti-windup*: caso 1.

PI não sofre *windup*, permitindo que o controlador de tensão do elo CC recupere essa tensão suavemente (eliminando a variação espúria existente sem a ação *anti-windup*), com impacto direto na recuperação da tensão e corrente terminais do CLR, o que influencia na dinâmica da potência entregue à rede. É possível perceber que, nos comportamentos das quatro variáveis analisadas, oscilações e atrasos foram bastante reduzidos, porque no momento em que a falta é removida, não há erro acumulado na ação integral dos controladores.

De forma similar às grandezas analisadas até então, as ações *anti-windup* também têm efeito sobre o controle MPPT. Isso pode ser visto na Figura 4.8, que mostra a potência ativa gerada pelo conjunto fotovoltaico para este caso.

Pode-se notar que, durante a falta, o comportamento dinâmico da potência ativa gerada pelo conjunto é igual para ambas as situações com e sem *anti-windup*: o conjunto fotovoltaico não consegue gerar a máxima potência e, embora o controle MPPT deva reestabelecer esta

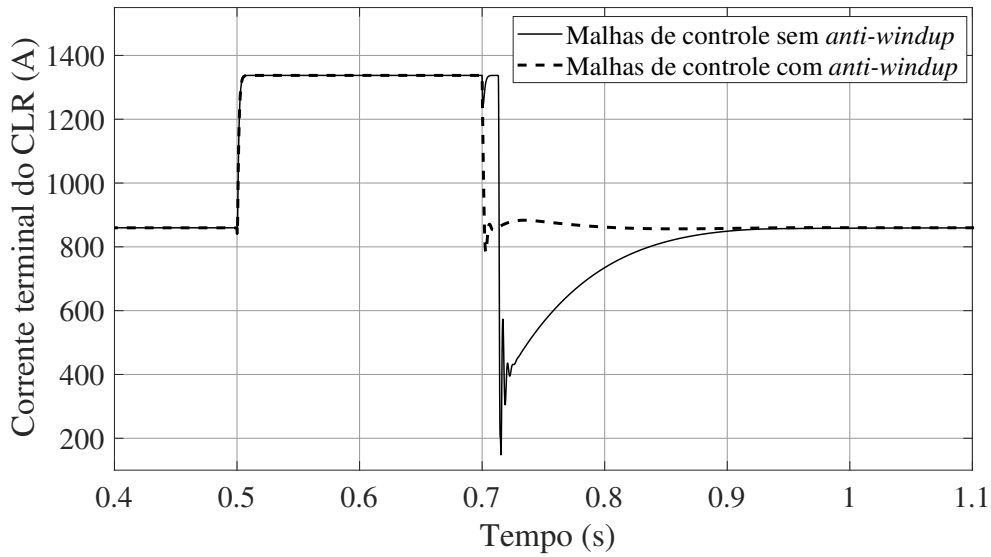


Figura 4.5: Corrente terminal do CLR com e sem *anti-windup*: caso 1.

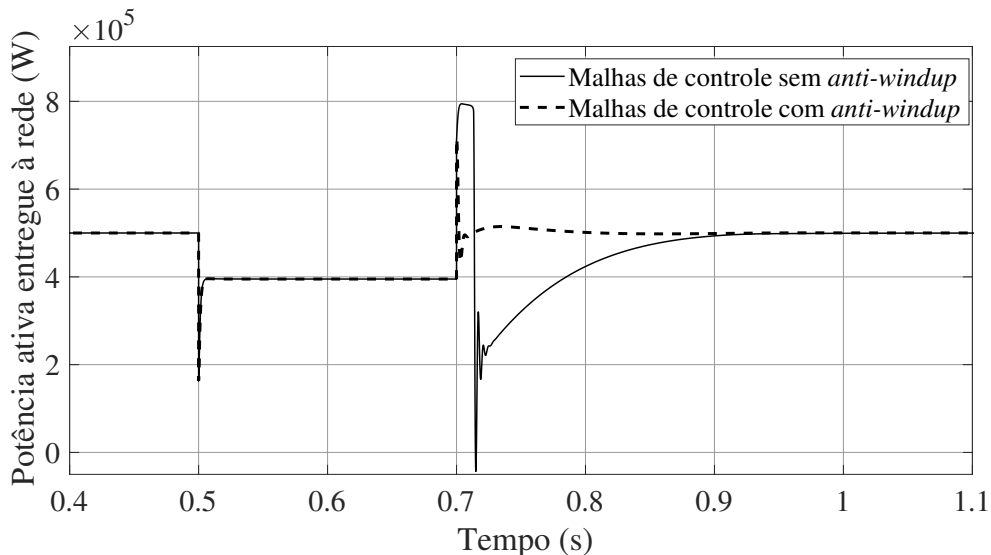


Figura 4.6: Potência ativa entregue à rede com e sem *anti-windup*: caso 1.

condição, a dinâmica do algoritmo implementado não é rápida o suficiente para acompanhar a variação de tensão do elo CC.

Além disso, observa-se que a recuperação pós-falta da potência ativa gerada é beneficiada pela ação *anti-windup*, que evita picos de variação desnecessários resultando em uma resposta mais suave pelo conjunto fotovoltaico, com melhor uso da potência gerada.

4.3.2 Efeitos das Ações *Anti-Windup* na Dinâmica do Sistema - Caso 2

Como visto na Subseção [4.3.1](#), os comportamentos das variáveis analisadas durante a falta são os mesmos independente da presença ou não das ações *anti-windup* nas malhas de controle. Portanto, nesta subseção as análises serão realizadas apenas do ponto de vista pós-falta. As

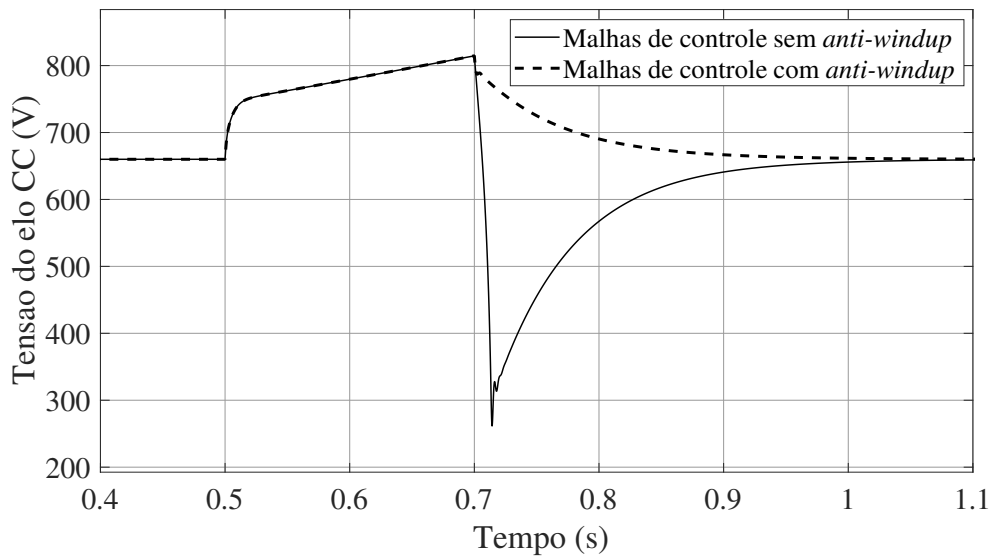


Figura 4.7: Tensão do elo CC com e sem *anti-windup*: caso 1.

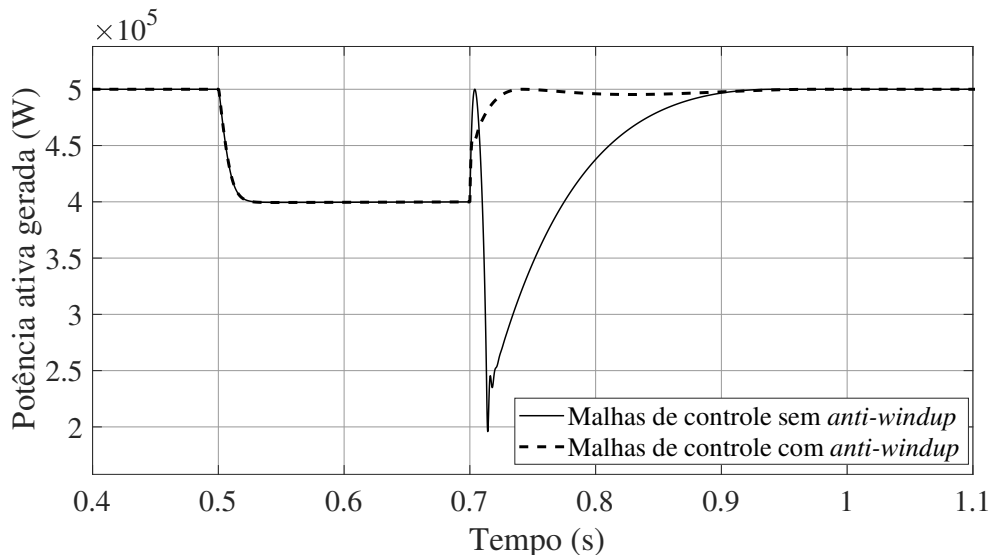


Figura 4.8: Potência gerada pelo conjunto fotovoltaico com e sem *anti-windup*: caso 1.

variáveis analisadas são $I_{d_{dif}}$, a tensão terminal do CLR (Figura 4.10), a corrente terminal do CLR (Figura 4.11), a potência ativa entregue à rede (Figura 4.12) e a tensão do elo CC (Figura 4.13).

Através do comportamento de $I_{d_{dif}}$ ilustrado na Figura 4.9, nota-se que, sem *anti-windup*, a diferença entre as correntes atinge um valor próximo a 12000 A durante a falta, que representa um aumento em relação ao caso 1, mesmo com a falta sendo de menor intensidade. Isso ocorre porque o tempo de duração da falta é mais longo e, embora a taxa de crescimento de $I_{d_{dif}}$ seja menor neste caso, tal crescimento dura mais tempo em relação ao caso 1.

Pode-se perceber que, com a inserção das ações *anti-windup*, a performance do sistema é bastante similar ao observado no caso 1, o que mostra que tais ações são capazes de manter o desempenho dinâmico do sistema sob diferentes condições de duração de falta e ponto de operação.

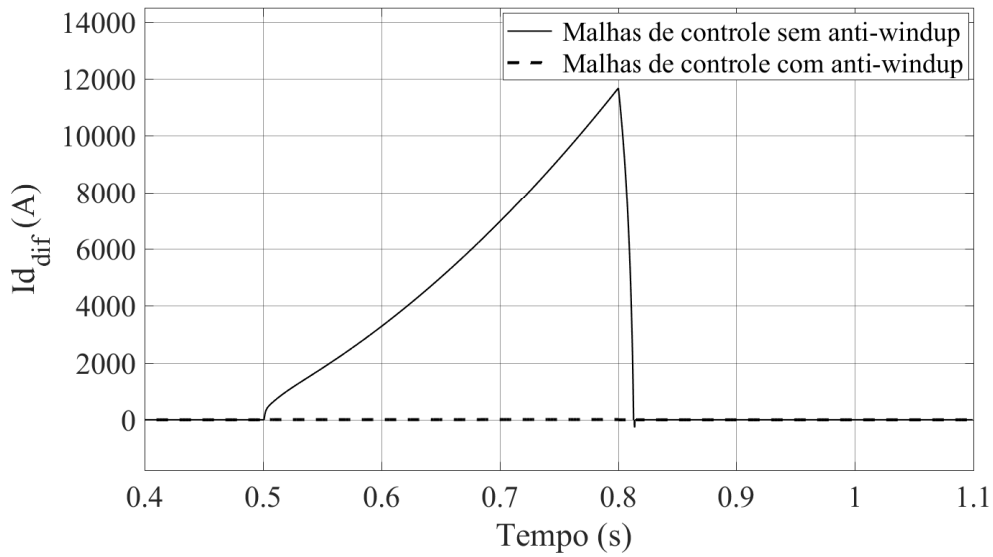


Figura 4.9: Dinâmica de $I_{d_{dif}}$ com e sem *anti-windup*: caso 2.

4.3.3 Efeitos das Ações *Anti-Windup* na Dinâmica do Sistema - Caso 3

Nesta subseção, como os comportamentos da tensão do elo CC e da potência ativa entregue à rede são similares aos dos casos anteriores, as únicas variáveis analisadas são $I_{d_{dif}}$ e a potência reativa entregue à rede.

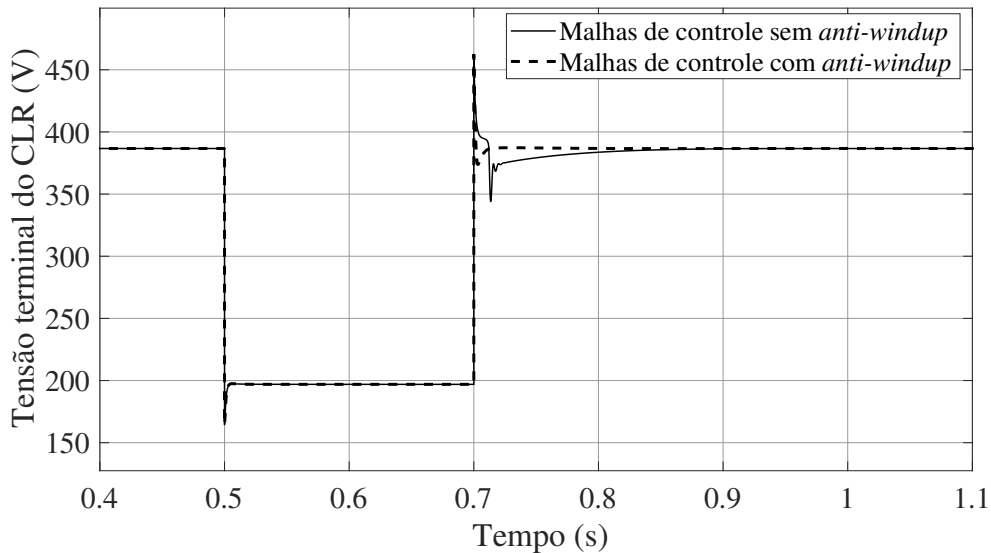


Figura 4.10: Tensão terminal do CLR com e sem *anti-windup*: caso 2.

Neste caso, o comportamento de $I_{d_{dif}}$ ilustra uma diferença máxima atingida entre as correntes de pouco mais de 10000 A, bastante similar ao caso 1. No entanto, o que diferencia o caso atual do caso 1 é justamente a malha de controle de potência reativa. Como neste caso há a influência dessa malha no limite de corrente, espera-se que essa influência afete o desempenho da malha de controle de tensão do elo CC e, por consequência, no valor de $I_{d_{dif}}$, visto que há um acoplamento entre as duas malhas de controle.

Além disso, as ações *anti-windup* reduzem a sobrecarga da ação integral dos controladores de tensão do elo CC e de potência reativa, tornando mais fácil para que o segundo controlador possa reestabelecer o valor de potência reativa à sua referência durante a falta, com um menor pico de variação e tempo de acomodação, conforme ilustrado na Figura 4.15.

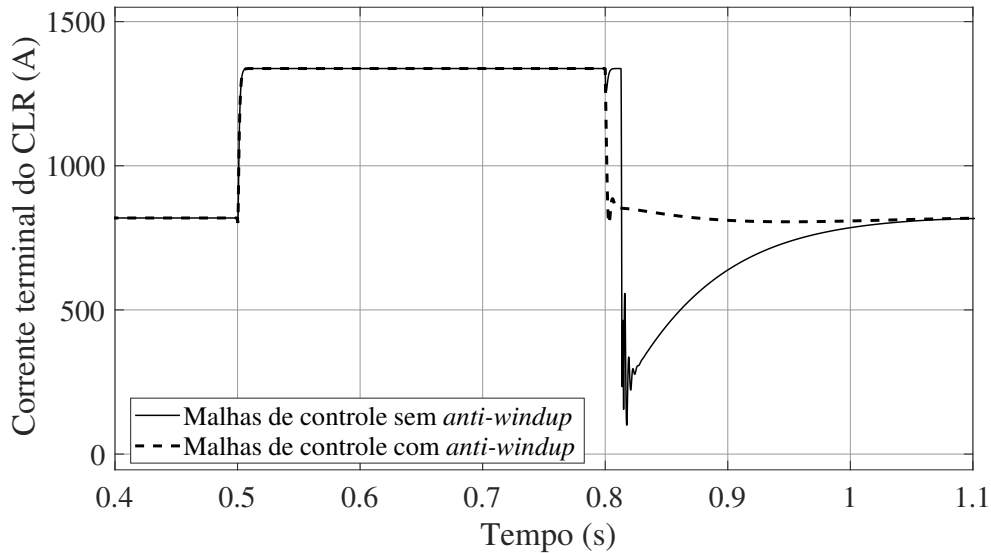


Figura 4.11: Corrente terminal do CLR com e sem *anti-windup*: caso 2.

Ademais, do ponto de vista pós-falta, as variações bruscas e tempos de acomodação também são reduzidos. Isso mostra que as ações *anti-windup* auxiliam a compensar os efeitos dos limites de corrente do inversor, possibilitando uma boa performance durante faltas, mesmo com condições críticas de operação com potência reativa.

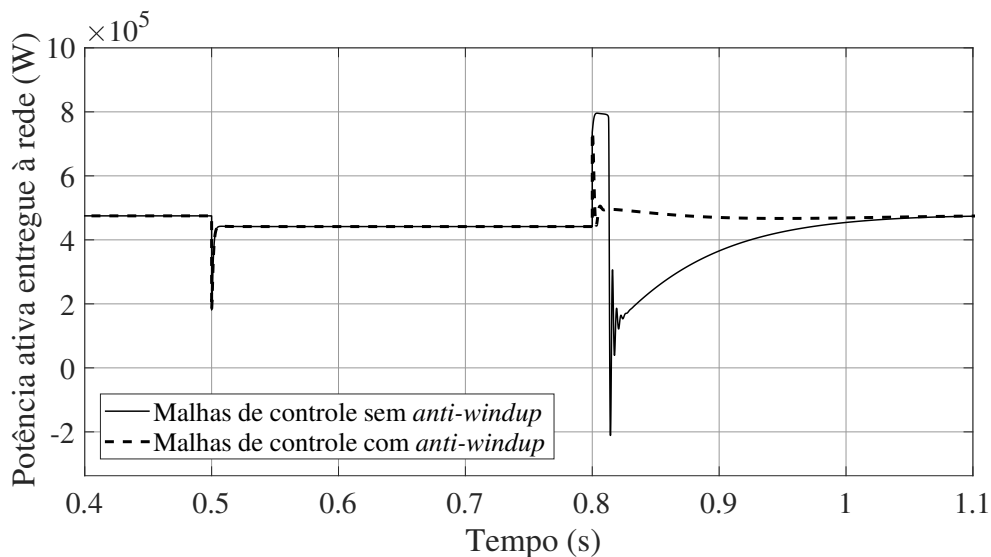


Figura 4.12: Potência ativa entregue à rede com e sem *anti-windup*: caso 2.

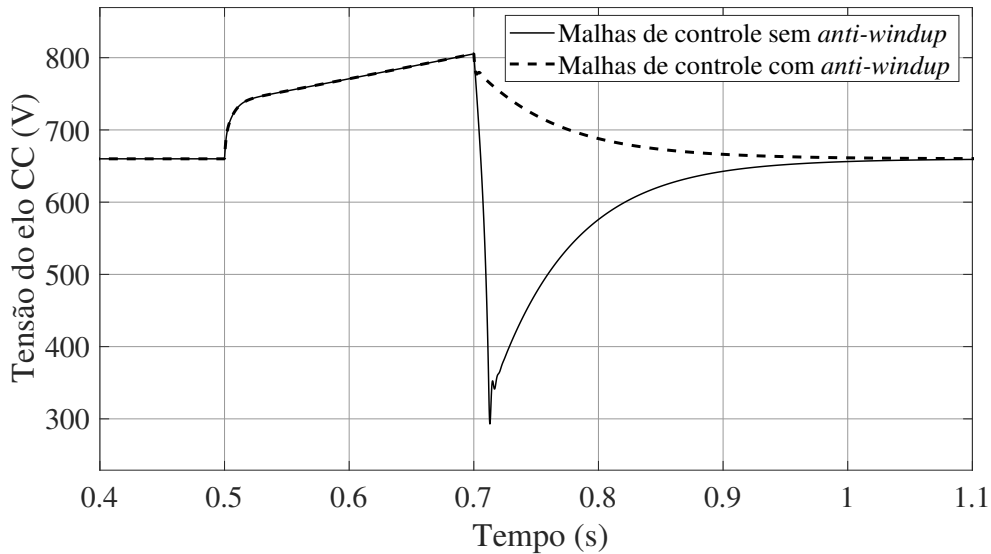


Figura 4.13: Tensão do elo CC com e sem *anti-windup*: caso 2.

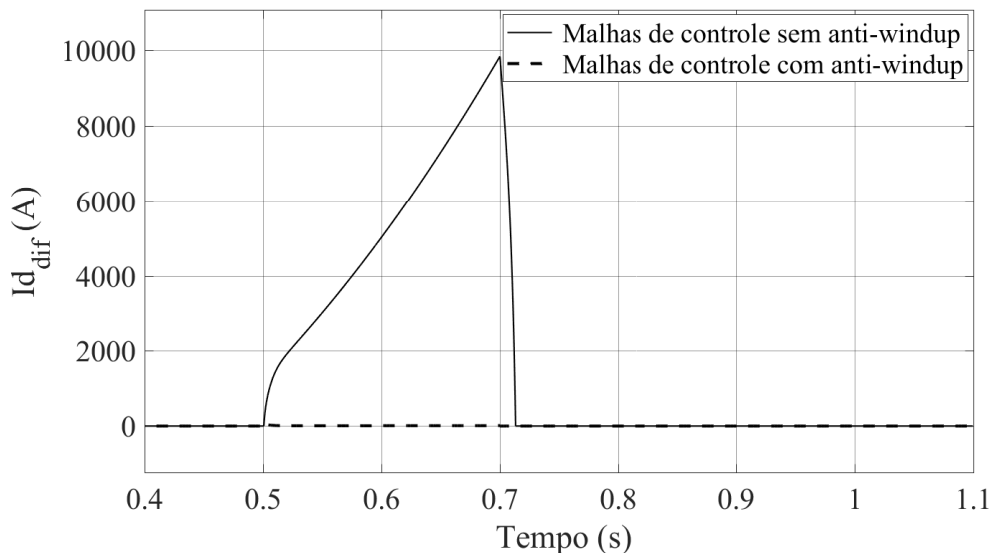


Figura 4.14: Dinâmica de $I_{d_{dif}}$ com e sem *anti-windup*: caso 3.

4.4 Estratégia de Limitação da Tensão do Elo CC

Como visto nos resultados ilustrados nas seções anteriores, embora as ações *anti-windup* contribuam para um melhor desempenho das malhas de controle do inversor, a tensão do elo CC cresce continuamente durante o período de falta, de modo que tal crescimento depende diretamente da magnitude e do tempo de duração da falta. Nesta seção será apresentada uma estratégia de limitação de V_{dc} análoga à aplicação de ações *anti-windup* realizada nas malhas de controle do inversor.

De acordo com (2.21), percebe-se que a variação de V_{dc} ao longo do tempo depende da existência de um desbalanço entre P_g e P_t . Assim, se for possível diminuir ou até mesmo anular esse desbalanço no período de falta, pode-se fazer com que a variação de V_{dc} também diminua ou se anule. Desse modo, é necessário implementar uma ação de controle que atue nas variáveis

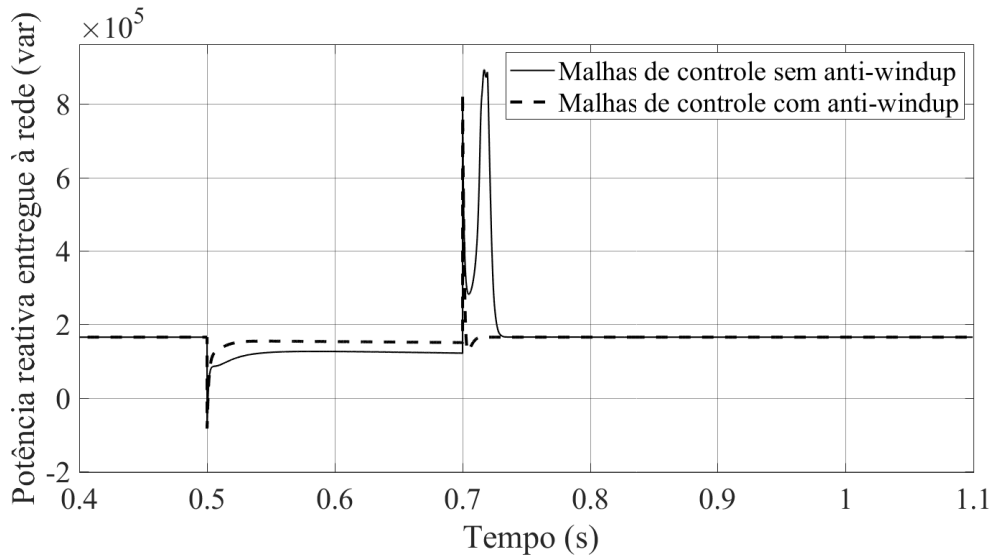


Figura 4.15: Potência reativa entregue à rede com e sem *anti-windup*: caso 3.

que garantam um decréscimo no valor de P_g , fazendo com que $P_g - P_t \rightarrow 0$.

A variável de controle do CLG que afeta o valor de P_g através do algoritmo de controle MPPT é D_c . Dessa forma, percebe-se que atuando nesta variável, pode-se afetar indiretamente o valor de P_g . Assim, a estratégia de limitação adotada consiste em atuar sobre o valor de D_c através da diferença entre o valor saturado e não saturado de V_{dc} , de forma análoga a aplicação de uma ação *anti-windup*. O diagrama de blocos da Figura 4.16 ilustra como esta estratégia foi implementada, cujas partes são apresentadas em linhas pontilhadas.

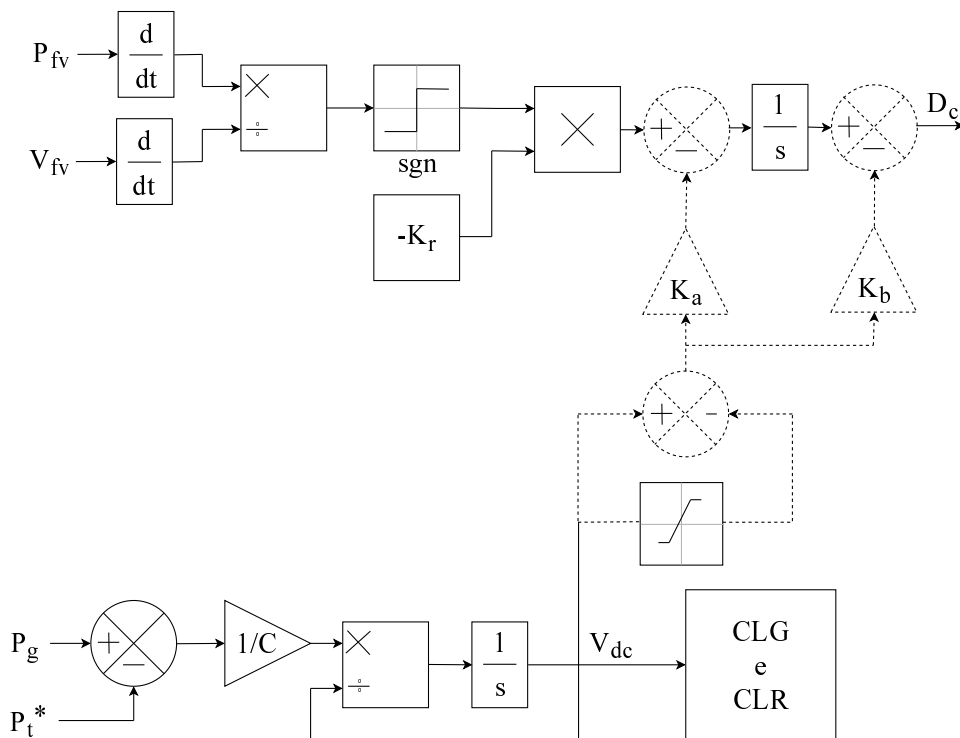


Figura 4.16: Diagrama de blocos que representa a estratégia de limitação de V_{dc} .

Note que a diferença entre os valores saturado e não saturado de V_{dc} são usados para atuar

no mesmo diagrama ilustrado na Figura 2.17, antes e depois do bloco integral, com ganhos K_a e K_b . O ganho K_a seria a atuação normal de uma ação *anti-windup* convencional, que atua na entrada da ação integral. Já o ganho K_b foi inserido na estratégia por questões de melhoria de desempenho. Ambos os ganhos podem ser ajustados conforme a necessidade. Na Figura 4.17 é possível ver como o ganho K_a afeta o desempenho da tensão do elo CC durante falta, desprezando o ganho K_b .

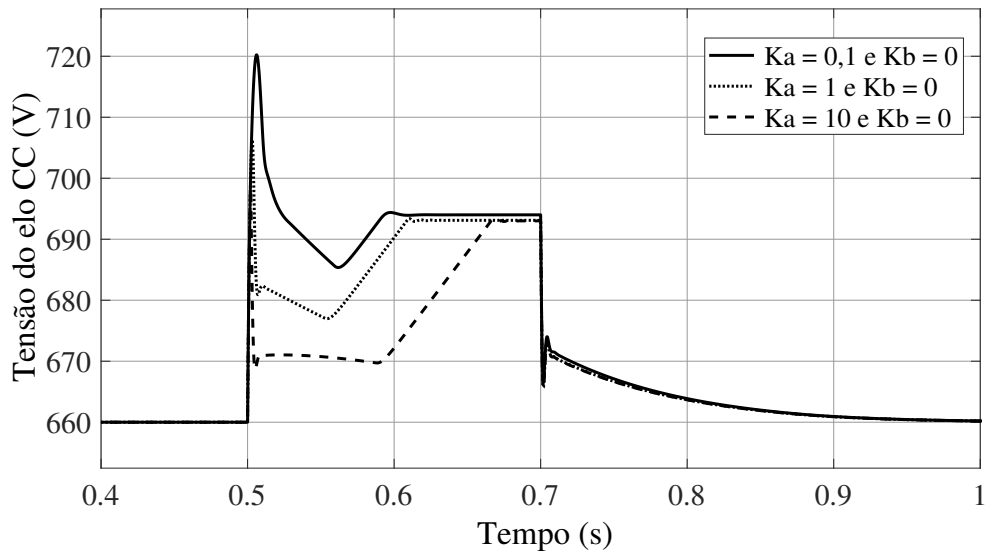


Figura 4.17: Influência do ganho K_a sobre V_{dc} considerando $K_b = 0$.

Já na Figura 4.18 é ilustrada a influência do ganho K_b sobre a tensão do elo CC, considerando valor fixo de $K_a = 1$.

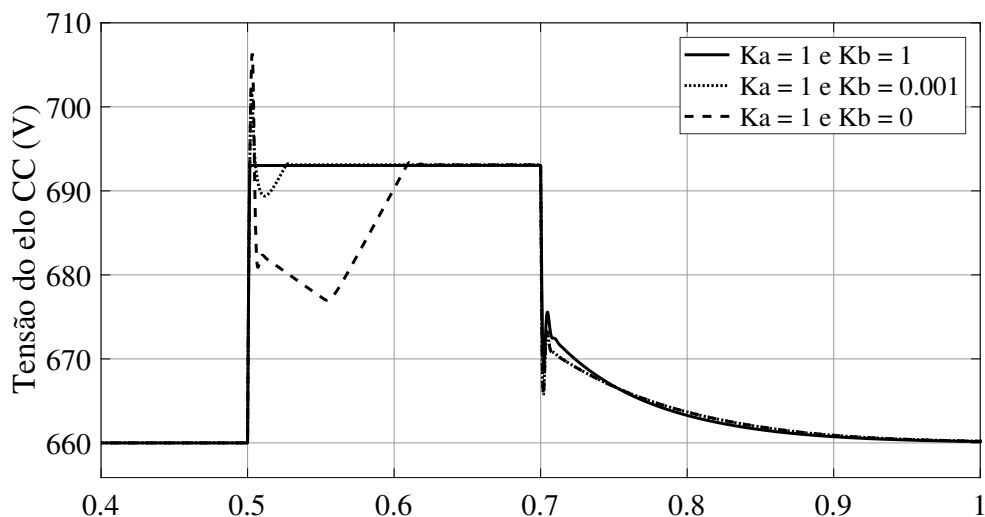


Figura 4.18: Influência do ganho K_b sobre V_{dc} considerando $K_a = 1$.

Além disso, é importante notar que o bloco de saturação não serve para limitar o valor real de V_{dc} , e sim apenas para determinar a diferença entre os seus valores de entrada e saída.

Assim, a partir de agora será estudada a influência da estratégia de limitação de V_{dc} apre-

sentada sobre a dinâmica do sistema.

4.5 Influência da Estratégia de Limitação de V_{dc} na Dinâmica do Sistema Fotovoltaico

Nas subseções a seguir, serão apresentados resultados da aplicação da estratégia de limitação de V_{dc} para entender seus efeitos sobre a dinâmica do sistema diante dos três casos de falta apresentados no Capítulo 3. Em todos os casos, serão analisadas as seguintes variáveis: V_{dc} , D_c , P_g e $P_{dif} = P_g - P_t$ (para avaliar o desbalanço de potência em cada caso).

Os valores adotados para os ganhos em todos os casos são $K_a = K_b = 1$, e o limite máximo adotado para V_{dc} foi de 5% acima do valor nominal, que nesse caso equivale a 693 V. Além disso, em todos os casos, as duas ações *anti-windup* das malhas de controle do inversor estão presentes.

4.5.1 Efeitos da Estratégia de Limitação de V_{dc} - Caso 1

O comportamento dinâmico de V_{dc} para o caso 1 é ilustrado na Figura 4.19. Na figura, é possível perceber que a estratégia de limitação de V_{dc} surtiu o efeito esperado sobre a variável, limitando-a a seu valor máximo durante o período da falta. Nota-se também que não há oscilações de V_{dc} no momento em que a falta é aplicada. Isso ocorre porque o ganho K_a age como um ganho proporcional, reduzindo as oscilações dinâmicas no momento de aplicação da falta. Já o ganho K_b afeta o sistema eliminando o erro de regime de V_{dc} até a remoção da falta. No período pós-falta a dinâmica de V_{dc} é similar à dos resultados já apresentados com *anti-windup*.

Já a dinâmica de D_c é ilustrada na Figura 4.20. Como já apresentado, a estratégia de limitação de V_{dc} atua sobre esta variável. Na figura, percebe-se que há uma oscilação muito rápida em D_c no momento de aplicação da falta e que a estratégia utilizada faz com que esta variável permaneça constante em um valor abaixo ao nominal durante o período da falta. Quando a falta é removida, D_c volta a crescer e acomoda em seu valor pré-falta.

Como os valores de D_c e V_{dc} permanecem constantes durante a falta, é esperado pela equação (2.15) que V_{fv} seja também constante durante o mesmo período. Isso significa que a potência P_g não deve variar ao longo do período da falta. Desse modo, o comportamento dinâmico de P_g é ilustrado na Figura 4.21. É possível perceber que esta variável sofre uma grande oscilação no momento da aplicação da falta, o que é algo natural visto a dinâmica do sistema, e depois acomoda durante a falta em um valor de aproximadamente 400 kW, o que representa uma queda de 100 kW na geração de potência pelo conjunto em relação ao valor nominal. Já no período pós-falta, a potência retorna e se mantém em seu valor de operação

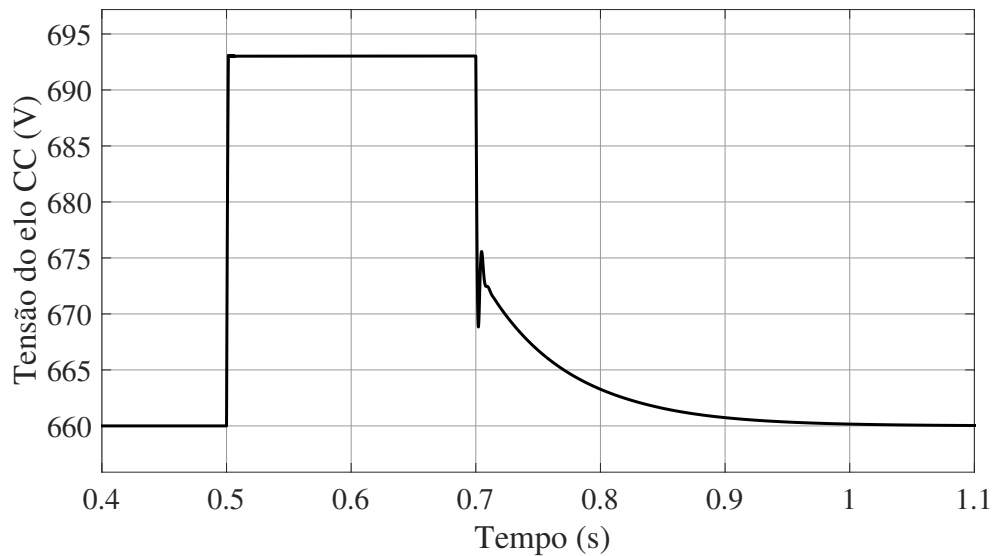


Figura 4.19: Tensão do elo CC utilizando a estratégia de limitação - Caso 1.

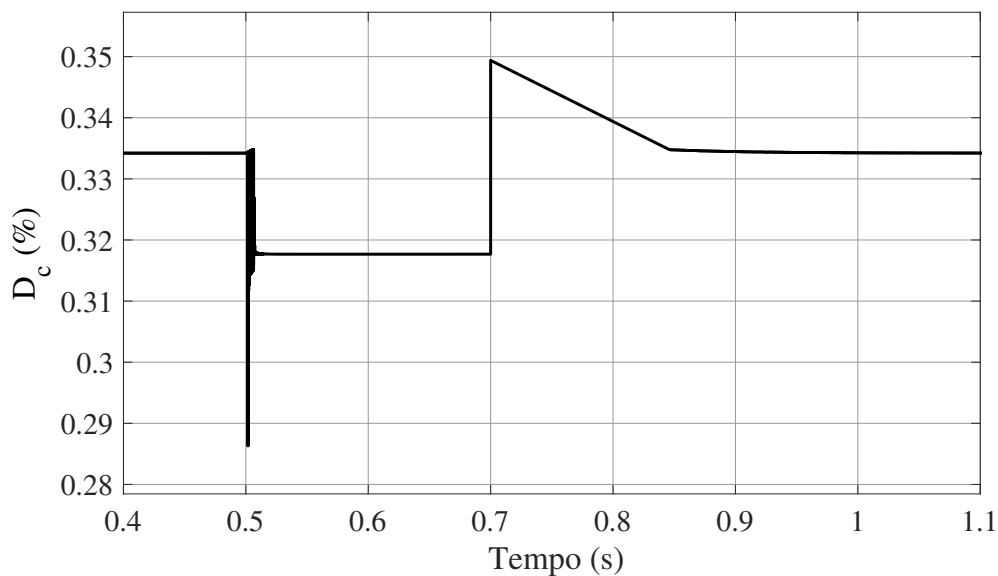


Figura 4.20: Duty Cycle utilizando a estratégia de limitação de V_{dc} - Caso 1.

normal.

Por fim, como V_{dc} e P_g são constantes durante a falta, espera-se que P_{dif} seja constante e nulo durante o mesmo período. Este fato se comprova ao observar a Figura 4.22, que ilustra o comportamento dessa variável. As oscilações no início e no fim do período de falta são convencionais devido à característica dinâmica do sistema.

4.5.2 Efeitos da Estratégia de Limitação de V_{dc} - Caso 2

O comportamento dinâmico de V_{dc} para o caso 2 é ilustrado na Figura 4.19. Note que o comportamento é bastante similar ao resultado do caso 1, mesmo com uma maior duração da

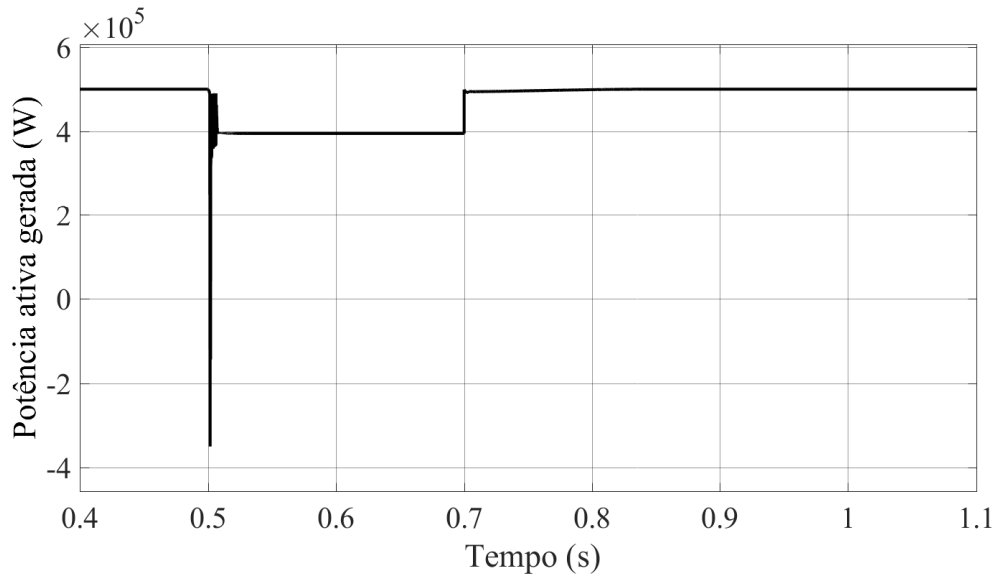


Figura 4.21: Potência gerada pelo conjunto utilizando a estratégia de limitação de V_{dc} - Caso 1.

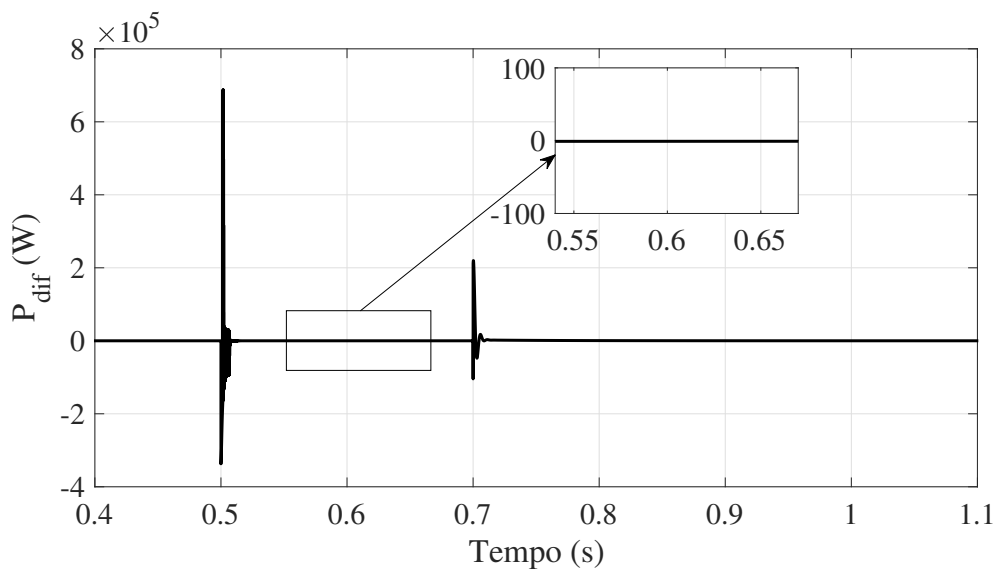


Figura 4.22: P_{dif} utilizando a estratégia de limitação de V_{dc} - Caso 1.

falta.

Para o caso de D_c , cuja dinâmica é ilustrada na Figura 4.24, percebe-se que também o comportamento dinâmico é similar ao caso 1. No entanto, percebe-se que a oscilação no momento de aplicação da falta é menor em relação ao primeiro caso. Isso ocorre porque a intensidade da falta é menor neste caso.

Observando a dinâmica de P_g , ilustrada na Figura 4.25, nota-se que as oscilações no momento de aplicação da falta também diminuíram, mas que o comportamento é bastante similar ao caso 1.

Desse modo, a dinâmica de P_{dif} é também semelhante ao caso 1, com a exceção de apresentar menores oscilações no início e no fim da falta, conforme ilustrado na Figura 4.26.

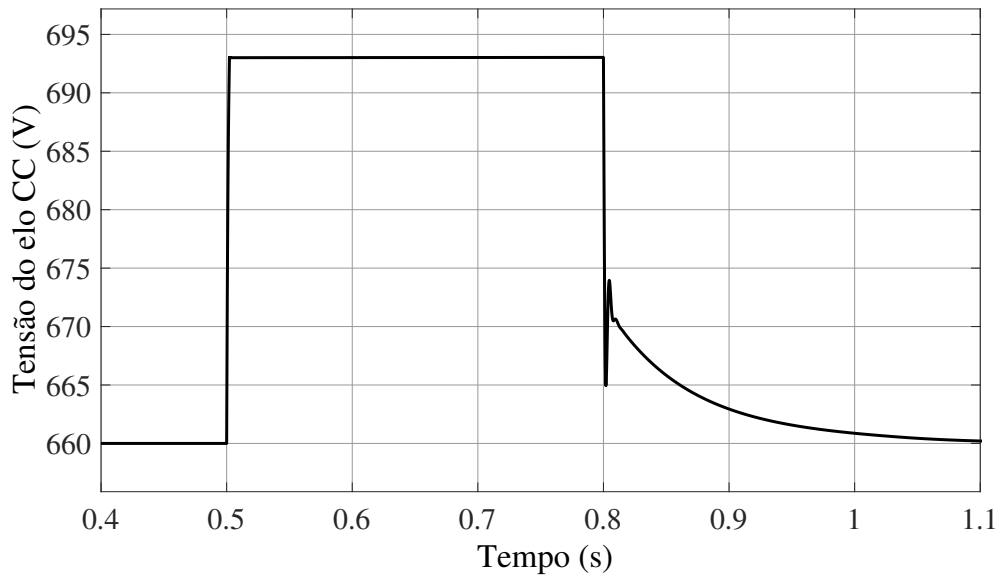


Figura 4.23: Tensão do elo CC utilizando a estratégia de limitação - Caso 2.

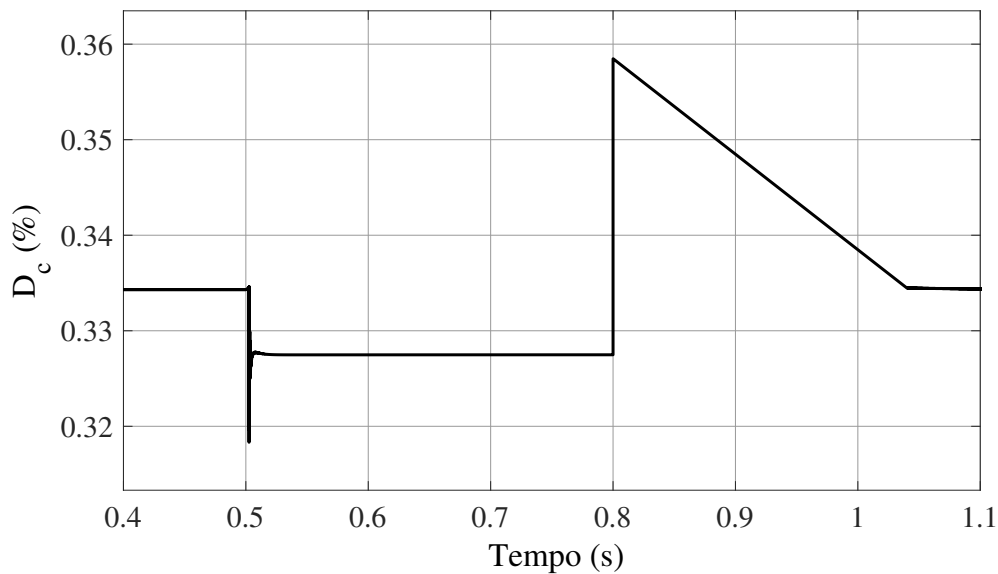


Figura 4.24: Duty Cycle utilizando a estratégia de limitação de V_{dc} - Caso 2.

Portanto, os resultados desta subseção mostram que a aplicação da estratégia de limitação de V_{dc} funciona para diferentes condições de falta e pontos de operação.

4.5.3 Efeitos da Estratégia de Limitação de V_{dc} - Caso 3

O comportamento dinâmico de V_{dc} para o caso 3 é ilustrado na Figura [4.27](#). Note que o comportamento é praticamente o mesmo em relação ao caso 1.

Já no comportamento de D_c , embora seja bastante similar ao caso 1, é possível notar um leve atraso a partir do momento em que a falta é aplicada até a acomodação no valor do período de falta.

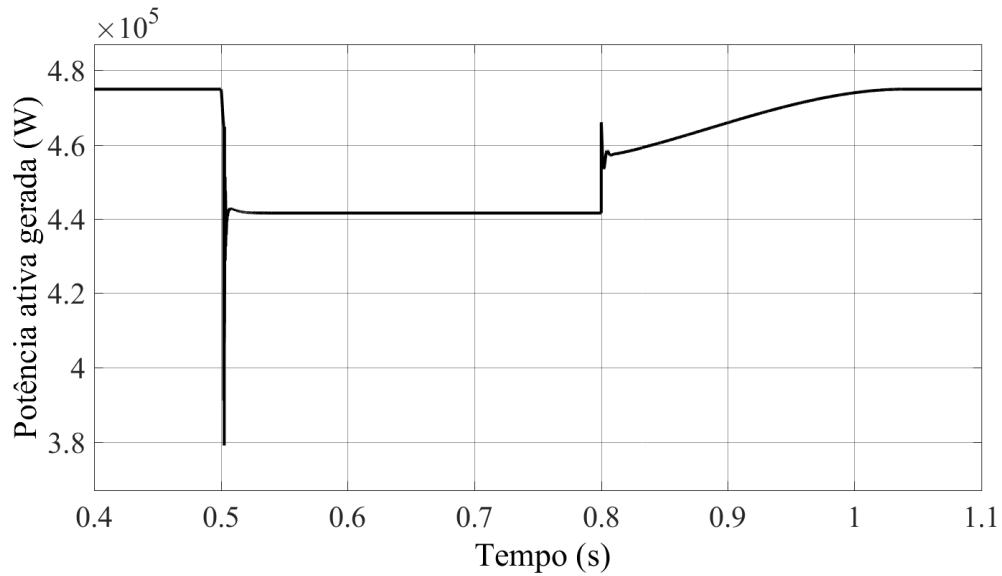


Figura 4.25: Potência gerada pelo conjunto utilizando a estratégia de limitação de V_{dc} - Caso 2.

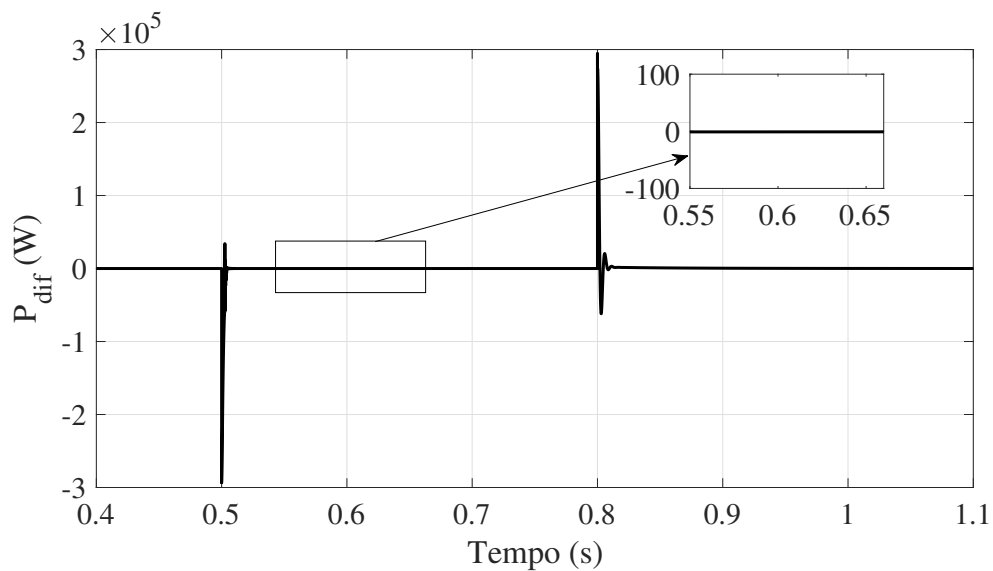


Figura 4.26: P_{dif} utilizando a estratégia de limitação de V_{dc} - Caso 2.

O mesmo atraso visto na dinâmica de D_c pode ser visto em P_g , visto o acoplamento dinâmico entre as duas variáveis, conforme ilustrado na Figura [4.29](#).

Como esperado, a dinâmica de P_{dif} , ilustrada na Figura [4.30](#), é semelhante ao caso 1. Os resultados desta subseção mostraram que esta estratégia funciona inclusive em casos em que o fator de potência visto da rede não é unitário.

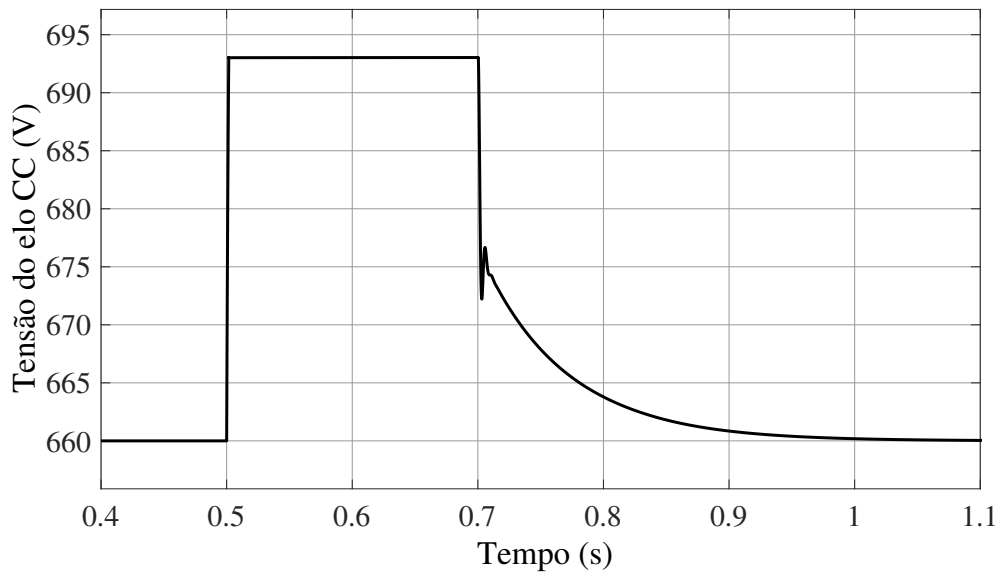


Figura 4.27: Tensão do elo CC utilizando a estratégia de limitação - Caso 3.

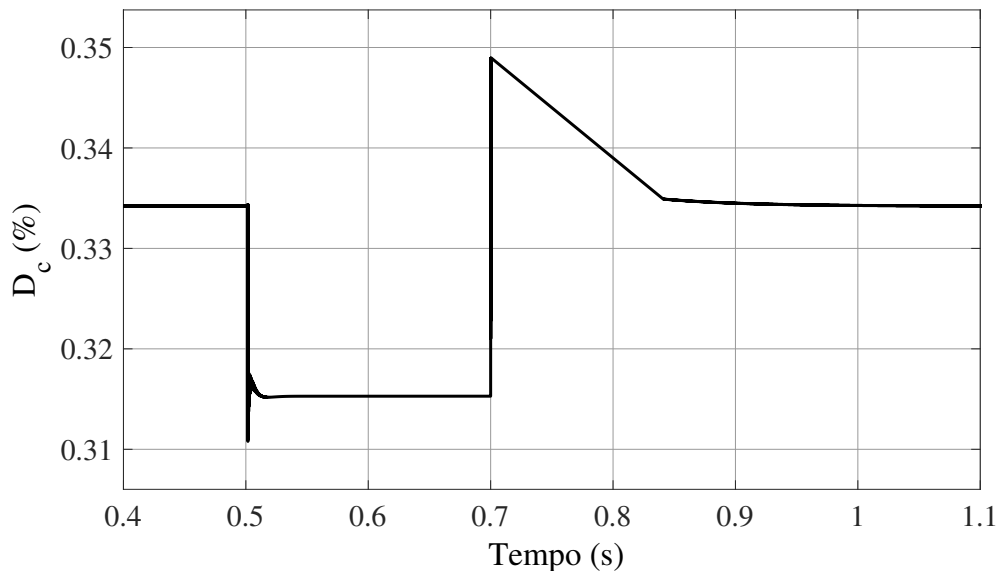


Figura 4.28: Duty Cycle utilizando a estratégia de limitação de V_{dc} - Caso 3.

4.6 Considerações Finais

Este capítulo investigou inicialmente os efeitos da inserção de ações *anti-windup* nos controladores PI de tensão do elo CC e de potência reativa de inversores aplicados à conexão de sistemas fotovoltaicos de GD à rede. O controle *anti-windup* foi incluído para lidar com os efeitos da limitação de corrente do inversor.

Os resultados mostraram que as ações *anti-windup* proporcionaram consideráveis melhorias na dinâmica pós-falta. Essas melhorias podem ser observadas tanto pela redução do tempo de recuperação das variáveis quanto na mitigação de variações de pico na tensão e corrente terminais do CLR, e também na potência entregue à rede. Além disso, as ações *anti-windup* também evitaram variações espúrias de pico na tensão do elo CC, o que, por sua vez, auxilia no

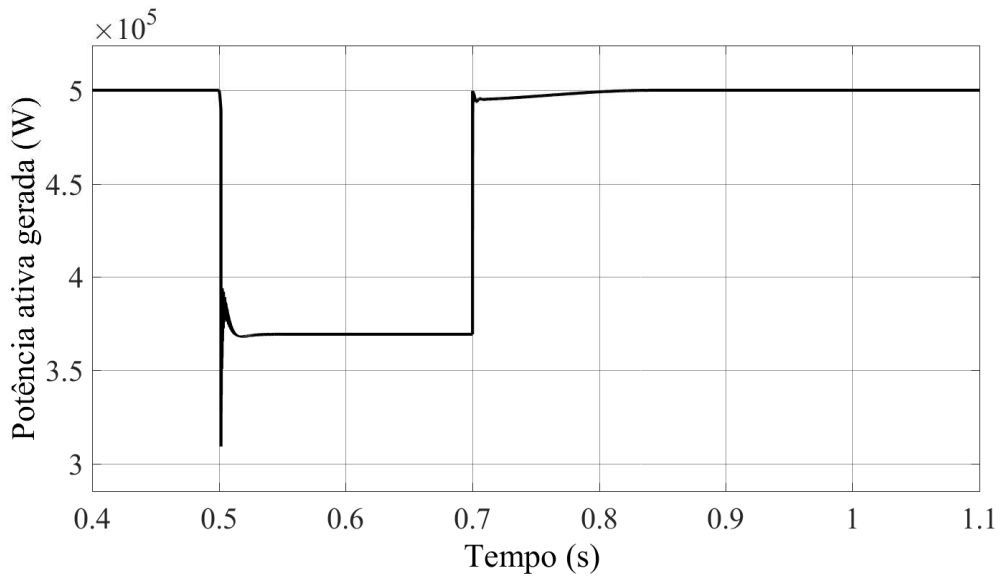


Figura 4.29: Potência gerada pelo conjunto utilizando a estratégia de limitação de V_{dc} - Caso 3.

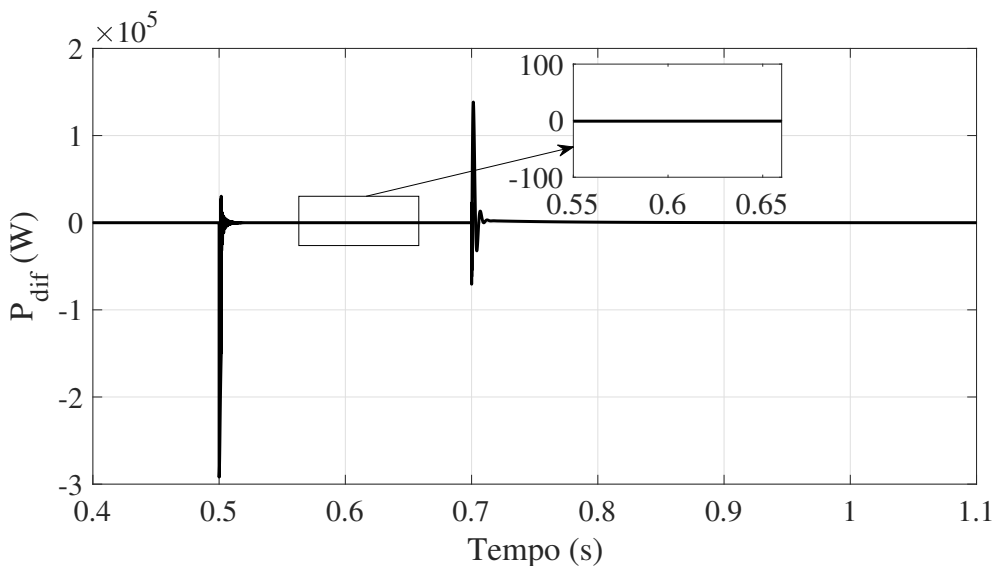


Figura 4.30: P_{dif} utilizando a estratégia de limitação de V_{dc} - Caso 3.

desempenho pós-falta do controle MPPT.

Por fim, foi implementada uma estratégia de limitação de tensão do elo CC para tentar lidar com o crescimento constante dessa variável durante a falta. A estratégia constitui uma estrutura análoga à uma ação *anti-windup* que atua no valor de *duty cycle*. Os resultados ilustraram que a estratégia cumpriu seu papel, limitando V_{dc} através da modificação de D_c , o que por sua vez, afetou diretamente a potência gerada, servindo como desvio ao controle MPPT, trazendo benefícios à dinâmica do sistema.

Capítulo 5

Conclusão

Neste trabalho foram realizadas análises acerca da dinâmica de sistemas fotovoltaicos durante faltas na rede elétrica. O foco principal foi a caracterização da estrutura, limites operativos e malhas de controle através da avaliação do comportamento das variáveis do lado da rede, do lado do conjunto fotovoltaico e do elo CC.

Através do funcionamento e das equações dinâmicas que representam o comportamento do conversor *buck-boost*, foi observado que, durante uma falta elétrica, a tensão do elo CC cresce continuamente, o que caracteriza um decréscimo no valor médio da corrente do indutor do conversor e, por consequência, na corrente da chave, que é a mesma do indutor durante o período de condução. Dessa forma, os limites de corrente da chave do conversor *buck-boost* não foram representados, porque a falta não caracteriza um condição crítica de corrente nessa chave.

Para representar os limites de corrente do inversor, foi utilizado o método de limitação proporcional, que consiste em limitar a corrente total em módulo, e se caracteriza por manter fator de potência visto da rede durante a falta. Esta limitação foi adicionada à representação do inversor, tendo como entrada as referências de corrente que provém das malhas de controle de tensão do elo CC e de potência reativa.

Os resultados das simulações mostraram que a tensão terminal do CLR sofre afundamento durante falta, cuja intensidade depende da resistência de falta. Além disso, em todos os casos, a corrente terminal do CLR atingiu sua condição de saturação durante a falta. Com o afundamento de tensão terminal e a saturação da corrente terminal do CLR, a potência ativa transmitida à rede entra em desbalanço em relação à potência gerada pelo conjunto fotovoltaico, que também decai durante a falta, fugindo do ponto de máxima potência. Esse desbalanço de potências faz com que a tensão do elo CC suba continuamente até a remoção da falta.

Do ponto de vista pós-falta, os resultados mostraram o surgimento de *windup*, através de variações abruptas indesejadas e de atrasos na recuperação das variáveis às condições normais de operação. Foi observado que, devido à saturação da corrente terminal do CLR, o erro na ação integral se acumulou, gerando sobrecarga, o que exigia um erro negativo muito grande no momento em que a falta foi removida, degradando assim o desempenho das malhas de controle do CLR. Além disso, pôde-se observar que o *windup* é mais intenso quando a falta tem maior

duração.

O trabalho também permitiu observar que as ações *anti-windup* só afetam a maioria das grandezas do ponto de vista pós-falta, pois durante a falta, quem predomina é o fenômeno de limitação de corrente. Tais ações auxiliam na redução do erro acumulado no integrador durante a falta, reduzindo as variações abruptas e eliminando atrasos no tempo de recomposição pós-falta.

No entanto, quando o sistema opera com potência reativa, as ações *anti-windup* tornam mais fácil para que a malha de controle de potência reativa regule a potência reativa ao seu valor de referência, o que sem *anti-windup* não era possível devido ao alto erro acumulado. As ações *anti-windup* também trouxeram melhorias no desempenho do controle MPPT do ponto de vista pós-falta, reduzindo variações abruptas e tempos de resposta, tornando possível o melhor aproveitamento da energia gerada.

Além disso, foi proposta uma estratégia de controle análoga a ações *anti-windup* para limitar o valor da tensão do elo CC, evitando seu crescimento contínuo durante a falta. Tal estratégia tem como objetivo atuar sobre o *duty cycle* do CLG, desviando o controle MPPT a uma potência inferior à nominal. Desse modo, poderia-se na prática, eliminar alguns problemas de proteção envolvendo esta grandeza, como a desconexão do sistema, apenas reduzindo a geração de potência pelo conjunto fotovoltaico.

Por fim, conclui-se que a representação dos limites operativos em condições de falta é relevante para que se tenha uma observação mais acurada dos fenômenos ocorridos antes, durante e depois da falta, o que se torna mais simples com o uso de modelos fasoriais.

5.1 Sugestões para Trabalhos Futuros

O trabalho desenvolvido pode atuar como linha de referência para outros trabalhos. Para tanto, sugere-se:

- Utilizar outras técnicas de *anti-windup* nas malhas de controle e verificar a eficiência de cada uma, visando encontrar a melhor solução para diferentes tipos de falta, como faltas monofásicas e bifásicas;
- Levantar resultados experimentais para comprovar a eficácia da inserção das ações *anti-windup* nas malhas de controle;
- Realizar o mesmo estudo considerando outros modelos que não sejam fasoriais para verificar a validade do modelo apresentado.

Referências Bibliográficas

- Ahmad, Z. & Singh, S. N. (2013). Modeling and Control of Grid Connected Photovoltaic System- A Review, *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering* **3**(3): 40–49. Citado 3 vezes nas páginas [2](#), [8](#) e [23](#).
- Al-Shetwi, A. Q. & Sujod, M. Z. (2016). Modeling and dynamics study of large scale PV system connected Malaysian grid under different fault conditions, *2016 International Conference on Advances in Electrical, Electronic and Systems Engineering (ICAEES)*, IEEE, pp. 488–494.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7888094/> Citado na página [3](#).
- Albea, C. (2010). *Control Design for Electronic Power Converters*, Tese (doutorado), Universidade de Sevilla, Espanha. Citado na página [9](#).
- Aldaoudeyeh, A.-m. I. (2018). Development of a generalised PV model in MATLAB/Simulink using datasheet values, *The Journal of Engineering* **2018**(5): 257–263.
URL: <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/joe.2017.0257> Citado na página [14](#).
- Anaya-Lara, O., Jenkins, N., Ekanayake, J., Cartwright, P. & Hughes, M. (2009). *Wind Energy Generation: Modelling and Control*, John Wiley & Sons, Ltd. Citado 3 vezes nas páginas [2](#), [21](#) e [22](#).
- ANEEL (2018). Unidades Consumidoras com Geração Distribuída.
URL: http://www2.aneel.gov.br/scg/gd/GD_Fonte.asp Citado na página [2](#).
- Astrom, K. J. & Hägglund, T. (1995). *PID controllers: theory, design and tuning*.
URL: <http://ci.nii.ac.jp/naid/10013391165/> Citado na página [53](#).
- Astrom, K. J. & Rundqwist, L. (1989). Integrator Windup and How to Avoid It, *1989 American Control Conference*, IEEE, pp. 1693–1698.
URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4790464/> Citado 3 vezes nas páginas [46](#), [53](#) e [54](#).
- Atallah, A. M., Abdelaziz, A. Y. & Jumaah, R. S. (2014). Implementation of Perturb and Observe MPPT of Pv System With Direct Control Method Using Buck and Buck-Boost Converters, *Emerging Trends in Electrical, Electronics & Instrumentation Engineering: An international Journal (EEIEJ)* **1**(1): 31–44. Citado na página [25](#).
- Bainy, R. G. (2015). *Análise do Comportamento Transitório de Geradores Distribuídos Eólicos e Fotovoltaicos Conectados num Mesmo Alimentador*, Dissertação (mestrado em engenharia elétrica), Universidade Estadual do Oeste do Paraná, Foz do Iguaçu, Paraná. Citado 16 vezes nas páginas [7](#), [9](#), [14](#), [16](#), [17](#), [18](#), [20](#), [21](#), [24](#), [25](#), [31](#), [32](#), [33](#), [34](#), [42](#) e [43](#).
- Blaabjerg, F., Teodorescu, R., Liserre, M. & Timbus, A. (2006). Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **53**(5): 1398–1409.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1705631/> Citado 2 vezes nas páginas [2](#) e [27](#).

- Bottrell, N. & Green, T. C. (2014). Comparison of Current-Limiting Strategies During Fault Ride-Through of Inverters to Prevent Latch-Up and Wind-Up, *IEEE Transactions on Power Electronics* **29**(7): 3786–3797.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6584824/> Citado na página **5**.
- Camacho, A., Castilla, M., Miret, J., Vasquez, J. C. & Alarcon-Gallo, E. (2013). Flexible Voltage Support Control for Three-Phase Distributed Generation Inverters Under Grid Fault, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **60**(4): 1429–1441.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6134653/> Citado 2 vezes nas páginas **5** e **37**.
- Cao, W. & Xu, Y. (2016). A control strategy of grid-connected photovoltaic inverter under unbalanced voltage conditions, *2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, Vol. 2016-Decem, IEEE, pp. 209–213.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7783412/> Citado na página **3**.
- Casaro, M. M. & Martins, D. C. (2010). Processamento eletrônico da energia solar fotovoltaica em sistemas conectados à rede elétrica, *Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica* **21**(2): 159–172.
URL: http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-17592010000200005&lng=pt&tlng=pt Citado na página **11**.
- Chiradeja, P. & Ramakumar, R. (2004). An Approach to Quantify the Technical Benefits of Distributed Generation, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **19**(4): 764–773.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1359956/> Citado na página **1**.
- da Silva, E. R. C. & Elbuluk, M. E. (2013). Fundamentals of Power Electronics, in S. C. et Al. (ed.), *Green Energy and Technology*, Vol. 59, Springer-Verlag London, pp. 7–59.
URL: http://link.springer.com/10.1007/978-1-4471-5104-3_2 Citado 2 vezes nas páginas **9** e **10**.
- de Aguiar, E. L., Cardoso, R., Stein, C. M. d. O., da Costa, J. P. & Carati, E. G. (2016). Distributed Renewable Power Sources in Weak Grids - Analysis and Control, *Renewable Energy - Utilisation and System Integration*, InTech, chapter 9, pp. 199–225.
URL: <http://www.intechopen.com/books/renewable-energy-utilisation-and-system-integration/distributed-renewable-power-sources-in-weak-grids-analysis-and-control>
 Citado 2 vezes nas páginas **10** e **11**.
- Dharmaraj, P. (2012). *Modeling of Three Phase Inverter for Photovoltaic Application*, Dissertação (mestrado em engenharia elétrica), Universidade Tun Hussein Onn Malaysia, Malásia. Citado 2 vezes nas páginas **7** e **8**.
- Dias, J. B. (2006). *Instalação Fotovoltaica Conectada à Rede : Estudo Experimental para a Otimização do Fator de Dimensionamento*, Tese (doutorado em engenharia), Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, Rio Grande do Sul.
URL: http://www.lume.ufrgs.br/handle/10183/5819?locale=pt_BR Citado na página **10**.
- Galecki, A., Grzesiak, L., Ufnalski, B., Kaszewski, A. & Michalczuk, M. (2016). Anti-Windup Strategy for an LQ Current Controller with Oscillatory Terms for Three-Phase Grid-Tie VSCs in SMES Systems, *Power Electronics and Drives* **1**(2): 66–81. Citado na página **5**.
- Galecki, A., Grzesiak, L., Ufnalski, B., Kaszewski, A. & Michalczuk, M. (2017). Multi-oscillatory current control with anti-windup for grid-connected VSCs operated under distorted grid voltage conditions, *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, IEEE, pp. P.1–P.10.

- URL:** <http://ieeexplore.ieee.org/document/8099306/> Citado na página [5](#).
- Gazoli, J. R., Villalva, M. G. & Guerra, J. (2012). Energia Solar Fotovoltaica - Introdução, *Revista O Setor Elétrico* **81**: 48 – 59. Citado na página [7](#).
- Gkountaras, A. (2017). *Modeling techniques and control strategies for inverter dominated microgrids*, 1st edn, Universitätsverlag der TU Berlin, Berlin. Citado 2 vezes nas páginas [38](#) e [40](#).
- Gkountaras, A., Dieckerhoff, S. & Sezi, T. (2015). Evaluation of current limiting methods for grid forming inverters in medium voltage microgrids, *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, IEEE, pp. 1223–1230.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7309831/> Citado na página [38](#).
- Gomez, J. C., Vaschetti, J., Coyos, C. & Ibarlucea, C. (2013). Distributed Generation: impact on Protections and Power Quality, *IEEE Latin America Transactions* **11**(1): 460–465.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6502846/> Citado 2 vezes nas páginas [2](#) e [8](#).
- Gupta, A. K., Chauhan, N. S. & Saxena, R. (2016). Real time I-V and P-V curve tracer using LabVIEW, *2016 International Conference on Innovation and Challenges in Cyber Security (ICICCS-INBUSH)*, number Iccics, IEEE, pp. 265–269.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7542320/> Citado na página [16](#).
- Hariri, A. & Faruque, M. O. (2014). Impacts of distributed generation on power quality, *2014 North American Power Symposium (NAPS)*, IEEE, pp. 1–6.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6965404/> Citado 2 vezes nas páginas [2](#) e [8](#).
- Hocaoglu, F. O., Serttas, F., Kurekci, M., Akarslan, E., Cinar, S. M., Dogan, R. & Yonetken, A. (2018). Comparison of experimentally obtained I-V curves of different PV modules, *2018 9th International Renewable Energy Congress (IREC)*, number Irec, IEEE, pp. 1–4.
URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8362472/> Citado na página [16](#).
- Hossain, M. S., Roy, N. K. & Ali, M. O. (2016). Modeling of solar photovoltaic system using MATLAB/Simulink, *2016 19th International Conference on Computer and Information Technology (ICCIT)*, IEEE, pp. 128–133.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7860182/> Citado 3 vezes nas páginas [14](#), [17](#) e [18](#).
- Kazimierczuk, M. K. (2008). *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters*, John Wiley & Sons, Ltd., Chichester, West Sussex.
URL: <http://doi.wiley.com/10.1002/9780470694640> Citado 3 vezes nas páginas [10](#), [33](#) e [35](#).
- Koepfel, G. (2003). Distributed Generation: Literature Review and Outline of the Swiss Situation, *Technical report*, Swiss Federal Institute of Technology Zurich. Citado na página [1](#).
- Konstantopoulos, G. C. & Zhong, Q.-C. (2018). Current-Limiting DC/DC Power Converters, *IEEE Transactions on Control Systems Technology* **65**(2): 1–9.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/8260548/> Citado 4 vezes nas páginas [20](#), [32](#), [33](#) e [34](#).
- Krishnan, M. M. & Ramaprabha, R. (2016). Design and analysis of grid connected photovoltaic inverter under normal and fault conditions, *2016 3rd International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES)*, IEEE, pp. 272–275.

URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7510652/> Citado na página [3](#).

Kumar, D., Gupta, R. A. & Gupta, N. (2017a). Minimization of current ripple and overshoot in four switch three-phase inverter fed BLDC motor using tracking anti-windup PI controller, *2017 IEEE International Conference on Signal Processing, Informatics, Communication and Energy Systems (SPICES)*, IEEE, pp. 1–6.

URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/8091355/> Citado na página [5](#).

Kumar, D., Gupta, R. A. & Gupta, N. (2017b). Modeling and simulation of four switch three-phase BLDC motor using anti-windup PI controller, *2017 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT)*, IEEE, pp. 1–6.

URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/8244906/> Citado na página [5](#).

Lekouaghet, B., Boukabou, A., Lourci, N. & Bedrine, K. (2018). Control of PV grid connected systems using MPC technique and different inverter configuration models, *Electric Power Systems Research* **154**(November 2017): 287–298. Citado 2 vezes nas páginas [14](#) e [15](#).

Li, X.-L., Park, J.-G. & Shin, H.-B. (2011). Comparison and Evaluation of Anti-Windup PI Controllers, *Journal of Power Electronics* **11**(1): 45–50. Citado 2 vezes nas páginas [5](#) e [54](#).

Ma, T., Yang, H. & Lu, L. (2014). Solar photovoltaic system modeling and performance prediction, *Renewable and Sustainable Energy Reviews* **36**: 304–315. Citado na página [7](#).

Mahmoud, M., Azher Hussain, S. & Abido, M. (2014). Modeling and control of microgrid: An overview, *Journal of the Franklin Institute* **351**(5): 2822–2859.

URL: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0016003214000180> Citado na página [1](#).

Marangoni, F. (2012). *Inversores monofásicos para conexão de sistemas fotovoltaicos à rede*, Dissertação (mestrado em engenharia elétrica), Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, Paraná. Citado 5 vezes nas páginas [1](#), [2](#), [7](#), [12](#) e [13](#).

Meysenc, L., Jylhakallio, M. & Barbosa, P. (2005). Power Electronics Cooling Effectiveness Versus Thermal Inertia, *IEEE Transactions on Power Electronics* **20**(3): 687–693.

URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1427827/> Citado na página [5](#).

Miñambres, M. V. M., Guerrero, M. M. Á., Barrero, G. F. & Montero, M. I. M. (2017). A Grid Connected Photovoltaic Inverter with Battery-Supercapacitor Hybrid Energy Storage, *Sensors* **17**(8): 1–18.

URL: <http://www.mdpi.com/1424-8220/17/8/1856> Citado na página [8](#).

Morilla, F., Garrido, J. & Vazquez, F. (2009). Anti-windup coordination strategy for multivariable PID control, *2009 IEEE Conference on Emerging Technologies & Factory Automation*, IEEE, pp. 1–7.

URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5347074/> Citado na página [5](#).

Nascimento Filho, P. S. (2017). *Modelagem Matemática Dinâmica para Projeto e Análise de Controle de Tensão do Elo CC de um Conversor Fotovoltaico Trifásico de Dois Estágios Conectado à Rede Elétrica Através de Filtro LCL*, Tese (doutorado em engenharia elétrica), Universidade Estadual de Campinas, Campinas, São Paulo. Citado 7 vezes nas páginas [9](#), [10](#), [11](#), [21](#), [23](#), [24](#) e [25](#).

Ndiaye, M. S. (2013). *Operação de conversores Back-to-back para o aproveitamento de energia fotovoltaica*, Tese (doutorado em ciências em engenharia elétrica), Universidade Federal

- do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro. Citado 2 vezes nas páginas 10 e 11.
- Nedumgatt, J. J., Jayakrishnan, K. B., Umashankar, S., Vijayakumar, D. & Kothari, D. P. (2011). Perturb and observe MPPT algorithm for solar PV systems-modeling and simulation, *2011 Annual IEEE India Conference*, Vol. 19, IEEE, pp. 1–6.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6139513/> Citado na página 25.
- Patel, M. R. (2006). *Wind and Solar Power Systems: Design, Analysis, and Operation*, 2nd edn, Taylor & Francis Group. Citado na página 7.
- Peng Li, Ye Wang, Xiangping Kong & Yubo Yuan (2015). Study on the fault current transient features of the PV inverter, *International Conference on Renewable Power Generation (RPG 2015)*, Vol. 91, Institution of Engineering and Technology, pp. 7–7.
URL: <https://digital-library.theiet.org/content/conferences/10.1049/cp.2015.0497> Citado na página 3.
- Plet, C. A., Brucoli, M., McDonald, J. D. F. & Green, T. C. (2011). Fault models of inverter-interfaced distributed generators: Experimental verification and application to fault analysis, *2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, IEEE, pp. 1–8.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6039183/> Citado na página 38.
- Puttgen, H., MacGregor, P. & Lambert, F. (2003). Distributed generation: semantic hype or the dawn of a new era?, *IEEE Power and Energy Magazine* 1(1): 22–29.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1180357/> Citado na página 1.
- Rentao Zhao, Zhenguo Chang, Peie Yuan, Liyong Yang & Zhengxi Li (2009). A novel fuzzy logic and anti-windup PI controller for three-phase grid connected inverter, *2009 2nd International Conference on Power Electronics and Intelligent Transportation System (PEITS)*, IEEE, pp. 442–446.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5406975/> Citado na página 5.
- Roberts, S. (2015). *DC/DC Book of Knowledge - Practical tips for the User*, 2nd edn, RECOM Engineering GmbH & Co KG. Citado 3 vezes nas páginas 31, 32 e 34.
- Santos, G. V. (2015). *Sistemas de Controle Aplicado Aerogeradores Síncronos com Conversor Back-to-Back*, PhD thesis, Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG).
URL: <https://www.ppgee.ufmg.br/defesas/1188M.PDF> Citado na página 21.
- Seo, H. C., Kim, C. H., Yoon, Y. M. & Jung, C. S. (2009). Dynamics of grid-connected photovoltaic system at fault conditions, *2009 Transmission & Distribution Conference & Exposition: Asia and Pacific*, IEEE, pp. 1–4.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5356882/> Citado na página 2.
- Shaw, P. & Kumar, P. (2016). Small signal stability analysis of a battery connected standalone photovoltaic system, *2016 7th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, IEEE, pp. 1–6.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/8079368/> Citado na página 8.
- Simões, F. C. d. O. (2015). *Inversor Monofásico para Painéis Fotovoltaicos com Controle de Tensão e de Corrente Engenharia Electrotécnica e de Computadores Júri*, Dissertação (mestrado em engenharia electrotécnica e de computadores), Instituto Superior Técnico, Lisboa, Portugal. Citado 3 vezes nas páginas 8, 10 e 37.
- Teodorescu, R., Liserre, M. & Rodríguez, P. (2011). *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, UK.

URL: <http://doi.wiley.com/10.1002/9780470667057> Citado 5 vezes nas páginas [2](#), [11](#), [13](#), [21](#) e [37](#).

Vidal, L. d. C., Barra, E. & Pinhão, J. C. M. d. S. (2013). Modelagem e Simulação de um gerador fotovoltaico em MATLAB para estudo do uso de cargas intermitentes, *X Simpósio de Excelência em Gestão e Tecnologia (X SEGeT)*, pp. 1–15. Citado na página [8](#).

Villalva, M. G. (2010). *Conversor Eletrônico de Potência Trifásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica*, Tese (doutorado em engenharia elétrica), Universidade Estadual de Campinas, Campinas, São Paulo. Citado 7 vezes nas páginas [7](#), [8](#), [11](#), [17](#), [18](#), [23](#) e [24](#).

Yang, Y. & Blaabjerg, F. (2015). Overview of Single-phase Grid-connected Photovoltaic Systems, *Electric Power Components and Systems* **43**(12): 1352–1363.

URL: <http://www.tandfonline.com/doi/full/10.1080/15325008.2015.1031296> Citado 2 vezes nas páginas [12](#) e [13](#).

Yang, Y., Chen, W. & Blaabjerg, F. (2014). Advanced Control of Photovoltaic and Wind Turbines Power Systems, *Advanced and Intelligent Control in Power Electronics and Drives*, Springer International, pp. 41–89.

URL: http://link.springer.com/10.1007/978-3-319-03401-0_2 Citado na página [23](#).

Yepes, A. G., Doval-Gandoy, J. & Toliyat, H. (2018). Multi-Frequency Current Control Including Distortion-Free Saturation and Anti-Windup With Enhanced Dynamics, *IEEE Transactions on Power Electronics* **8993**(1): 1–1.

URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/8279496/> Citado na página [5](#).