



Universidade Federal de Ouro Preto
Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas
Departamento de Engenharia Elétrica



Trabalho de Conclusão de Curso

Implementação de Técnica Anti-ilhamento Passiva para Sistemas Fotovoltaicos

Melissa Mara Oliveira Rocha

João Monlevade, MG

2023

Melissa Mara Oliveira Rocha

Implementação de Técnica Anti-ilhamento Passiva para Sistemas Fotovoltaicos

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à
Universidade Federal de Ouro Preto como parte dos
requisitos para obtenção do Título de Bacharel em
Engenharia Elétrica pelo Instituto de Ciências Exatas
e Aplicadas da Universidade Federal de Ouro Preto.
Orientador: Prof. Dr. Thainan Santos Theodoro.

Universidade Federal de Ouro Preto

João Monlevade

2023



FOLHA DE APROVAÇÃO

Melissa Mara Oliveira Rocha

Implementação de Técnica Anti-ilhamento Passiva para Sistemas Fotovoltaicos

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Ouro Preto como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica

Aprovada em 29 de março de 2023.

Membros da banca

Dr. Thainan Santos Theodoro - Orientador - Universidade Federal de Ouro Preto
Dr. Igor Dias Neto de Souza - Convidado - Universidade Federal de Ouro Preto
Dr. Welbert Alves Rodrigues - Convidado - Universidade Federal de Ouro Preto

Thainan Santos Theodoro, orientador do trabalho, aprovou a versão final e autorizou seu depósito na Biblioteca Digital de Trabalhos de Conclusão de Curso da UFOP em 12/04/2023



Documento assinado eletronicamente por **Thainan Santos Theodoro, PROFESSOR DE MAGISTERIO SUPERIOR**, em 12/04/2023, às 22:12, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site http://sei.ufop.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **0503147** e o código CRC **32C395F5**.

Resumo

A busca por fontes alternativas de energia teve um crescimento significativo nos últimos anos e a geração solar fotovoltaica tem grande destaque neste cenário. No entanto, os sistemas de geração distribuída estão suscetíveis às condições anormais de operação, como o ilhamento, que podem causar danos aos equipamentos e diminuir a segurança de operação dos técnicos envolvidos. Neste sentido, alguns requisitos de controle e proteção são definidos no intuito de minimizar as anomalias dos sistemas conectados à rede. Um dos requisitos, são as técnicas anti-ilhamento aplicadas a fim de minimizar os efeitos de tais desajustes. Neste contexto, este trabalho tem como objetivo investigar as vantagens e desvantagens da técnica de detecção de ilhamento passiva para integração de sistemas fotovoltaicos no sistema elétrico. Para isso, é implementado um sistema fotovoltaico completo, com controle de corrente e tensão em cascata. A técnica de detecção passiva emprega leituras de frequência e tensão, fornecendo o sinal de desconexão a partir da comparação com limiares pré-estabelecidos. Os testes com variações de sub/sobretensão e sub/sobrefrequência, mostram que a técnica possui rápida detecção para sistemas elétricos pequenos, além de ser de fácil implementação. No entanto, ela pode não ser efetiva quando aplicada em sistemas maiores e com mais sistemas fotovoltaicos. Espera-se que este trabalho possa contribuir com o desenvolvimento e a evolução da integração de fontes renováveis no sistema elétrico, fornecendo informações úteis aos profissionais da indústria e estimulando mais pesquisas na área.

Palavras-chave: Geração Distribuída. Sistema Fotovoltaico. Detecção de Ilhamento. Técnicas Passivas.

Abstract

The search for alternative sources of energy has grown significantly in recent years and photovoltaic solar generation has been highlighted in this scenario. However, distributed generation systems are susceptible to abnormal operating conditions, such as islanding, which can cause damage to the equipment and reduce the operational safety of the technicians involved. In this sense, some control and protection requirements are defined in order to minimize the anomalies of systems connected to the grid. One of the requirements is the anti-islanding techniques applied in order to minimize the effects of such conditions. In this context, this work aims to investigate the advantages and disadvantages of the passive islanding detection technique for integrating photovoltaic systems into the electrical system. For this, a complete photovoltaic system is implemented, with cascade current and voltage control. The passive detection technique employs frequency and voltage measures, providing the disconnection signal from the comparison with pre-established thresholds. Tests with under/overvoltage and under/overfrequency variations show that the technique has fast detection for small electrical systems, in addition to being easy to implement. However, it may not be effective when applied to larger systems with more photovoltaic systems. It is expected that this work can contribute to the development and evolution of the integration of renewable sources in the electrical system, providing useful information to industry professionals and stimulating further research in the area.

Keywords: Distributed generation. Photovoltaic System. Islanding Detection. Passive Techniques.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Cenário brasileiro de energia solar: (a) matriz elétrica brasileira (EPE, 2022) e (b) projeção de microgeradores no brasil.	11
Figura 2 – Sistema fotovoltaico de teste para a técnica de detecção de ilhamento passiva.	16
Figura 3 – Conversor fonte de tensão trifásico.	17
Figura 4 – Diagrama de um conversor Conversor Fonte de Tensão (do inglês, <i>Voltage Source Converter</i>) (VSC) conectado a rede.	19
Figura 5 – Representação do fasor espacial no plano complexo.	20
Figura 6 – Sistema de coordenada $\alpha\beta$ e dq	21
Figura 7 – Diagrama esquemático do Sistema de Referencial Síncrono (do inglês, <i>Synchronous Reference Frame</i>) (SRF)-Circuito de Sincronismo (do inglês, <i>Phase-locked loop</i>) (PLL).	25
Figura 8 – Modelo linear do SRF-PLL trifásico.	25
Figura 9 – Formas de onda da portadora e referência para o funcionamento do PWM	28
Figura 10 – Diagrama de blocos do controle de corrente para o conversor.	31
Figura 11 – Diagrama de blocos simplificado para controle de corrente.	31
Figura 12 – Diagrama de blocos do controle de tensão do barramento CC.	33
Figura 13 – Diagrama simplificado de um sistema elétrico ilhado.	36
Figura 14 – Método de Detecção Esquema de frequência elétrica geral (do inglês, <i>General Electric Frequency Scheme</i>) (GEFS).	39
Figura 15 – Método de Detecção Mudança de frequência Sandia (do inglês, <i>Sandia Frequency Shift -SFS</i>) (SFS).	40
Figura 16 – Diagrama funcional da técnica de detecção de ilhamento passiva implementada neste trabalho.	41
Figura 17 – Diagrama de blocos do controle em cascata do sistema fotovoltaico. . .	43
Figura 18 – Sinal gerado através do circuito do PLL para o Caso 1: condições normais.	46
Figura 19 – Sinal gerado através do circuito do PLL após variações dos parâmetros de entrada.	47
Figura 20 – Criação do sinal de acionamento dos interruptores do conversor eletrônico.	48

Figura 21 – Controle de corrente implementado no simulink.	49
Figura 22 – Resposta do controle de corrente para o Caso 1: variação de potência ativa de 2.5 MW.	50
Figura 23 – Resposta do controle de corrente para o Caso 2: variação de potência ativa de 2.5 MW e reativa de 1.1 MW.	51
Figura 24 – Controle de tensão implementado no simulink.	52
Figura 25 – Resposta do controle de tensão do barramento Corrente Contínua (CC).	53
Figura 26 – Técnica passiva implementada no simulink.	55
Figura 27 – Formas de onda para as grandezas elétricas no ponto de conexão e o sinal de trip do disjuntor para o Caso 1: sobretensão	56
Figura 28 – Formas de onda para as grandezas elétricas no ponto de conexão e o sinal de trip do disjuntor para o Caso 2: subtensão.	56
Figura 29 – Formas de onda para as grandezas elétricas no ponto de conexão e o sinal de trip do disjuntor para o Caso 2: sobrefrequência.	57
Figura 30 – Formas de onda para as grandezas elétricas no ponto de conexão e o sinal de trip do disjuntor para o Caso 2: subfrequência.	58

Lista de Siglas

GD Geração Distribuída

CA Corrente Alternada

CC Corrente Contínua

GEFS Esquema de frequência elétrica geral (do inglês, *General Electric Frequency Scheme*)

IGBT transistor bipolar de porta isolada (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*)

MPPT Rastreamento de Ponto de Máxima Potência (do inglês, *Maximum Power Point Tracking*)

PAC Ponto de acoplamento comum (do inglês, *Point of Common Coupling*)

PI Proporcional Integral

PCC ponto de acoplamento comum (do inglês, *Point of common coupling*)

PLL Circuito de Sincronismo (do inglês, *Phase-locked loop*)

PWM Modulação por Largura de Pulso (do inglês, *Pulse-Width Modulation*)

SFS Mudança de frequência Sandia (do inglês, *Sandia Frequency Shift -SFS*)

SRF Sistema de Referencial Síncrono (do inglês, *Synchronous Reference Frame*)

TDIA técnica de detecção de ilhamento ativa

TDIP técnica de detecção de ilhamento passiva

VCO Oscilador Controlado por Tensão (do inglês, *Voltage-Controlled Oscillator*)

VSC Conversor Fonte de Tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*)

ZND Zona de Não Detecção (do inglês, *No Detection Zone*)

Sumário

1	INTRODUÇÃO	10
1.1	Considerações Iniciais	10
1.2	Problema de pesquisa	12
1.3	Objetivos	12
1.4	Estado da arte	13
1.5	Justificativa	14
1.6	Metodologia	14
2	SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	16
2.1	Considerações iniciais	16
2.2	Modelagem do sistema fotovoltaico	17
2.2.1	Modelo de Conversor Fonte de Tensão Conectada a Rede Elétrica	17
2.2.2	Dinâmica do lado CA dos VSC para tensões de redes equilibradas	18
2.2.3	Projeto dos Controladores do Sistema de Geração Fotovoltaico	23
2.2.4	Circuito PLL Baseado no Sistema de Coordenada Síncrono	24
2.2.5	Controle das Potências Ativas e Reativas	26
2.2.6	Conversor Trifásico PWM	28
2.3	Controle de corrente	29
2.4	Controle da tensão do barramento CC	32
2.5	Conclusões Parciais	34
3	TÉCNICAS DE DETECÇÃO DE ILHAMENTO	36
3.1	Considerações Gerais	36
3.2	Métodos Passivos	37
3.3	Métodos Ativos	38
3.3.1	Esquema de frequência elétrica geral	38
3.3.2	Mudança de frequência Sandia	39
3.4	Técnica passiva implementada neste trabalho	40
3.5	Conclusões Parciais	41

4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	42
4.1	Considerações iniciais	42
4.2	Testes para o conversor eletrônico	44
4.2.1	Circuito de sincronismo	44
4.2.2	Conversor de potência	45
4.2.3	Controlador de corrente	48
4.2.4	Controlador de tensão	51
4.2.5	Discussão dos resultados do controle do inversor	53
4.3	Análise do funcionamento técnica passiva de detecção de ilhamento	54
4.3.1	Subtensão/Sobretensão	55
4.3.2	Sobrefrequência/Subfrequência	56
4.3.3	Discussão dos resultados da técnica passiva	57
4.4	Conclusões Parciais	58
5	CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS	60
5.1	Trabalhos Futuros	60
	REFERÊNCIAS	62

1 Introdução

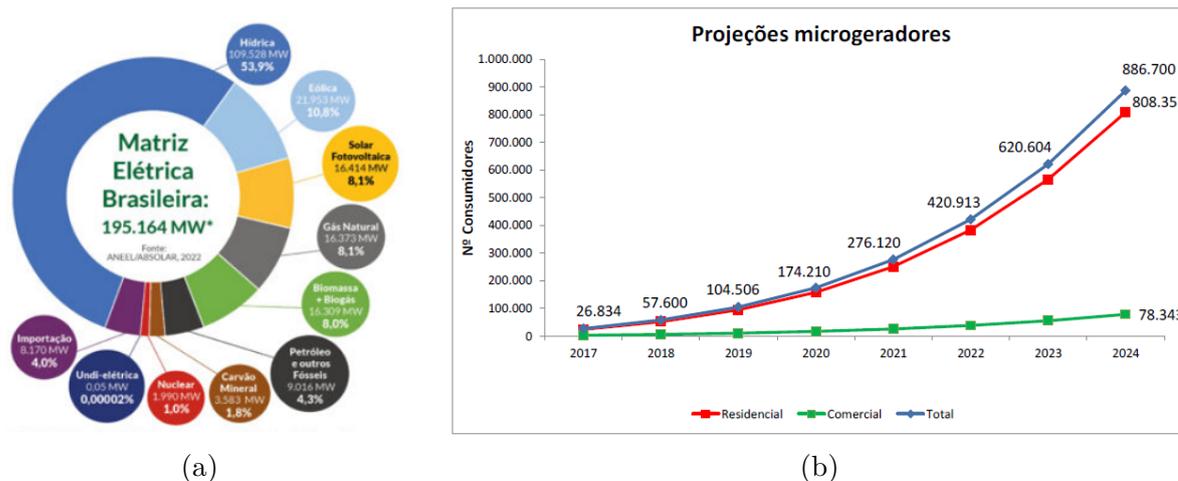
1.1 Considerações Iniciais

Nos últimos anos, muitos países têm intensificado os investimentos em fontes alternativas de energia em relação ao carvão mineral e ao petróleo (HYAKUTAKE, 2022). Isto ocorre, principalmente, devido à preocupação com as mudanças climáticas devido à emissão de gases poluentes na atmosfera. Neste contexto, as principais fontes alternativas de energia conectadas aos sistemas elétricos são: a eólica, a solar e a biomassa (HYAKUTAKE, 2022). Dentre as fontes de energia renovável elencadas, um das mais promissoras nos próximos anos é a geração solar fotovoltaica, devido, principalmente, à queda nos custos de implantação (DöHLER, 2020).

O cenário brasileiro brasileiro não é diferente do mundo: apesar da maior parte da energia gerada no Brasil ser hidráulica, houve um forte crescimento da contribuição da energia solar nos últimos anos. A Figura 1 (a) mostra a composição da matriz energética em 2023 (EPE, 2022). Em comparação com 2022, houve um aumento de 6% de solar. A principal responsável por esse aumento é a Geração Distribuída (GD). De forma geral, a GD consiste na inserção de pequenas unidades geradoras de energia próximas aos centros de consumo, fornecendo potência ao sistema de distribuição. A Figura 1 (b) mostra um estudo da ANEEL feito em 2017 sobre projeção da microgeração no Brasil até 2024 (RIBEIRO et al., 2018). O número de sistemas fotovoltaicos estimado ao final de 2022 pela ANEEL foi de 620 mil unidades, porém, na realidade, este número chegou à 1,5 milhões ao final de 2022. Em outras palavras, houve um aumento de 242% em relação à projeção inicial. Dessa forma, é razoável de esperar que o número de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica continue aumentando, devido à redução de custos e aumento da tarifa de energia.

Os sistemas fotovoltaicos possuem uma série de vantagens técnicas e econômicas. As principais vantagens técnicas estão relacionadas à redução nas perdas das linhas de transmissão, a melhora do perfil de tensão do sistema elétrico, a flexibilidade e o aumento da eficiência energética. Pelo lado econômico, os consumidores que decidem fazer o investimento, têm sua conta de energia reduzida. Portanto, as vantagens técnicas e econômicas podem ajudar a explicar o sucesso dos empreendimentos fotovoltaicos.

Figura 1 – Cenário brasileiro de energia solar: (a) matriz elétrica brasileira (EPE, 2022) e (b) projeção de microgeradores no brasil.



Fonte: (a) (EPE, 2022) e (b) (RIBEIRO et al., 2018)

Por outro lado, muitos problemas técnicos surgem da integração da GD. Inicialmente, o sistema elétrico de distribuição atual não foi projetado para lidar com a GD e, portanto, necessita ser atualizado e em alguns casos reprojeto. Além disso, requisitos de proteção devem ser revistos, pois problemas como o ilhamento podem ser mais comuns. O ilhamento acontece quando a GD opera isolada devido ao desligamento do sistema elétrico, seja por falhas ou manutenção. Nestes casos, a GD deve ser capaz de identificar a perda de conexão e se desligar automaticamente em um tempo determinado, definido pelas concessionárias e órgãos de regulamentação. Caso o desligamento não ocorra, falhas técnicas e de segurança comprometem a integridade das equipes de manutenção e dos equipamentos conectados ao sistema elétrico.

Neste ponto, é válido ressaltar o papel fundamental dos conversores eletrônicos e do seu respectivo controle nas GD e para aplicação das técnicas de detecção de ilhamento. A conexão de painéis solares ao sistema elétrico é feita através de conversores eletrônicos de potência, particularmente os inversores, sem os quais seria impossível fazer a conexão. Os inversores são compostos de interruptores semicondutores, principalmente o transistor bipolar de porta isolada (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*) (IGBT), acionados por circuitos Modulação por Largura de Pulso (do inglês, *Pulse-Width Modulation*) (PWM). O controle da potência injetada na rede elétrica é feito de forma automática e a técnica comum é o controle em cascata da corrente injetada e da tensão do barramento CC. Os detalhes técnicos do controle de sistemas fotovoltaicos estão intimamente ligados às

técnicas de detecção de ilhamento, de forma que ambos assuntos são tema deste trabalho.

As técnicas de detecção de ilhamento podem ser classificadas em passivas e ativas. Nas técnicas passivas, algumas variáveis do ponto de acoplamento comum (do inglês, *Point of common coupling*) (PCC) são monitoradas (por exemplo tensão e frequência) e, no caso de ilhamento e alterações nestas variáveis, o sistema é desligado. Por outro lado, os métodos de detecção ativos introduzem pequenos distúrbios nas variáveis do sistema (como tensão ou frequência), com o objetivo de desviá-la dos limites de operação permitidos pelos textos normativos, forçando o desligamento. De forma geral, as técnicas passivas possuem implementação simples, enquanto as técnicas ativas são mais complexas e requerem avaliação de porções maiores do sistema elétrico adjacente. Neste sentido, este trabalho se limita ao estudo e implementação das técnicas passivas, assim como o controle em cascata do conversor eletrônico.

1.2 Problema de pesquisa

Em virtude do aumento das fontes de energia renováveis, condições anormais de operação podem ocasionar a desconexão da GD, ou seja, o ilhamento. No intuito de garantir segurança humana e dos dispositivos conectados ao sistema principal, os conversores precisam possuir função anti-ilhamento com o propósito de se desconectar a GD em tempo determinado por regulação normativa. Neste contexto, as técnicas de detecção de ilhamento são fundamentais para garantir a segurança de operação.

Este trabalho procura responder quais são as principais características, vantagens e desvantagens do comportamento da técnica de detecção de ilhamento passiva (TDIP) para integração de sistemas fotovoltaicos no sistema elétrico. Devido a restrição de tempo da pesquisa, não está no escopo deste trabalho as técnicas de detecção de ilhamento ativas.

1.3 Objetivos

O objetivo geral do trabalho é investigar as vantagens e desvantagens das técnicas de detecção de ilhamento passivas para integração de sistemas fotovoltaicos no sistema elétrico. Para isso, será construído, em ambiente de simulação, um sistema fotovoltaico com conversor eletrônico (inversor de frequência) que conecta os painéis solares à rede

elétrica. Neste sistema, é modelado e projetado o controle de corrente e tensão em cascata, assim como o conversor e sua conexão com a rede. Por fim, o sistema é testado para uma técnica de detecção de ilhamento passiva capaz de detectar o ilhamento em função da variação de tensão e frequência.

Para atingir o objetivo geral, pode-se listar os seguintes objetivos específicos:

- a) estudar e compreender as principais características dos conversores eletrônicos de potência na geração fotovoltaica, assim como sua modelagem e controle;
- b) pesquisar e avaliar as principais técnicas de detecção de ilhamento dos conversores eletrônicos de potência na geração fotovoltaica;
- c) implementar o controle de corrente e tensão em cascata no intuito de integração do sistema GD com a rede;
- d) investigar e avaliar a aplicação da técnica passiva de detecção de ilhamento implementada em um sistema simples de geração solar fotovoltaica conectada à rede elétrica.

1.4 Estado da arte

A tese de mestrado de Almeida (2011) apresenta estratégias de controle para sistemas de geração solar conectados a rede elétrica. Neste trabalho, são desenvolvidos modelos matemáticos no sistema de coordenadas síncrono (dq) utilizados para representar o comportamento dinâmico quando as tensões da rede estão equilibradas ou desequilibradas. Foram implementadas duas malhas de controle em cascata com o objetivo de controlar o conversor. A malha interna tem por objetivo o controle da corrente injetado na rede. Já a externa, controla a tensão no barramento CC do conversor. O autor utilizou o *software* ATP (*Alternative Transient Program*) para resultados de simulação digital e para validar os modelos matemáticos e as estratégias de controle. Além disso, um protótipo experimental em menor escala foi construído para validar a estratégia de controle, obtendo resultados positivos.

A tese de mestrado de Resende (2020) trata-se de um estudo comparativo entre técnicas anti-ilhamento considerando três critérios: Zona de Não detecção, Distorção

Harmônica e o tempo de interrupção da rede. Foram abordados tópicos relativos ao controle dos inversores e os textos normativos que determinam os critérios mínimos para a conexão do sistema solar com a rede. O autor apresenta um resumo das técnicas anti-ilhamento considerando as suas principais causas e consequências. Neste trabalho, foi utilizado o *software PSIM Professional Version* para as simulações. Além disso, foi proposto pelo autor um novo método anti-ilhamento ativo, baseado na inserção de uma realimentação positiva de frequência. Os resultados obtidos foram satisfatórios validando o método criado e comparando-os com os demais métodos anti-ilhamento já existentes.

A monografia de Silveira (2020) aborda as técnicas anti-ilhamento ativas e passivas, com foco na redução das zonas de não detecção. As técnicas passivas são analisadas a partir de três métodos (sub/sobrefrequência, sub/sobretensão e detecção por salto de fase) e para as técnicas ativas são avaliados dois métodos: desvio ativo de frequência e desvio ativo de frequência com *feedback* positivo. O autor utilizou para a simulação das técnicas o *software PSIM Professional Version*. O autor relata que os resultados das técnicas anti-ilhamento ativas tiveram performance superior em relação às passivas, para o sistema de estudo.

1.5 Justificativa

Esta pesquisa tem por objetivo comparar as vantagens e desvantagens da técnica de detecção de ilhamento, podendo contribuir para dois segmentos principais: a indústria e a academia. O segmento da indústria pode ser beneficiado, pois, este trabalho pode fornecer aos projetistas fotovoltaicos informações úteis e entendimento do que acontece dentro dos sistemas que eles estão projetando. A academia se beneficia, pois, estudantes da área que se interessam sobre o assunto, podem usar esta pesquisa como busca de referências importantes citadas neste trabalho e seus resultados. Neste contexto, espera-se que este trabalho possa contribuir com o desenvolvimento e a evolução da integração de fontes renováveis no sistema elétrico.

1.6 Metodologia

Com a finalidade de alcançar os objetivos propostos, serão adotados os seguintes procedimentos metodológicos:

1. **Revisão bibliográfica sobre os conversores eletrônicos:** estudar os conversores fonte de tensão e seu modo de controle no sistema de GD conectado a rede.
2. **Revisão bibliográfica sobre as principais técnicas de detecção de ilhamento:** estudar as técnicas de detecção de ilhamento passivas e ativas.
3. **Modelar, projetar e simular:** o controle do sistema GD conectado a rede, via *Matlab/Simulink*;
4. **Modelar, projetar e simular:** TDIP de (sub, sobrefrequência e sub/sobretensão) via *Matlab/Simulink*;
5. **Implementação de um estudo de caso** de um sistema simples de geração solar conectado a rede na ocorrência de um ilhamento. E como a técnica passiva responde a contingência.

Este trabalho de conclusão de curso é constituído de 4 capítulos, além deste capítulo introdutório. O Capítulo 2 apresenta a modelagem matemática do controle do sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica. O capítulo Capítulo 3 apresenta uma revisão bibliográfica das técnicas de detecção de ilhamento e do impacto do ilhamento na rede de distribuição. No capítulo Capítulo 4 são apresentados os resultados de simulação do conversor e da TDIP. Finalmente, no Capítulo 5, são avaliadas as conclusões e propostas de trabalho futuro.

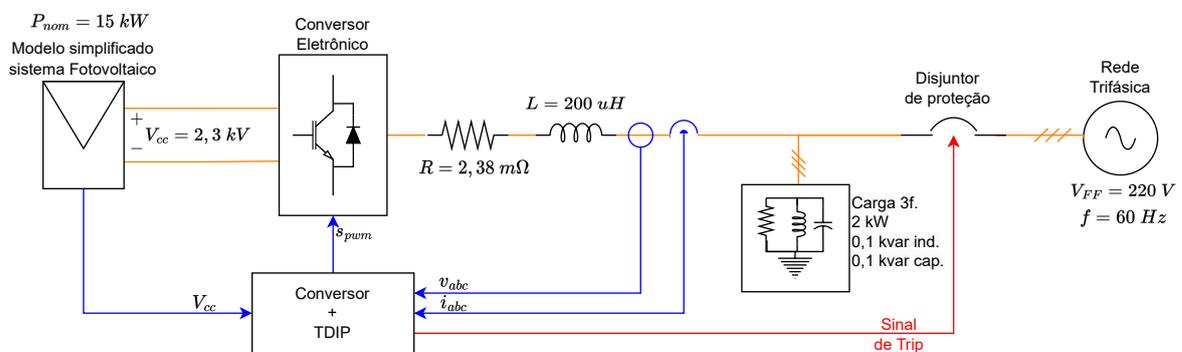
2 Sistemas fotovoltaicos

Neste capítulo serão apresentados os principais conceitos sobre a modelagem e controle do sistema fotovoltaico conectado a rede elétrica.

2.1 Considerações iniciais

Os sistemas fotovoltaicos são compostos por um arranjo fotovoltaico que transforma a energia proveniente do sol em eletricidade, acrescidos de conversores eletrônicos e outros elementos necessários para se obter uma melhor eficiência da energia fotovoltaica. De forma geral, estes sistemas se dividem em duas categorias: sistemas conectados a rede e os sistemas isolados (VILLALVA, 2010), sendo o primeiro escopo deste trabalho. A Figura 2 mostra o diagrama de blocos do sistema fotovoltaico. Ele é formado pelos seguintes elementos:

Figura 2 – Sistema fotovoltaico de teste para a técnica de detecção de ilhamento passiva.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Painéis solares: neste trabalho, o modelo do painel solar foi uma fonte de corrente, ligada em paralelo com o barramento CC. Não é escopo deste trabalho a modelagem da célula, ou algoritmos de Rastreamento de Ponto de Máxima Potência (do inglês, *Maximum Power Point Tracking*) (MPPT). Informações detalhadas podem ser encontradas em (DöHLER, 2020).

Conversor eletrônico: conversor CC–Corrente Alternada (CA), geralmente trifásico que faz a conexão dos painéis com a rede elétrica da concessionária.

Disjuntor de proteção: elemento responsável pela proteção do sistema. Atua por sobrecorrente e recebe o sinal de desconexão da TDIP.

Controle do sistema: sistema responsável por gerar os sinais de disparo dos interruptores a partir de sinais de referência.

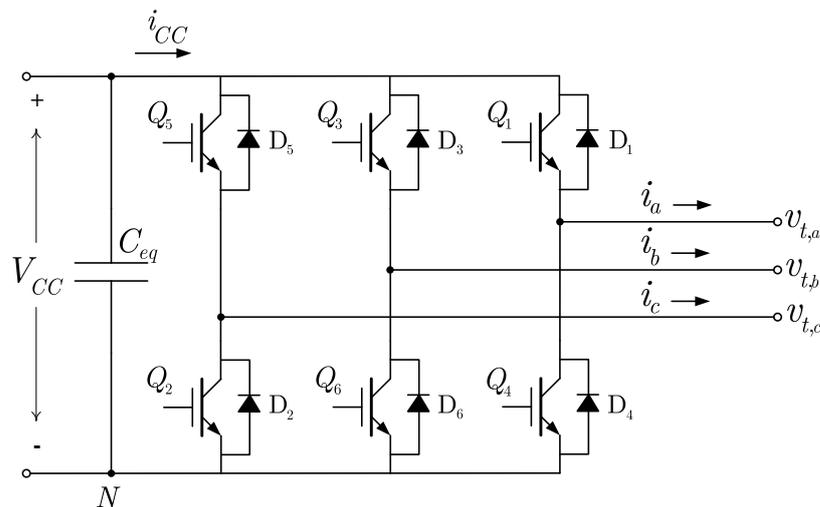
Nas seções seguintes, cada um dos principais elementos da Figura 17 serão desenvolvidos.

2.2 Modelagem do sistema fotovoltaico

2.2.1 Modelo de Conversor Fonte de Tensão Conectada a Rede Elétrica

A interface entre o barramento CC e a rede é feita com o uso dos inversores de frequência, ou conversores potência CC-CA. A Figura 3 exibe um VSC trifásico utilizado neste trabalho. Ele é composto por seis interruptores semicondutores IGBT e seis diodos conectados em anti paralelo e um capacitor (ALMEIDA, 2011).

Figura 3 – Conversor fonte de tensão trifásico.



Fonte: Retirado de Almeida (2011).

De forma geral, quando interruptor superior de um braço esta conduzindo o inferior deve estar cortado. No entanto, na prática, há um pequeno intervalo de tempo designado como tempo morto, em que dois interruptores de um mesmo braço ficam cortados. O

intuito deste procedimento é evitar um curto circuito do capacitor, na condição em que um dos interruptores atrasa para comutar e o complementar começa a entrar em condução (ALMEIDA, 2011). Existem vários métodos de chaveamento propostos na literatura com o intuito de controle da amplitude, fase e frequência das correntes e tensões nos terminais CA dos conversores. Em todos eles, a operação de cada braço do VSC gera harmônicos de corrente e tensão na saída.

A Figura 4 ilustra um diagrama de blocos de um conversor VSC conectado a rede e uma fonte de corrente que representa o painel solar. Toda modelagem do sistema é baseada nesta figura e será desenvolvida nas seções seguintes. Ele é formado pelo seguintes elementos,

Painel: representado por uma fonte de corrente que alimenta os terminais CC do conversor, cujo valor é proporcional à radiação solar incidente.

Barramento CC: essencial para o funcionamento do inversor. Suas perdas são modeladas com uma resistência R_p em paralelo com um capacitor C_{eq} .

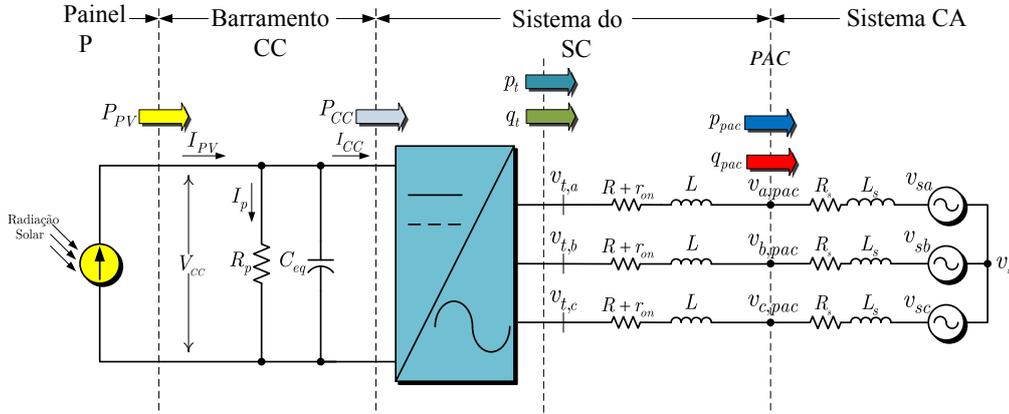
Sistema VSC: composto por um conversor VSC trifásico onde seus terminais de saída estão conectados a rede CA através de filtros passa baixas que são representados por três circuitos RL série. As perdas de condução dos IGBT são modeladas através de uma resistência r_{on} .

Sistema CA : a rede de distribuição tem por representação uma fonte trifásica ideal, conectada em série com uma impedância $Z_s = R_s + j\omega_1 L_s$, no qual $\omega_1 = 2\pi f_1$ e f_1 é a frequência fundamental da rede.

2.2.2 Dinâmica do lado CA dos VSC para tensões de redes equilibradas

A ferramenta do fasor espacial é de fundamental importância na modelagem do conversor. Além disso, é interessante conhecer sua relação com as transformadas de Clark e Park, pois são formas mais simples de trabalhar com as informações de amplitude, frequência e ângulo de fase de uma grandeza instantânea trifásica de corrente ou tensão

Figura 4 – Diagrama de um conversor VSC conectado a rede.



Fonte: Retirado de Almeida (2011).

(YAZDANI; IRAVANI, 2010). Da Figura 4, pode-se obter as tensões trifásicas senoidais,

$$\begin{cases} v_{sa} = \widehat{V} \cos(\omega t + \theta_0) \\ v_{sb} = \widehat{V} \cos(\omega t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{sc} = \widehat{V} \cos(\omega t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.1)$$

em que \widehat{V} , θ_0 e ω são a amplitude, ângulo de fase e a frequência angular das tensões respectivamente.

Segundo Yazdani e Iravani (2010) o fasor espacial pode ser definido para um conjunto de tensões trifásicas,

$$\vec{v} = \frac{2}{3} (e^{j0} v_a + e^{j\frac{2\pi}{3}} v_b + e^{j\frac{4\pi}{3}} v_c) \quad (2.2)$$

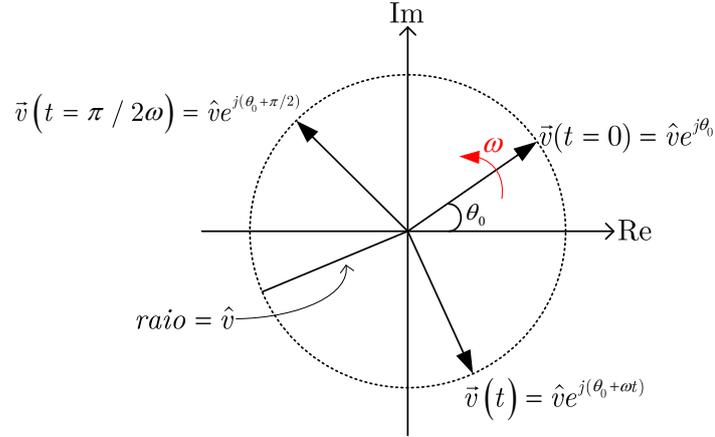
Substituindo (2.1) em (2.2) é usando a identidade $e^{j\theta} = (\cos\theta + j\sin\theta)$, tem-se,

$$\vec{v} = (\widehat{v} e^{j\theta_0}) e^{j\omega t} \quad (2.3)$$

A variável complexa $\widehat{v} e^{j\theta_0}$ pode ser representada por um vetor no plano complexo. A extremidade de \vec{v} descreve uma trajetória circular centrada na origem de um plano complexo, como é visto na Figura 5.

Baseado em (2.2) o fasor espacial $\vec{v}(t)$ é o mesmo fasor $\widehat{v} e^{j\theta_0}$, que gira no sentido anti-horário com uma velocidade angular ω . Com isso tensões e correntes trifásicas podem ser representadas em um sistema de coordenadas ortogonais denominado coordenadas $\alpha\beta$

Figura 5 – Representação do fasor espacial no plano complexo.



Fonte: Retirado de Almeida (2011).

(YAZDANI; IRAVANI, 2010).

$$\vec{v} = v_{\alpha\beta} = v_{\alpha} + jv_{\beta} \quad (2.4)$$

Para o fasor espacial descrito em (2.4), a transformação das coordenadas $\alpha\beta$ em coordenadas dq podem ser expressas por,

$$v_{dq} = v_d + jv_q = v_{\alpha\beta} e^{-j\rho(t)} = (v_{\alpha} + jv_{\beta}) e^{-j\rho(t)} \quad (2.5)$$

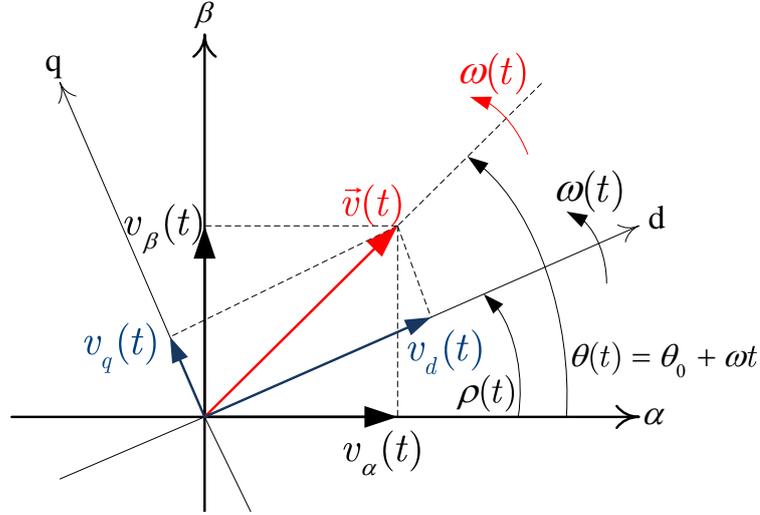
O produto de $v_{\alpha\beta}$ por $e^{-j\rho(t)}$ é equivalente a um deslocamento de fase em $\vec{v}(t)$ do ângulo ρ , sendo que ρ pode ser escolhido arbitrariamente. Contudo se $\vec{v}(t) = \hat{v} e^{j(\omega t + \theta_0)}$, escolhendo-se $\rho(t) = \omega t$, tem-se o seguinte fasor espacial,

$$v_d + jv_q = \hat{V} e^{j(\omega t + \theta_0)} e^{-j\omega t} = \hat{V} e^{j\theta_0}, \quad (2.6)$$

que, no caso de ω constante, não é mais uma grandeza variante no tempo. Logo, v_d e v_q são grandezas CC, como mostra a Figura 6.

Utilizando o conceito de fasor espacial, é possível escrever as relações para as fases a, b, c do conversor trifásico,

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = -R_{eq} i_a + v_{t,a} - v_{a,pac} \\ L \frac{di_b}{dt} = -R_{eq} i_b + v_{t,b} - v_{b,pac} \\ L \frac{di_c}{dt} = -R_{eq} i_c + v_{t,c} - v_{c,pac} \end{cases} \quad (2.7)$$

Figura 6 – Sistema de coordenada $\alpha\beta$ e dq .

Fonte: Retirado de Almeida (2011).

em que, i_a , i_b e i_c representam as correntes instantâneas trifásicas em (A) que fluem nos terminais de VSC; $v_{t,a}$, $v_{t,b}$ e $v_{t,c}$ são as tensões instantâneas em (V) sintetizadas nos terminais de VSC; $v_{a,pac}$, $v_{b,pac}$ e $v_{c,pac}$ são as tensões instantâneas em (V) no Ponto de acoplamento comum (do inglês, *Point of Common Coupling*) (PAC) do sistema de geração distribuída; L é a indutância série em (H) do filtro passa baixa; $R_{eq} = r_{on} + R$ é a resistência equivalente em (Ω) resultante da associação série do filtro passa baixas com a resistência que modela as perdas no IGBT do conversor.

Aplicando o fasor espacial em (2.7), tem-se por resultado a equação do lado CA do conversor de forma compacta,

$$L \frac{d \vec{i}}{dt} = -R_{eq} \vec{i} + \vec{v}_t - \vec{v}_{pac} \quad (2.8)$$

Os fasores espaciais em (2.8) podem ser apresentados em componentes $\alpha\beta$,

$$L \frac{d \vec{i}_{\alpha\beta}}{dt} = -R_{eq} \vec{i}_{\alpha\beta} + \vec{v}_{t\alpha\beta} - \vec{v}_{\alpha\beta,pac} \quad (2.9)$$

em que $\vec{i}_{\alpha\beta}$ é o fasor espacial de corrente, $\vec{v}_{t\alpha\beta}$ é a tensão nos terminais da fonte de tensão controlada e $\vec{v}_{\alpha\beta,pac}$ é a tensão no PAC declarados em um sistema de coordenadas ortogonais $\alpha \beta$.

Havendo a multiplicação dos fasores espaciais de (2.9) a um fator ($e^{j\rho} \cdot e^{-j\rho}$) são

obtidos expressões em função das componentes dq ,

$$L \frac{d(e^{+j\rho} \vec{i}_{dq})}{dt} = R_{eq}(e^{+j\rho} \vec{i}_{dq}) + e^{+j\rho} \vec{v}_{tdq} - e^{+j\rho} \vec{v}_{dq,pac} \quad (2.10)$$

Expandindo o lado esquerdo de (2.10) e multiplicado toda a expressão por $(e^{-j\rho})$ tem-se,

$$L \frac{d\vec{i}_{dq}}{dt} + jL \left(\frac{d\rho}{dt} \right) = -R_{eq} \vec{i}_{dq} + \vec{v}_{tdq} - \vec{v}_{dq,pac} \quad (2.11)$$

A obtenção das componentes dq ocorrem a partir da projeção dos fasores espaciais no sistema de coordenadas no qual a posição no plano complexo α e β varia. Reproduzindo (2.11) em um sistema de duas equações reais,

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = +L \left(\frac{d\rho}{dt} \right) i_q - R_{eq} i_d + v_{td} - v_{d,pac} \\ L \frac{di_q}{dt} = -L \left(\frac{d\rho}{dt} \right) i_d - R_{eq} i_q + v_{tq} - v_{q,pac} \end{cases} \quad (2.12)$$

Agora, considerando as tensões instantâneas no PAC equilibradas e simétricas,

$$\begin{cases} v_{a,pac} = \hat{V}_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi_{v1}) \\ v_{b,pac} = \hat{V}_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi_{v1} - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{c,pac} = \hat{V}_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi_{v1} - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.13)$$

em que, \hat{V}_{pac} é o valor de pico da tensão de fase; ω_1 é a frequência angular fundamental em (rad/s); ϕ_{v1} é o ângulo de fase de genérico em (rad) da tensão da rede no ponto de acoplamento comum.

Aplicando o conceito de fasor espacial em (2.13), pode-se escrever da forma compacta,

$$\vec{V}_{pac} = \hat{V}_{pac} e^{j(\omega_1 + \phi_1)} \quad (2.14)$$

Multiplicando (2.14) por $(e^{-j\rho})$ é possível obter a equação em termos de componentes dq ,

$$\begin{cases} v_{d,pac} = \hat{V}_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi_{v1} - \rho) \\ v_{q,pac} = \hat{V}_{pac} \sin(\omega_1 t + \phi_{v1} - \rho) \end{cases} \quad (2.15)$$

Substituindo (2.15) em (2.12),

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = +L \left(\frac{d\rho}{dt} \right) i_q - R_{eq} i_d + v_{td} - \hat{V}_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi_{v1} - \rho) \\ L \frac{di_q}{dt} = -L \left(\frac{d\rho}{dt} \right) i_d - R_{eq} i_q + v_{tq} - \hat{V}_{pac} \sin(\omega_1 t + \phi_{v1} - \rho) \end{cases} \quad (2.16)$$

em que $\rho = (\omega_1 t + \phi_{v1})$,

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = -\left(\frac{R_{eq}}{L}\right) I_d + \omega_1 I_q + \left(\frac{1}{L}\right) V_{t,d} - \left(\frac{1}{L}\right) \hat{V}_{pac} \\ \frac{dI_q}{dt} = -\left(\frac{R_{eq}}{L}\right) I_q - \omega_1 I_d + \left(\frac{1}{L}\right) V_{t,q} \end{cases} \quad (2.17)$$

em que $\frac{d\rho}{dt} = \omega_1$.

A escolha de $\rho = (\omega_1 t + \phi_{v1})$ altera o sistema no espaço de estados descrito por (2.16), em que as variáveis i_q e i_d dependiam de funções variantes no tempo, em um sistema de segunda ordem excitado por uma entrada constante \hat{V}_{pac} .

No intuito de garantir que a transformação em (2.17) seja eficiente deve-se medir a frequência angular e o ângulo de fase das tensões fase-neutro do sistema no PAC. Em outras palavras, deve-se garantir que $\frac{d\rho}{dt} = \omega_1$ e o circuito mais empregado para esta tarefa é o PLL (ALMEIDA, 2011).

2.2.3 Projeto dos Controladores do Sistema de Geração Fotovoltaico

Existem diversas estruturas de controle para sistemas conectados à rede na literatura. Dentre elas, neste trabalho, optou-se pelo controle do conversor em cascata, devido a simplicidade de projeto. Esta abordagem possui uma malha de controle da corrente interna e uma malha de controle da tensão externa do barramento CC. A primeira é a mais rápida e a segunda mais lenta (HAUSER, 2014).

Considerando o conceito de fasor espacial, a estratégia de controle pode ser dividida em três sistemas de coordenadas,

Controle no sistema de coordenadas natural, ou abc : são necessários três controladores individuais para cada fase da corrente da rede. As diferentes formas de conexão do sistema trifásico (delta, estrela, etc) devem ser consideradas. Neste casos, o emprego dos controladores Proporcional Integral (PI) não apresenta bom desempenho.

Controle de Sistemas de Coordenada Estacionaria, ou $\alpha\beta$: apesar de usar menos uma variável em relação ao abc (para sistema equilibrados), ainda existe dificuldade adicional no projeto dos controladores, devido à variação senoidal.

Controle no sistema de Coordenada Síncrono, ou dq : Utiliza a transformada de Park nas variáveis trifásicas para a projeção no plano dq . Como as novas coordenadas giram em sincronia com a tensão da rede, as grandezas são CC, favorecendo o projeto dos controladores com a utilização de PIs.

Devido às vantagens, o último sistema de coordenadas foi empregado neste trabalho.

2.2.4 Circuito PLL Baseado no Sistema de Coordenada Síncrono

Para conectar o sistema fotovoltaico à rede é utilizado um algoritmo de sincronização, denominado SRF-PLL, que busca identificar e rastrear a frequência e o ângulo da fase de um conjunto de correntes ou tensões de um sistema trifásico.

As tensões nas coordenadas dq medidas no PAC do conversor são,

$$\begin{cases} v_{d,pac} = \hat{V}_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi_{v1} - \rho) \\ v_{q,pac} = \hat{V}_{pac} \sin(\omega_1 t + \phi_{v1} - \rho) \end{cases} \quad (2.18)$$

em que \hat{V}_{pac} é a amplitude em volts, ω_1 é a frequência angular em rad/s e ϕ_{v1} o ângulo de fase em rad da fundamental da tensão no PAC. Ainda, ρ é o ângulo rastreado pelo SRF-PLL dado como,

$$\rho = (\omega_1 t + \phi_{v1}) \quad (2.19)$$

em que ω_1 é a frequência angular em (rad/s) e ϕ_{v1} o ângulo da fase em (rad) do sistema de coordenadas ortogonais síncronos dq .

Sendo $\rho = \omega_1 t + \phi_{v1}$ tem-se $V_{d,pac} = V_{pac}$ e $V_{q,pac} = 0$. Com isso é possível projetar um controlador que ajuste o ângulo ρ do sistema de coordenadas ortogonais que faz com que $V_{q,pac}$ seja nula em regime permanente.

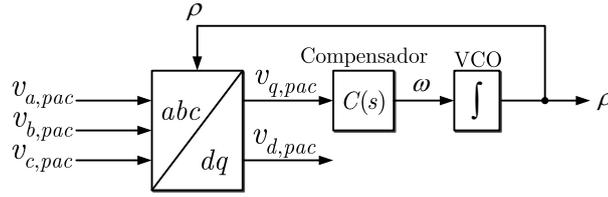
A Figura 7 apresenta o circuito SRF-PLL capaz de ajustar o ângulo ρ . Ele é composto por um bloco de transformação de coordenadas, um compensador a ser projetado e um Oscilador Controlado por Tensão (do inglês, *Voltage-Controlled Oscillator*) (VCO).

Da Figura 7,

$$\omega = \frac{d\rho}{dt} = C(p)V_{q,pac} \quad (2.20)$$

em que ω é a frequência rastreada no PLL e $C(p)$ é função linear do compensador e $p = d(\cdot)/dt$ é o operador diferencial.

Figura 7 – Diagrama esquemático do SRF-PLL.



Fonte: Retirado de Almeida (2011).

Substituindo $v_{q,pac}$ de (2.18) em (2.20), é obtido um sistema não linear que sincroniza o ângulo ρ com argumento $(\omega_1 + \phi_{v1})$ das tensões no PAC (YAZDANI; IRAVANI, 2010). Através da análise da Figura 7,

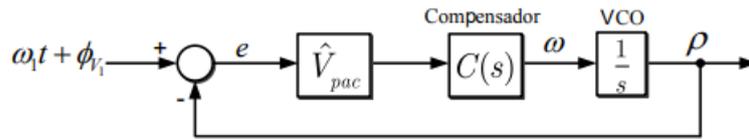
$$\omega = \frac{d\rho}{dt} = C(p)\hat{V}_{pac} \sin(\omega_1 t + \phi_{v1} - \rho) \quad (2.21)$$

Quando ρ é aproximadamente $\omega_1 t + \phi_{v1}$ o argumento da função se torna pequeno e pode ser visto como:

$$\omega = \frac{d\rho}{dt} = C(p)\hat{V}_{pac}(\omega_1 t + \phi_{v1} - \rho) \quad (2.22)$$

De (2.22), pode-se construir o diagrama de blocos linearizado da Figura 8.

Figura 8 – Modelo linear do SRF-PLL trifásico.



Fonte: Retirado de Almeida (2011).

Da Figura 8, tem-se a função de transferência de malha fechada,

$$M_{fPLL}(s) = \frac{P(s)}{\Theta(s)} = \frac{C(s)\hat{V}_{pac}}{s + C(s)\hat{V}_{pac}} \quad (2.23)$$

em que $P(s)$ e $\Theta(s)$ são as transformadas de Laplace de $\Theta(s) = (\omega_1 t + \phi_{v1})$ e ρ .

Pode-se utilizar um controlador PI no projeto do filtro $C(s)$,

$$C(s) = k_{p,PLL} \cdot \left(\frac{1 + s\tau_{PLL}}{s\tau_{PLL}} \right) \quad (2.24)$$

em que $k_{p,PLL}$ e τ_{PLL} representam o ganho e a constante de tempo do controlador, respectivamente.

Substituindo (2.24) em (2.23),

$$M_{f,PLL}(s) = \frac{k_{p,PLL} \left(\frac{1+s\tau_{PLL}}{s\tau_{PLL}} \right) \widehat{V}_{pac}}{s + k_{p,PLL} \left(\frac{1+s\tau_{PLL}}{s\tau_{PLL}} \right) \widehat{V}_{pac}} \quad (2.25)$$

De (2.25) pode-se retirar os valores de ξ e ω ,

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_{p,PLL} \cdot \vec{V}_{pac}}{\tau_{PLL}}} \quad (2.26)$$

$$\xi = \frac{k_{p,PLL} \cdot \vec{V}_{pac}}{2\omega_n} = \frac{\sqrt{\tau_{PLL} \cdot k_{p,PLL} \cdot \vec{V}_{pac}}}{2} \quad (2.27)$$

sendo ξ o fator de amortecimento e ω_n a frequência natural amortecida da malha fechada do PLL.

2.2.5 Controle das Potências Ativas e Reativas

O projeto dos controladores de corrente do conversor trifásico é simplificado através do controle dq . Nesta abordagem o problema de três variáveis senoidais é transformado em um problema de duas variáveis com características CC.

Com base nos conceitos de fasor espacial descritos na subseção 2.2.2 e considerando uma rede trifásica balanceada cujas tensões terminais v_{abc} e correntes i_{abc} é possível obter a equação de potencia instantânea,

$$p(t) = v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t) \quad (2.28)$$

Uma vez que v_{abc} e i_{abc} podem ser expressos em termos de seus fasores espaciais com isso tem-se,

$$p(t) = \text{Re} \left\{ \vec{V}(t)e^{j0} \right\} \text{Re} \left\{ \vec{i}(t)e^{j0} \right\} + \text{Re} \left\{ \vec{V}(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right\} \text{Re} \left\{ \vec{i}(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right\} \\ + \text{Re} \left\{ \vec{V}(t)e^{-j\frac{4\pi}{3}} \right\} \text{Re} \left\{ \vec{i}(t)e^{-j\frac{4\pi}{3}} \right\} \quad (2.29)$$

Com base na identidade

$$\text{Re} \{ \alpha \} \text{Re} \{ \beta \} = \frac{(\text{Re} \{ \alpha\beta \} + \text{Re} \{ \alpha\beta^* \})}{2}$$

pode-se escrever (2.28) como,

$$p(t) = \begin{cases} \frac{\operatorname{Re}\{\vec{v}(t)\vec{i}(t)\} + \operatorname{Re}\{\vec{v}(t)\vec{i}^*(t)\}}{2} \\ \frac{\operatorname{Re}\{\vec{v}(t)\vec{i}(t)e^{-j\frac{4\pi}{3}}\} + \operatorname{Re}\{\vec{v}(t)\vec{i}^*(t)\}}{2} \\ \frac{\operatorname{Re}\{\vec{v}(t)\vec{i}(t)e^{-j\frac{8\pi}{3}}\} + \operatorname{Re}\{\vec{v}(t)\vec{i}^*(t)\}}{2} \end{cases} \quad (2.30)$$

em que $e^{j0} + e^{-j\frac{4\pi}{3}} + e^{-j\frac{8\pi}{3}} = 0$, logo, 2.30 é simplificada em,

$$p(t) = \operatorname{Re} \left\{ \frac{3}{2} \vec{v}(t) \vec{i}^*(t) \right\} \quad (2.31)$$

e a potência reativa e aparente são dadas em,

$$q(t) = \operatorname{Im} \left\{ \frac{3}{2} \vec{v}(t) \vec{i}^*(t) \right\} \quad (2.32)$$

$$S(t) = p(t) + jq(t) = \frac{3}{2} \vec{v}(t) \vec{i}^*(t). \quad (2.33)$$

Para o fasor espacial $\vec{f} = f_\alpha + jf_\beta$, a transformação $\alpha\beta$ para dq é definida por,

$$f_d + jf_q = (f_\alpha + jf_\beta)e^{-j\varepsilon(t)} \quad (2.34)$$

Sendo (2.34) o equivalente a uma mudança de fase em $\vec{f}(t)$ pelo ângulo $-\varepsilon(t)$. A transformação dq é obtida multiplicando ambos os lados de (2.34) por $\varepsilon(t)$, então

$$f_\alpha + jf_\beta = (f_d + jf_q)e^{j\varepsilon} \quad (2.35)$$

Com base em (2.35) substitui-se, $\vec{v}(t) = (v_d + jv_q)e^{j\varepsilon(t)}$ e $\vec{i}(t) = (i_d - ji_q)e^{-j\varepsilon(t)}$ em (2.38) e (2.39) e obtém-se,

$$p(t) = \frac{3}{2} [v_d(t)i_d(t) + v_q(t)i_q(t)] \quad (2.36)$$

e

$$q(t) = \frac{3}{2} [-v_d(t)i_q(t) + v_q(t)i_d(t)] \quad (2.37)$$

Assumindo que o PLL rastreia o ângulo da rede, então, $V_d = V_{pac}$ e $V_q = 0$. Neste caso, reescrevendo (2.36) e (2.37),

$$p(t) = \frac{3}{2} V_d i_d(t) \quad (2.38)$$

$$q(t) = -\frac{3}{2}V_d i_q(t). \quad (2.39)$$

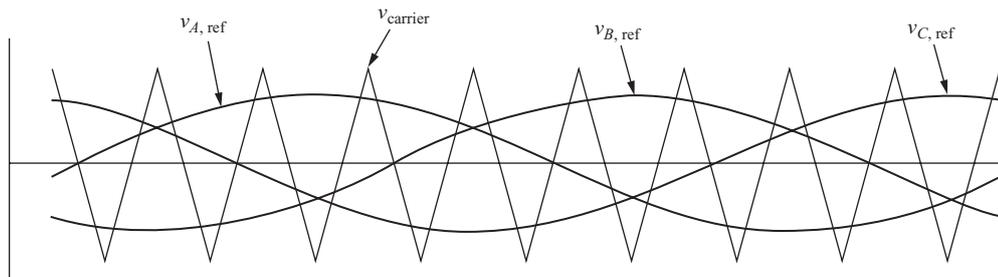
De (2.38) e (2.39), observa-se que a potência ativa injetada na rede depende de i_d e a potência reativa depende de i_q . Dessa forma, o efeito do PLL provoca um desacoplamento na potencia ativa e reativa que será fundamental para o projeto do controlador de corrente.

2.2.6 Conversor Trifásico PWM

A PWM é uma técnica utilizada para o controle de tensões e correntes de saída dos conversores estáticos. A forma mais simples de implementação do PWM é pela comparação de uma referência (neste caso uma onda senoidal) com uma onda portadora. A frequência da referencia deve ser muito menor que a frequência da portadora. Assim, frequência fundamental da tensão de saída é a mesma da onda de referência e a amplitude de saída é determinada pelas amplitudes das ondas de referência e da portadora.

No caso do conversor trifásico, são usadas três senoides de referência, defasadas por 120° , no caso de uma saída trifásica equilibrada. A Figura 9 apresenta uma portadora triangular e as três ondas de referências.

Figura 9 – Formas de onda da portadora e referências para o funcionamento do PWM



Fonte: Retirado de Hart (2012).

De acordo com Hart (2012), as tensões de referência são,

$$v_{a,ref}(t) = m_a \cos(\omega t + \theta) \quad (2.40a)$$

$$v_{b,ref}(t) = m_b \cos(\omega t + \theta - \frac{2\pi}{3}) \quad (2.40b)$$

$$v_{c,ref}(t) = m_c \cos(\omega t + \theta - \frac{4\pi}{3}) \quad (2.40c)$$

em que m_a , m_b e m_c são os fatores de modulação e θ é o ângulo da tensão. A amplitude da tensão no inversor é controlada a partir do ajuste dos fatores de modulação m_a , m_b e m_c e a fase da tensão é ajustada usando θ .

Usando (2.40), pode-se chegar nas expressões das tensões terminais do conversor da Figura 3,

$$v_{t,a}(t) = V_{a,ref}(t) \left(\frac{V_{DC}}{2} \right) + \sum_{h \neq 1} v_{an,h} \quad (2.41a)$$

$$v_{t,b}(t) = V_{b,ref}(t) \left(\frac{V_{DC}}{2} \right) + \sum_{h \neq 1} v_{bn,h} \quad (2.41b)$$

$$v_{t,c}(t) = V_{c,ref}(t) \left(\frac{V_{DC}}{2} \right) + \sum_{h \neq 1} v_{cn,h} \quad (2.41c)$$

em que V_{DC} é a tensão no barramento CC, $v_{an,h}$, $v_{bn,h}$ e $v_{cn,h}$ são h -ésimas componentes harmônicas das tensões de fase-neutro. Com o projeto adequado do filtro RL , as componentes harmônicas da corrente injetada na rede podem ser atenuadas, ou até desprezadas.

2.3 Controle de corrente

Em busca de controlar os sinais sintetizados pelo conversor utilizou-se a estratégia em cascata para o controle de potência ativa e reativa no sistema do conversor. Esta escolha se deu pela eficiente resposta dinâmica, robustez a variações de parâmetros e sua maior precisão de controle (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

A partir de (2.38) e (2.39) e usando as potências de referência, P_{sref} e Q_{sref} , calcula-se as correntes de referência,

$$i_{dref}(t) = \frac{2}{3V_{sd}} P_{sref}(t) \quad (2.42)$$

$$i_{qref}(t) = -\frac{2}{3V_{sd}} Q_{sref}(t) \quad (2.43)$$

Tendo em mente o circuito do conversor VSC da Figura 4 é possível obter as equações dinâmicas do filtro RL em coordenadas abc ,

$$L \frac{d i_a}{dt} = -R i_a + v_{ta} - v_{sa} \quad (2.44)$$

$$L \frac{di_b}{dt} = -Ri_b + v_{tb} - v_{sb} \quad (2.45)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = -Ri_c + v_{tc} - v_{sc} \quad (2.46)$$

Aplicando-se os conceitos de transformação de coordenadas $dq0$ e assumindo $\omega(t) = \omega_0$ tem-se,

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega_0 i_q - (R + r_{on})i_d + V_{td} - V_{sd} \quad (2.47)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = L\omega_0 i_d - (R + r_{on})i_q + V_{tq} - V_{sq} \quad (2.48)$$

em que V_{tq} e V_{td} são,

$$V_{td}(t) = \frac{V_{CC}}{2} m_d(t) \quad (2.49)$$

$$V_{tq}(t) = \frac{V_{CC}}{2} m_q(t) \quad (2.50)$$

Visto em (2.47) e (2.48) que a dinâmica das correntes i_d e i_q são acopladas, para desacopla-las determina-se m_d e m_q como,

$$m_d = \frac{2}{V_{CC}} (u_d - L\omega_0 i_q + V_{sd}) \quad (2.51)$$

$$m_q = \frac{2}{V_{CC}} (u_q - L\omega_0 i_d + V_{sq}) \quad (2.52)$$

em que u_d e u_q são novas entradas de controle, substituindo m_d e m_q em (2.49) e (2.50) e V_{tq} V_{td} em (2.47) e (2.48) tem-se,

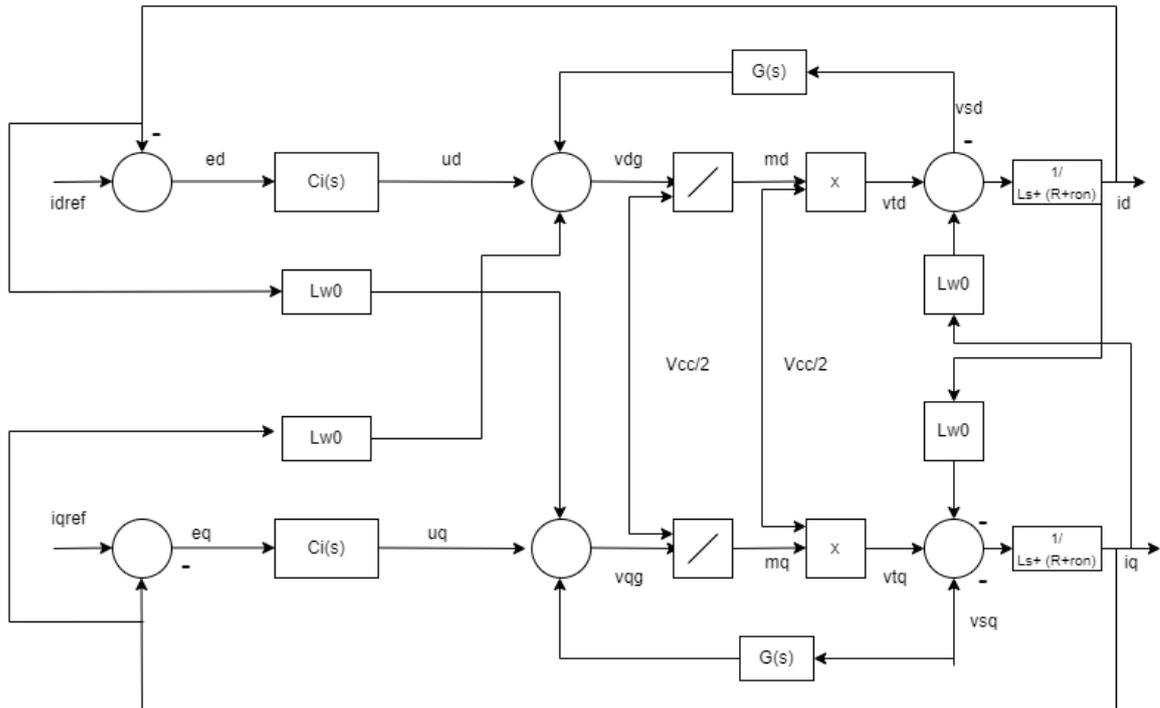
$$L \frac{di_d}{dt} = -(R + r_{on})i_d + u_d \quad (2.53)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -(R + r_{on})i_q + u_q \quad (2.54)$$

As equações (2.53) e (2.54) descrevem dois sistemas lineares desacoplados de primeira ordem, uma vez que i_d e i_q podem ser controlados por u_d e u_q respectivamente.

Tendo como ideia central do controle a compensação da dinâmica do filtro, pode-se definir uma estratégia de controle em função dos parâmetros do filtro e da compensação da

Figura 10 – Diagrama de blocos do controle de corrente para o conversor.

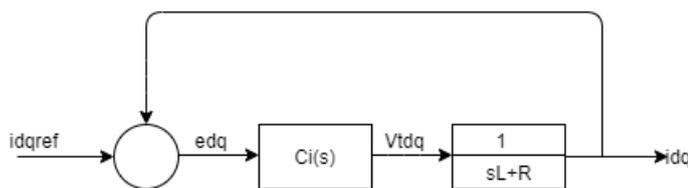


Fonte: Próprio autor.

tensão. A Figura 10 mostra em diagrama de blocos a estratégia de controle de um sistema VSC controlado por corrente. A Figura 10 mostra em diagrama de blocos a implementação de uma malha de controle de corrente. Observe que a entrada do controlador PI é um sinal de erro entre as correntes de referências $i_{dq,ref}$ e as correntes sintetizadas pelos conversores i_{dq} . A saída do controlador terá como resposta o sinal de controle u_d e u_q , que, por rigor matemático, é dividido por $V_{CC}/2$. Dessa forma, é possível obter os fatores de modulação m_d e m_q que são usados para gerar os sinais de disparo dos IGBTs do conversor.

Baseado no processo de controle, é possível escrever um diagrama de blocos simplificado como é mostrado na Figura 11, em que há um desacoplamento entre as correntes.

Figura 11 – Diagrama de blocos simplificado para controle de corrente.



Fonte: Próprio autor.

A função transferência do controlador é,

$$C_i(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (2.55)$$

sendo k_i e k_p os ganhos integrais e proporcionais do controlador PI.

É possível obter os ganhos do controlador $C_i(s)$ através da técnica de cancelamento de polos da planta e zero do controlador. Assim, a função de transferência em malha fechada se dá por,

$$\frac{I_{dq}(s)}{I_{dq,ref}(s)} = \frac{1}{\tau_i s + 1} \quad (2.56)$$

em que τ_i é a constante de tempo da função de transferência de malha fechada da dinâmica do filtro.

De acordo com Yazdani e Iravani (2010), escolhendo-se τ_i em um intervalo de 0,5 a 3 ms é possível obter uma boa resposta dinâmica. Assim, os ganhos do controlador de corrente $C_i(s)$ podem ser definidos como,

$$k_p = \frac{L}{\tau_i} \quad (2.57a)$$

$$k_i = \frac{R}{\tau_i} \quad (2.57b)$$

2.4 Controle da tensão do barramento CC

O intuito do controle de tensão é balancear o fluxo de potencia do sistema. Este controle é uma malha externa à de corrente. Em geral o projeto deste controlador visa a estabilidade do sistema tendo uma dinâmica mais lenta que o controlador de corrente (HAUSER, 2014).

Sendo a malha externa de tensão mais lenta que a malha interna de corrente, a frequência natural de oscilação, ω_n , tem que ser menor que a frequência de corte do controlador de corrente, os valores de referencia são de 5 a 10 vezes. E visto em (2.58) a dinâmica da tensão do barramento CC,

$$\left(\frac{C}{2}\right) \frac{dV_{DC}^2}{dt} = P_{ext} - P_{loss} - P_t. \quad (2.58)$$

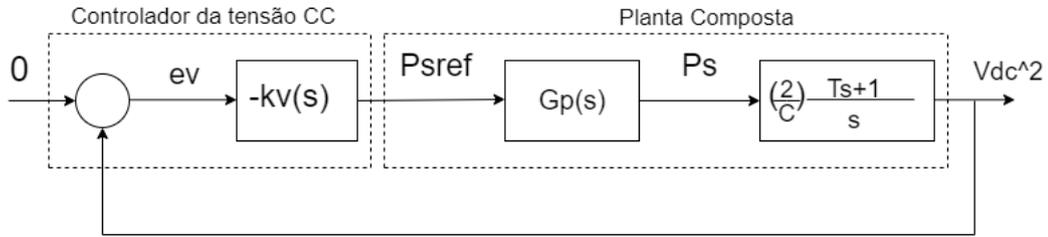
Após manipulações matemáticas pode-se obter em (2.59) a equação que descreve a

dinâmica de V_{DC}^2 . (YAZDANI; IRAVANI, 2010)

$$\frac{dV_{DC}^2}{dt} = \frac{2}{C}P_{ext} - \frac{2}{C}P_{loos} - \frac{2}{C} \left[P_s + \left(\frac{2LP_s}{3V_{sd}^2} \right) \frac{dP_s}{dt} \right] + \frac{2}{C} \left[\left(\frac{2LQ_s}{3V_{sd}^2} \right) \frac{dQ_s}{dt} \right] \quad (2.59)$$

A Figura 12 apresenta o diagrama de blocos do controlador de tensão do barramento CC implementado neste trabalho. A estratégia de controle é composta por um controlador $K_v(s)$, controlador de potencia real $G_p(s)$ e a planta de controle $G_v(s)$. A multiplicação de um fator -1 ocorre para que o sinal negativo de $G_v(s)$ seja compensado.

Figura 12 – Diagrama de blocos do controle de tensão do barramento CC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A expressão para a função de transferência de malha aberta é dada por,

$$M_a(s) = -K_v(s)G_p(s)G_v(s). \quad (2.60)$$

Uma vez que $K_v(s)$ é descrita por,

$$K_v(s) = \left(\frac{C}{2} \right) \frac{H(s)}{s} \quad (2.61)$$

sendo $H(s)$ uma função de transferência em a ser projetada. Substituindo (2.61) em (2.60) tem-se,

$$M_a(s) = G_p(s)H(s) \frac{\tau s + 1}{s^2} \quad (2.62)$$

O propósito é escolher o $H(s)$ de modo que a função $M_a(j\omega)$ cruze o eixo de 0 dB em uma inclinação de no máximo -20 db/dec na frequência de corte ω_c , e a fase de $M_a(j\omega)$ seja maior que -180° no intuito de se obter uma margem de fase satisfatória e para assegurar a estabilidade da planta (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

Essas condições devem ser feitas devido os seguintes fatos:

- $G_p(j\omega)$ possua uma fase negativa em altas frequências podendo reduzir a margem de fase .
- Dependendo da grandeza da potencia ativa τ pode assumir valores negativos.

Para assegurar que o atraso de fase devido a $G_p(j\omega c)$ seja desprezível, o projetista deve escolher (ωc) menor que a faixa de passagem $G_p(j\omega)$, assim $G_p(j\omega c) \approx 1 + j0$. Em vista disso ωc deve ser selecionado em um intervalo de $0,1 - 0,5$ vezes a largura de $G_p(j\omega)$. Considerando $G_p(j\omega c) \approx 1$ escreve-se $M_a(j\omega c)$,

$$M_a(j\omega c) \approx H(j\omega c) \frac{j\tau\omega c + 1}{-\omega c^2} \quad (2.63)$$

Assim $H(j\omega c)$ é selecionado para assegurar que,

- $|M_a(j\omega c)| = 1$.
- $\angle M_a(j\omega c)$ seja maior que -180° garantindo uma margem de fase adequada.

Para garantir uma margem de fase adequada ao sistema implementado é usado um compensador por avanço de fase. A função de transferência de um compensador por avanço de fase é descrita por,

$$C(s) = kc \frac{T s + 1}{a T s + 1} \quad (2.64)$$

em que a é a posição relativa do polo e zero em um intervalo entre $0 < a < 1$, e T determina a posição ao longo do eixo da frequência. A fase máxima do filtro é

$$\text{sen}(\phi m) = \frac{1 - a}{1 + a} \quad (2.65)$$

na frequência

$$W_m = \frac{1}{\sqrt{aT}} \quad (2.66)$$

2.5 Conclusões Parciais

Neste capítulo estudou-se conceitos referentes a modelagem e controle dos conversores fotovoltaicos conectado a rede elétrica.

- Inicialmente foi apresentado informações e a organização do sistema de GD conectado a rede elétrica. Apresentando também a modelagem da célula fotovoltaica, esta que é parte do sistema solar.

- Em seguida foi mostrado a modelagem matemática do conversor fonte de tensão conectado a rede elétrica (inversor).
- Mais adiante foi projetado um algoritmo de sincronização a PLL, sendo este usado para conectar o sistema fotovoltaico com a rede no intuito de identificar e rastrear a frequência e o ângulo de fase de um conjunto de correntes ou tensões de um sistema trifásico.
- Em seguida foi apresentado a modelagem do controle de corrente, que tem por objetivo controlar os sinais sintetizados pelo conversor, sendo este escolhido por sua eficiente resposta e maior precisão de controle.
- Por fim foi apresentado o controle de tensão, que tem por função regular a tensão do barramento CC.

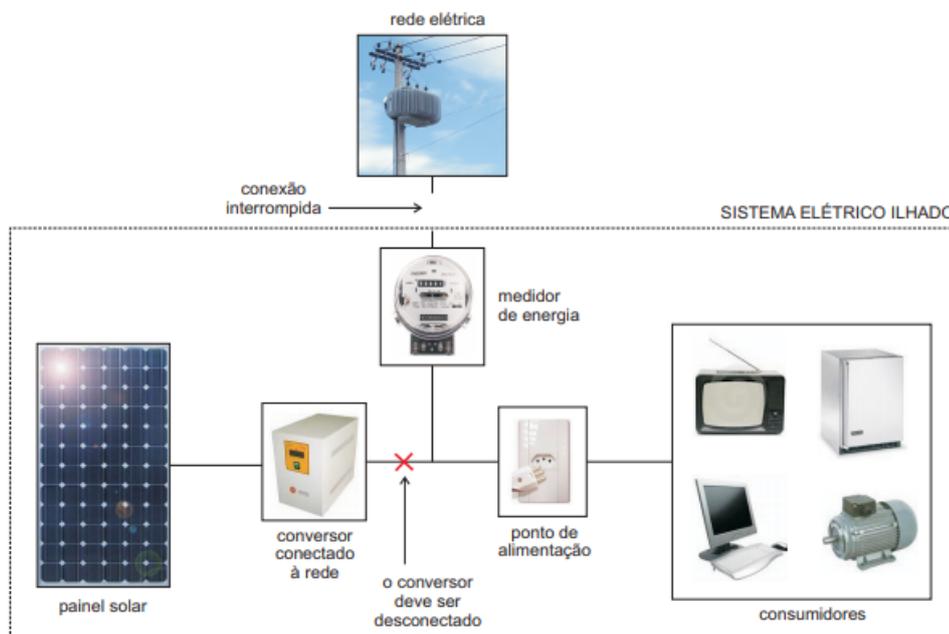
3 Técnicas de Detecção de Ilhamento

Este capítulo aborda o contexto das técnicas de detecção de ilhamento para sistema de GD. É feita uma breve revisão das técnicas de detecção passivas e ativas, assim como apresentado detalhes de implementação da técnica escolhida para este trabalho.

3.1 Considerações Gerais

O fenômeno do ilhamento ocorre quando o sistema de geração distribuída opera de forma isolada do restante do SEP, fornecendo energia as cargas no interior da ilha. A Figura 13 apresenta de forma simplificada a representação de tal fenômeno.

Figura 13 – Diagrama simplificado de um sistema elétrico ilhado.



Fonte:(SOLAR, 2020)

No sistema de GD fotovoltaica, o ilhamento pode acontecer nas seguintes situações,

- Falha detectada pelos equipamentos de proteção do sistema de distribuição ocasionando na abertura da chave de uma proteção.

- Abertura acidental de uma chave do sistema de distribuição pela falha de algum equipamento.
- Ação da natureza.
- Desconexão intencional de parte do sistema para uma manutenção.

Os métodos de detecção de ilhamento são divididos em duas classes: (i) os métodos passivos e (ii) os métodos ativos. É válido ressaltar, que, tanto os métodos ativos quanto os passivos, possuem as Zona de Não Detecção (do inglês, *No Detection Zone*) (ZND). Nestas regiões, o método empregado para a detecção de ilhamento falha. A ZND deve ser reduzida ao máximo para que o método de detecção de ilhamento seja considerado eficaz (SILVEIRA, 2020).

3.2 Métodos Passivos

As soluções passivas estão fundamentadas na interpretação de parâmetros como: amplitude da tensão, frequência, diferença de fase entre a tensão do PAC e a corrente de saída do inversor. Os métodos passivos monitoram as grandezas e, quando há variação que exceda o limite pré-estabelecido, o inversor é desconectado da rede (RESENDE, 2020).

As técnicas passivas de detecção de ilhamento tem por vantagem não degradar a qualidade da energia elétrica fornecida pelo sistema de geração distribuída. Em contrapartida, os métodos passivos apresentam baixa capacidade de desconexão da rede quando existe equilíbrio entre os níveis de potência ativa e reativa demandada pelas cargas e os níveis de potência gerado pelo sistema GD (RESENDE, 2020).

A variações das potencias reativas estão correlacionadas a variação de tensão. Na ocorrência do ilhamento, a perda de conexão entre o sistema de geração distribuída e a rede elétrica trás por consequência a interrupção do fluxo de potência reativa. Em termos práticos, é comum utilizar limites inferiores e superiores variando de 88% a 110% em relação á tensão nominal (SILVEIRA, 2020).

Entre as proteções anti-ilhamento, a proteção de sub/sobrefrequência é uma das mais utilizadas. Durante a operação conectada da geração distribuída com a rede, o controle da frequência é feito pelo alimentador principal. Isso ocorre pois, as variações

das cargas e gerações locais não produzem alterações perceptíveis na frequência devido ao elevado momento de inércia do sistema interligado (MARCHESAN, 2016).

Em decorrência de um ilhamento, a abertura da conexão com o sistema interligado provoca uma variação de potência na carga local, alterando a frequência. Portanto, fazendo-se análise da frequência alterada da carga é possível a detecção do ilhamento. Em termos práticos, é comum utilizar níveis inferiores e superiores, ajustados entre 58,5 e 61,5 Hz, respectivamente (MARCHESAN, 2016).

3.3 Métodos Ativos

Em alguns casos, os métodos passivos podem apresentar resultados inconsistentes, devido principalmente, à complexidade do sistema. Em consequência disto, as técnicas de detecção de ilhamento ativa (TDIA) foram desenvolvidas, pois, tendem a trazer maior robustez às proteções anti-ilhamento. O princípio básico da técnica ativa é inserir pequenos distúrbios no sistema a fim de produzir variações de tensão, frequência ou defasamento. Caso as variações induzidas ultrapassem os limites estabelecidos, o sinal de desconexão é dado ao disjuntor de proteção. (RESENDE, 2020). Esta solução tem por vantagem, em muitos casos, não apresentar a ZND. Em contrapartida, podem provocar a degradação da qualidade da energia na saída do sistema de geração distribuída (MARCHESAN, 2016).

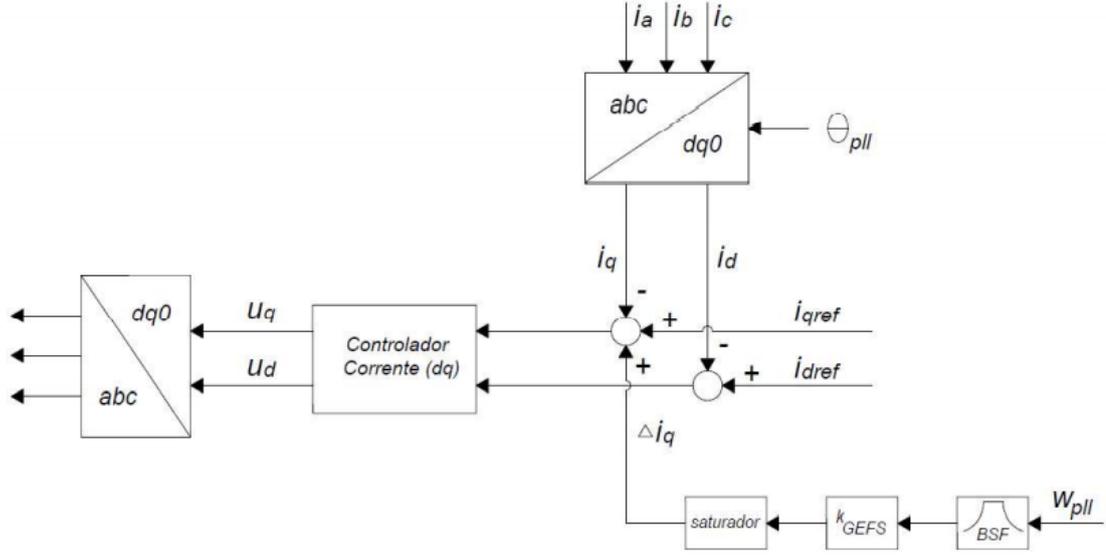
As duas principais estratégias de TDIA são: o GEFS e o SFS. Nas seções seguintes, os métodos serão brevemente comentados.

3.3.1 Esquema de frequência elétrica geral

O método GEFS se caracteriza por detectar variações de frequência no valor medido do PAC (ω_{PLL}) e, assim, gerar um sinal de saída Δi_q . Este sinal é responsável por alterar a corrente de referência no eixo de quadratura i_q do controlador de corrente. Caso ocorra uma significativa alteração de frequência, o sistema produzirá um desbalanço de potência reativa (i_q é relacionado com Q), causando assim variação de tensão. A partir da variação de tensão, é possível detectar o ilhamento. A Figura 14 mostra a representação do método GEFS.

Como pode ser visto na Figura 14, o método GEFS consiste em um filtro passa banda, um ganho proporcional K_{gefs} e um saturador. Ele tem por função de transferência,

Figura 14 – Método de Detecção Esquema de frequência elétrica geral (do inglês, *General Electric Frequency Scheme*) (GEFS).



Fonte: Retirado de Ribeiro (2018).

$$H_{GEFS}(s) = k_{GEFS} \frac{sT_\omega}{(1 + sT_\omega)(1 + sT_0)} \quad (3.1)$$

em que T_ω é a frequência superior e T_0 é a frequência inferior do filtro passa bandas.

3.3.2 Mudança de frequência Sandia

O método SFS utiliza o desvio de frequência entre o valor medido no PAC (ω_{PLL}) e o valor nominal da rede elétrica ω_0 produzindo um sinal de realimentação θ_f . O sinal de saída do método é dado por,

$$\theta_f = \frac{\pi}{2}(cf_0 + k_{SFS}(\omega_0 - \omega_{pll})) \quad (3.2)$$

O ganho da realimentação positiva é representado por k_{SFS} e cf_0 é a fração inicial de recortamento dada por,

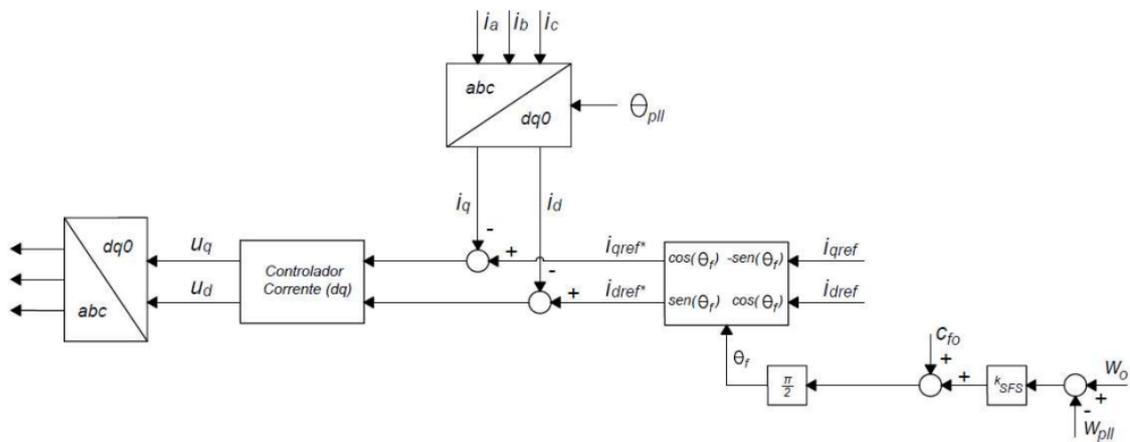
$$cf_0 = \frac{2t_z}{T_0} \quad (3.3)$$

em que T_0 é o período do sinal e t_z é a banda morta no qual o sinal permanece em zero.

A Figura 15 mostra o diagrama de blocos do método SFS. Note que, a partir da diferença entre as frequências medidas e de referência, é inserida uma perturbação nas

correntes i_{dqref}^* , através de θ_f . Quando a GD está acoplado à rede elétrica, em operação normal, a perturbação inserida na corrente não é capaz de alterar a frequência do sistema, que é considerado forte. Porém, na ocorrência de ilhamento, θ_f é alterado proporcionalmente ao ganho k_{SFS} , causando assim variação de frequência significativa. Dessa forma, é possível detectar o ilhamento (RIBEIRO, 2018).

Figura 15 – Método de Detecção Mudança de frequência Sandia (do inglês, *Sandia Frequency Shift -SFS*) (SFS).



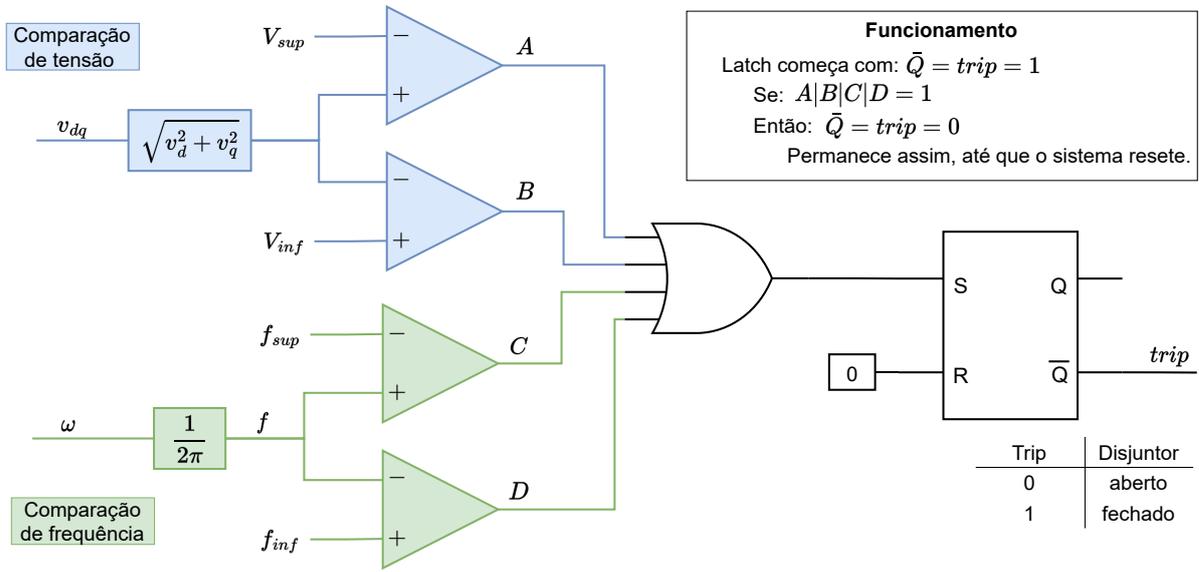
Fonte: Retirado de Ribeiro (2018).

3.4 Técnica passiva implementada neste trabalho

A Figura 16 mostra o diagrama funcional da técnica passiva implementada neste trabalho. Uma vez que este trabalho irá apresentar o desempenho das técnicas passivas (sub/sobretensão) e (sub/sobrefrequência). Pode-se observar que a implementação do circuito da técnica passiva, foi baseado na análise de limites inferiores e superiores de frequência e tensão. Uma vez que o ilhamento é detectado, é enviado um sinal ao disjuntor no PCC desligando a GD da rede elétrica.

A técnica de detecção de ilhamento passiva é formada por quatro comparadores: dois para a tensão e dois para frequência. O sinal de saída é verdadeiro caso alguma das restrições de tensão ou frequência sejam atingidas. Posteriormente, o sinal passa por um flip-flop SR para que, uma vez que o sinal de S vá para alto, ele permaneça neste estado até ser resetado.

Figura 16 – Diagrama funcional da técnica de detecção de ilhamento passiva implementada neste trabalho.



Fonte:Elaborado pelo autor (2023)/.

3.5 Conclusões Parciais

Este capítulo abordou as principais técnicas de detecção de ilhamento. Inicialmente foram apresentados conceitos gerais sobre o fenômeno de ilhamento. Posteriormente, foi feita uma breve revisão das técnicas ativas e passivas, ressaltando as principais características, vantagens e desvantagens de cada uma. As técnicas passiva são de fácil implementação, mas podem ter problemas de não detecção em alguns casos. Por outro lado, as técnicas ativas diminuem o problema da não detecção, mas degradam a qualidade de energia. Finalmente, foi apresentada a técnica passiva implementada neste trabalho. Ela se baseia no monitoramento da tensão e da frequência.

4 Resultados de simulação

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos para modelar o sistema de GD conectado a rede elétrica e os resultados da implementação da TDIP em um sistema de pequeno porte.

4.1 Considerações iniciais

O sistema fotovoltaico utilizado nos testes deste trabalho pode ser visto na Figura 17. Ele é formado pelos seguintes componentes: (i) modelo simplificado do painel fotovoltaico; (ii) conversor eletrônico de potência de um estágio formado por 6 IGBTs; (iii) filtro de conexão RL; (iv) carga trifásica RLC série; (v) disjuntor de proteção, (vi) rede elétrica trifásica 220 V rms; (vii) controle em cascata de corrente e tensão; (viii) técnica de detecção de ilhamento passiva. Os parâmetros usados na simulação são vistos na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros do conversor.

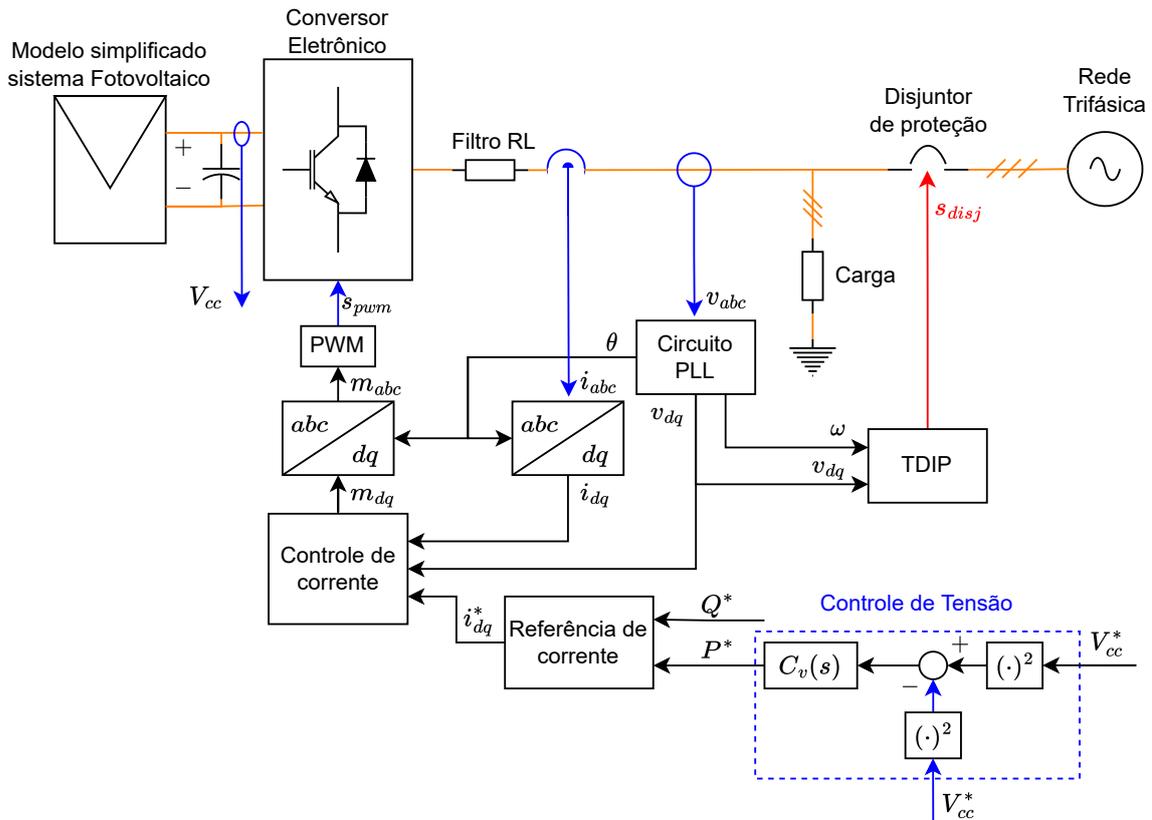
Parâmetro	Descrição	Valor	Unid
P_n	Potencia Nominal	15,000	W
V_{FF}	Tensão da Rede	220	V
f_o	Frequência da Rede	60	Hz
L	Indutância do Filtro	20	mH
R	Resistência do Filtro	1,5	m Ω
r_{on}	Resistência de Perdas IGBT	0,88	m Ω
f_s	Frequência de Chaveamento	2,100	Hz
C	Capacitor Barramento CC	9,000	μ F
V_{DC}	Tensão Contínua Barramento CC	600	CC
P_L	Potencia Ativa da Carga	2	kW
$Q_{L,L}$	Potencia Reativa Indutiva da Carga	0,1	kvar
$Q_{L,C}$	Potencia Reativa Capacitiva da Carga	0,1	kvar

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Os testes propostos neste capítulo podem ser divididos em duas áreas principais: (i) modelagem e avaliação do sistema de geração fotovoltaica e (ii) implementação e avaliação da TDIP. Neste sentido, pode-se enumerar os seguintes subtestes de cada área:

1. Modelagem e avaliação sistema de geração fotovoltaica:

Figura 17 – Diagrama de blocos do controle em cascata do sistema fotovoltaico.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

- a) **Circuito de sincronismo:** verificar o funcionamento do projeto e simulação do circuito da PLL.
- b) **Conversor eletrônico:** verificar o funcionamento das chaves e do circuito PWM.
- c) **Controle de corrente:** verificar o correto funcionamento no controle de potência ativa e reativa injetado na rede pelo conversor.
- d) **Controle de tensão:** verificar o correto funcionamento do controle de tensão no barramento CC.

2. Modelagem e avaliação da TDIP:

- a) **Sub/Sobretensão:** verificar o comportamento da técnica na ocorrência da variação de tensão do sistema de GD, e o tempo de atuação do trip do disjuntor ao detectar o ilhamento.

- b) **Sub/Sobrefrequência:** verificar o comportamento da técnica na ocorrência da variação de frequência no sistema de GD, e o tempo de atuação do trip do disjuntor ao detectar o ilhamento.

4.2 Testes para o conversor eletrônico

4.2.1 Circuito de sincronismo

A principal função do PLL é a sincronização do conversor com a rede de conexão. Essa sincronia é importante para o controle de injeção de potência ativa e reativa na rede. Conforme desenvolvido na subseção 2.2.4, os ganhos do controlador PI foram obtidos através de (2.26) e (2.27). Considerando $\omega_n = 100$ rad/s e $\xi = [\frac{\sqrt{2}}{2}]$, assim, foi possível obter os parâmetros de K_p e K_i , conforme Tabela 2. Estes parâmetros foram sugeridos por Yazdani e Iravani (2010) e apresentam boa relação rapidez e sobressinal para ângulo de rede rastreado, considerando a frequência nominal de 60 Hz.

Tabela 2 – Critérios de projeto e parâmetros do SRF-PLL e seu controlador.

Parâmetro	Descrição	Valor	Unid.
ω_n	Frequência natural não amortecida	100	rad/sec
ξ	Coefficiente de amortecimento	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	adm
K_p	Ganho proporcional	10^4	adm
K_i	Ganho integral	141,42	adm

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Com intuito de testar o funcionamento PLL projetado, foram avaliados dois casos teste:

Caso 1 - condições nominais: a amplitude é unitária (tensão de entrada em pu), a frequência igual a 60 Hz e o ângulo igual a zero.

Caso 2 - variações de amplitude, frequência e ângulo: a amplitude varia em degrau no instante $t = 0,1$ s, passando de unitário para 1,2. Em seguida, a frequência do sinal varia em degrau no instante $t = 0,2$ s, passando de 60 para 58 Hz. Finalmente, o ângulo varia em degrau no instante 0,3 s, de 0 para 30°;

A Figura 18 mostra os sinais de tensão de entrada e saída para o Caso 1. Pode-se concluir que, o PLL funciona corretamente em condições normais de operação, pois, a

amplitude da tensão V_d se mantém em 1 e V_q em zero como esperado, a frequência também se manteve estabilizada em 376.991 rad/s.

Por outro lado, a Figura 19 mostra a resposta do PLL para o Caso 2. Neste caso, foram variados os parâmetros de amplitude, frequência e ângulo da rede. É possível observar que, durante a variação de amplitude, o PLL teve bom desempenho de t_s , M_p e e_{ss} , conforme mostrado na Tabela 3. Porém, para a variação de frequência, houve uma deterioração do desempenho, principalmente com relação ao tempo de assentamento e sobressinal. Após as perturbações, o circuito da PLL corrigiu rapidamente para o valor de referência. Uma opção para melhorar o desempenho de algumas das principais estruturas do PLL, é o uso do (DOSGI-PLL) (Circuito de Sincronismo com Integrador Generalizado de Segunda Ordem), uma vez que este tem como característica principal robustez em caso de desbalanço e simplicidade em sua estrutura (ALMEIDA, 2011).

Tabela 3 – Análise do desempenho do SRF-PLL para o Caso 2: variação de amplitude, frequência e ângulo.

Variação	Variável	t_s (s)	M_p (%)	e_{ss} (adm)
Amplitude ($t = 0, 1$)	v_d	0,001	0,0	0,0
	v_q	0,001	0,0	0,0
	ω	0,00	0,0	0,0
Frequência ($t = 0, 2$)	v_d	0,040	210,0	0,0
	v_q	0,050	102,0	0,0
	ω	0,050	68,2	0,0
Ângulo ($t = 0, 3$)	v_d	0,001	10,0	0,0
	v_q	0,040	50,2	0,0
	ω	0,040	19,4	0,0

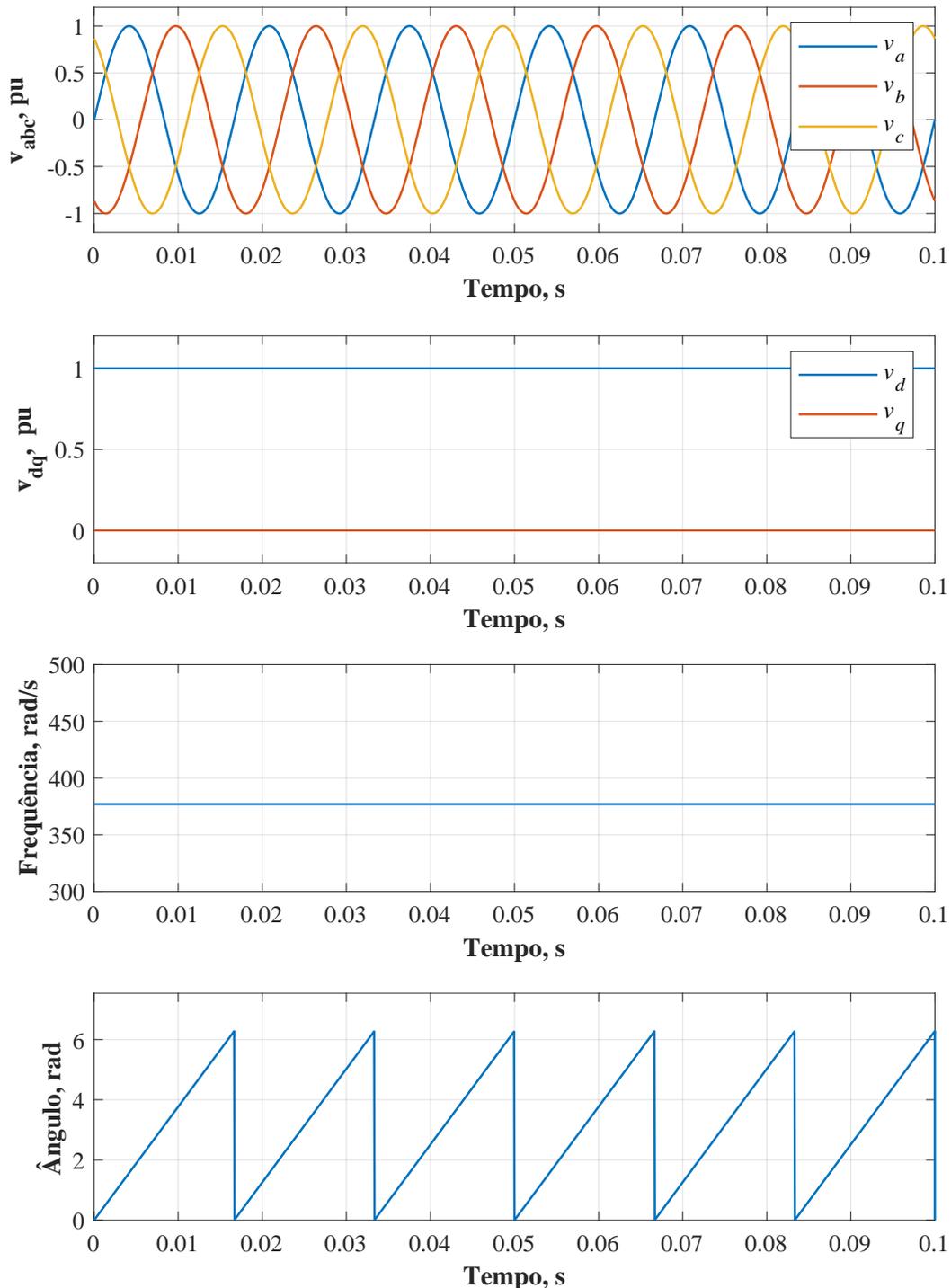
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

4.2.2 Conversor de potência

Conforme desenvolvido na subseção 2.2.6, foi utilizado um inversor trifásico ideal implementado no *simulink*, com a biblioteca *SimPowerSystems* e método de integração foi o *ode23tb*. A Tabela 1 mostra os parâmetros do conversor e do sistema fotovoltaico.

A Figura 20 mostra o funcionamento do circuito PWM. Nesta figura, pode-se ver a comparação do um sinal modulante $V_{A,ref}$ com uma onda triangular (portadora), V_{tri} , assim como o sinal de disparo produzido para o interruptor S_1 . Os sinais das outras chaves seguem a mesma característica.

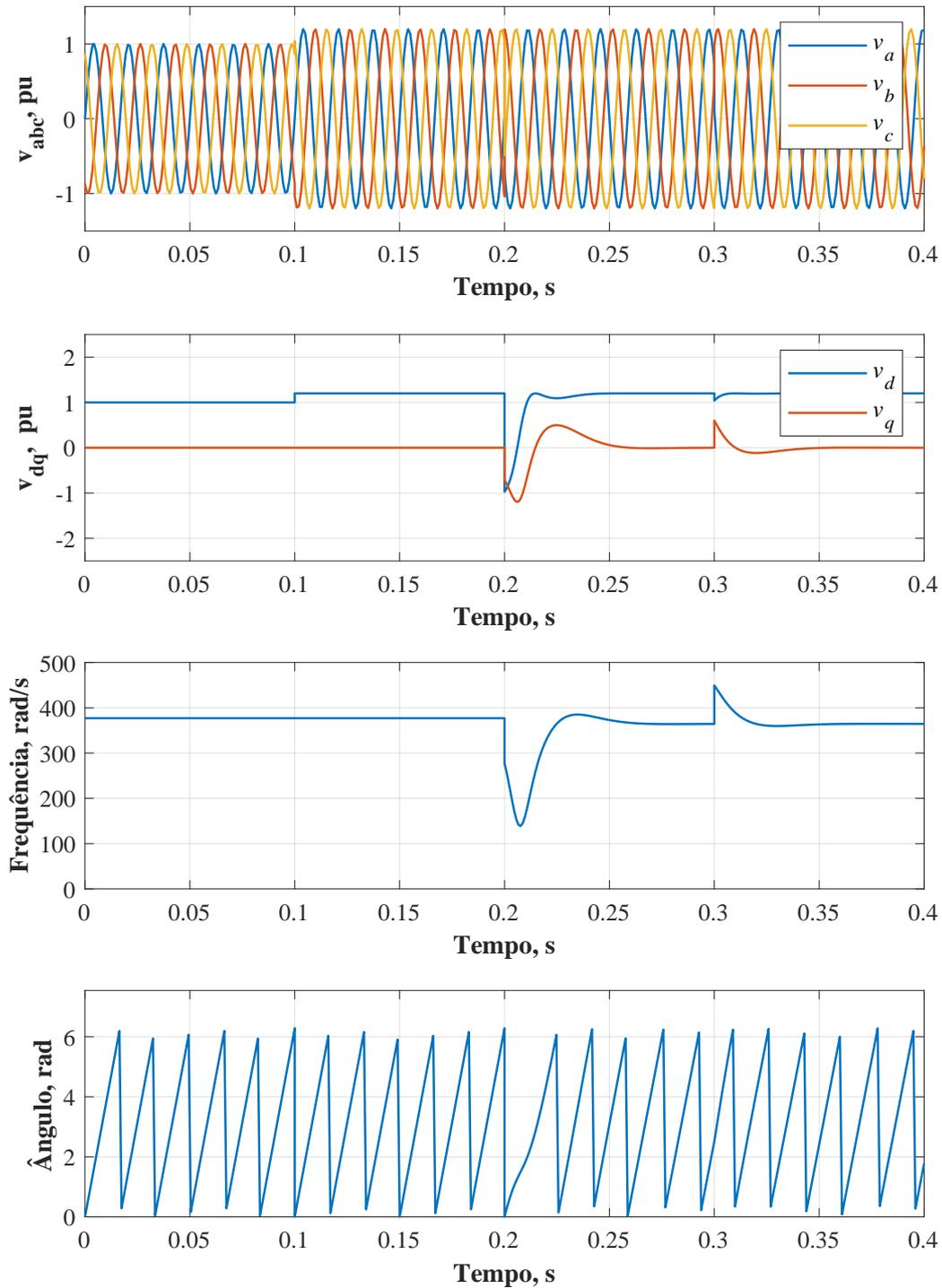
Figura 18 – Sinal gerado através do circuito do PLL para o Caso 1: condições normais.



Legenda: (a) tensão de entrada normalizada, (b) tensão no referencial síncrono dq , (c) frequência rastreada e (d) ângulo rastreado.

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

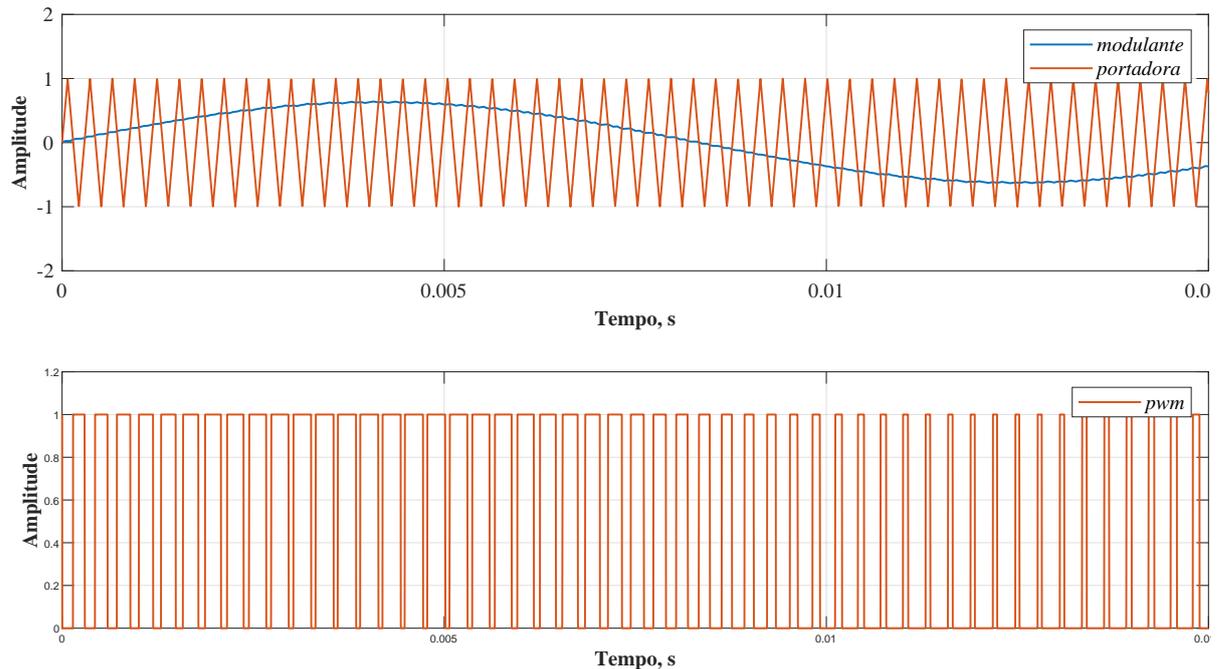
Figura 19 – Sinal gerado através do circuito do PLL após variações dos parâmetros de entrada.



Legenda: (a) tensão de entrada normalizada, (b) tensão no referencial síncrono dq , (c) frequência rastreada e (d) ângulo rastreado.

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 20 – Criação do sinal de acionamento dos interruptores do conversor eletrônico.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

4.2.3 Controlador de corrente

A seção 2.1 descreveu a importância do controle de corrente no sistema do conversor. Basicamente, com as potencia ativa e reativa de referência, pode-se injetar as correntes adequadas na rede. Os parâmetros usados para a construção do controlador de corrente são mostrados na Tabela 4. Segundo Yazdani e Iravani (2010), a constante de tempo τ_i deve ter o valor de 0,5 ms a 3 ms, assim, neste trabalho, foi adotado $\tau_i = 3$ ms. Substituindo parâmetros dados na Tabela 4, os valores de k_p e k_i podem ser obtidos a partir de (2.57a) e (2.57b).

Tabela 4 – Critérios de projeto do controlador de corrente.

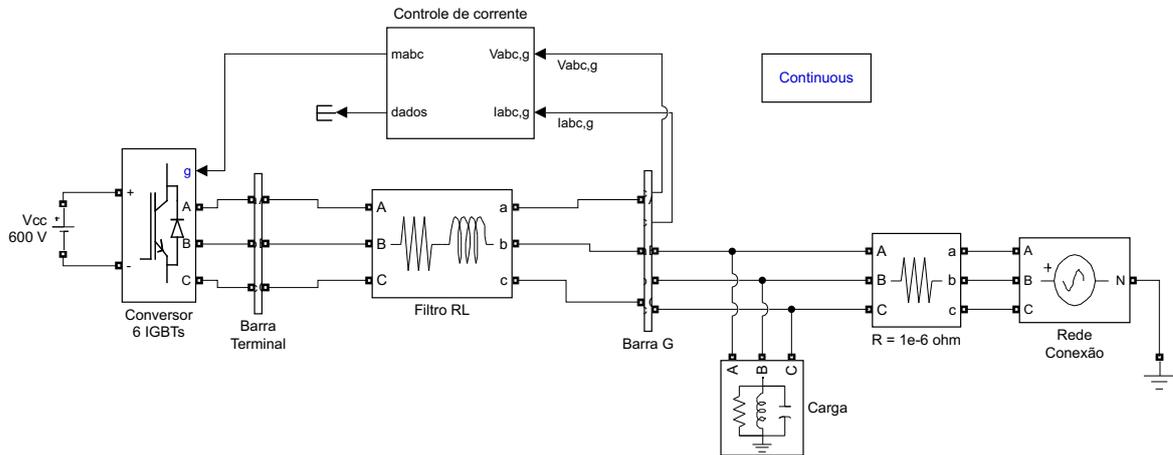
Parâmetro	Descrição	Valor	Unid.
τ	Constante de tempo projetada	3	ms
V_{cc}	Tensão Contínua no Barramento CC	600	V
K_p	Ganho proporcional	33,30	adm
K_i	Ganho integral	0,25	adm
L	Indutância	100	μ H
ω_0	Frequência	377	rad/s

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A Figura 21 mostra o controle de corrente implementado no simulink. Note que a

tensão no barramento CC é mantida constante para todo o teste. Além disso, foi usado em simulação o conversor de um estágio composto por 6 IGBTs, um filtro RL em paralelo com a carga e uma fonte trifásica representando a rede.

Figura 21 – Controle de corrente implementado no simulink.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Para o teste dos controladores de corrente projetados foram considerados dois casos:

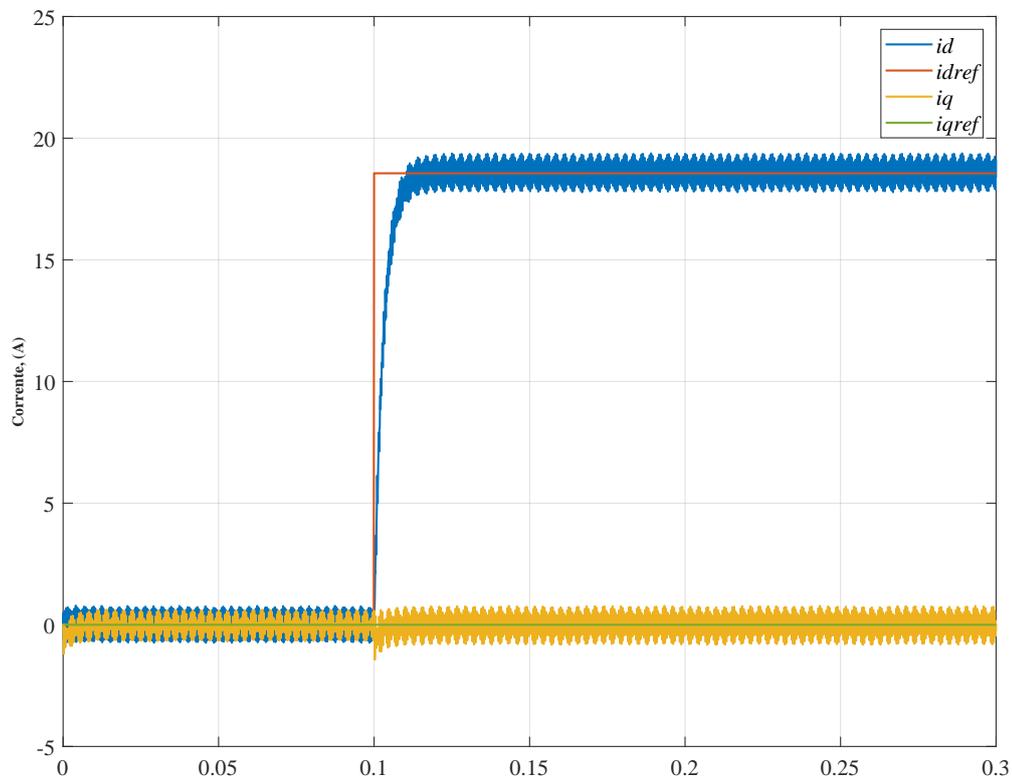
Caso 1 - variação de potência ativa: apenas um degrau de potência ativa é dado em $t = 0,1$ s, com a inserção de 2.5 MW. Neste caso, a potência reativa é mantida em 0 MVar durante o teste.

Caso 2 - variação de potência ativa e reativa: são dados dois degraus: o primeiro, de potência ativa, é dado em $t = 0,1$ s com a inserção de 2.5 MW; já o segundo degrau é dado em $t = 0,2$ com a inserção de 1.0 MVar de potência reativa.

Os sinais das correntes i_{dq} e $i_{dq,ref}$ obtidos através do controle são mostradas na Figura 22, para o Caso 1. É possível observar que em $t = 0,1$ quando é inserido a potencia ativa a corrente i_d tem uma resposta rápida acompanhando a referência, visto que i_d está relacionada com a potência ativa enquanto a corrente i_q com a potência reativa. Neste contexto, não houve injeção de potência reativa já que a corrente i_q se manteve em zero. Vê-se também, que, o sinal da corrente i_d tem um tempo de acomodação em 0,021 s e um valor de sobressinal nulo, conforme mostrado na Tabela 5.

A Figura 23 ilustra o comportamento das correntes i_{dq} e $i_{dq,ref}$ para o Caso 2. Observa-se que, quando é ajustado uma referência de potência reativa positiva no controle

Figura 22 – Resposta do controle de corrente para o Caso 1: variação de potência ativa de 2.5 MW.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Tabela 5 – Análise de desempenho do controle de corrente para i_d .

Parâmetro	Descrição	Valor	Unid.
t_s	Tempo de acomodação	0,021	s
M_p	Sobressinal	0	%
e_{est}	Erro de estado estacionário	0	adm

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

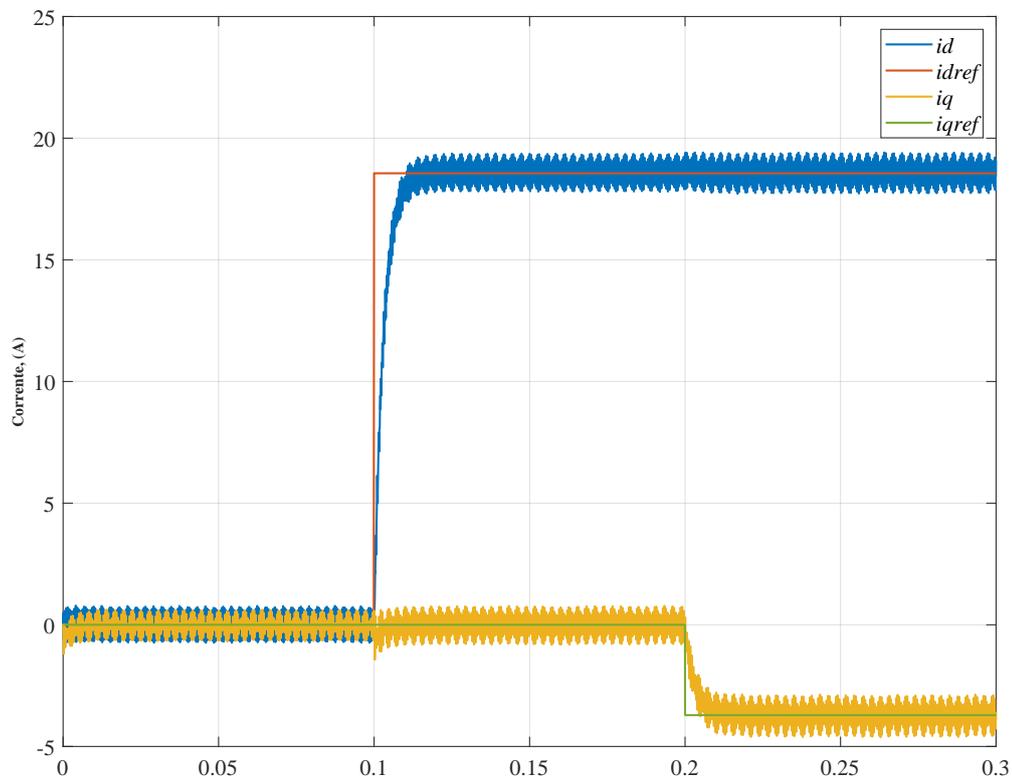
de corrente, a referência de corrente i_q é negativa. Constata-se também, no sinal da corrente i_q , um tempo de acomodação em 0,021 s e um valor de sobressinal nulo, conforme mostrado na Tabela 6.

Tabela 6 – Análise de desempenho do controle de corrente para i_q .

Parâmetro	Descrição	Valor	Unid.
t_s	Tempo de acomodação	0,021	s
M_p	Sobressinal	0	%
e_{est}	Erro de estado estacionário	0	adm

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 23 – Resposta do controle de corrente para o Caso 2: variação de potência ativa de 2.5 MW e reativa de 1.1 MW.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Da Tabela 5 e da Tabela 6, pode-se concluir que o controle teve bom desempenho, pois o tempo de assentamento é compatível com a constante de tempo escolhida; o erro de estado estacionário e o erro de regime permanentes são nulos.

4.2.4 Controlador de tensão

Como mencionado na seção 2.4, a função do controle de tensão é balancear o fluxo de potência do sistema regulando a tensão do barramento CC. O compensador por avanço de fase foi projetado usando a ferramenta `sisotool` no *Matlab*. A Tabela 7 mostra os parâmetros de projeto para o controlador de tensão.

A Figura 24 mostra o controle de tensão implementado no simulink. Note que o bloco do controle de corrente e tensão estão juntos, uma vez que o controle de tensão é uma malha externa ao controle de corrente e na presente simulação também foi usado uma fonte de corrente controlada representando os painéis solares.

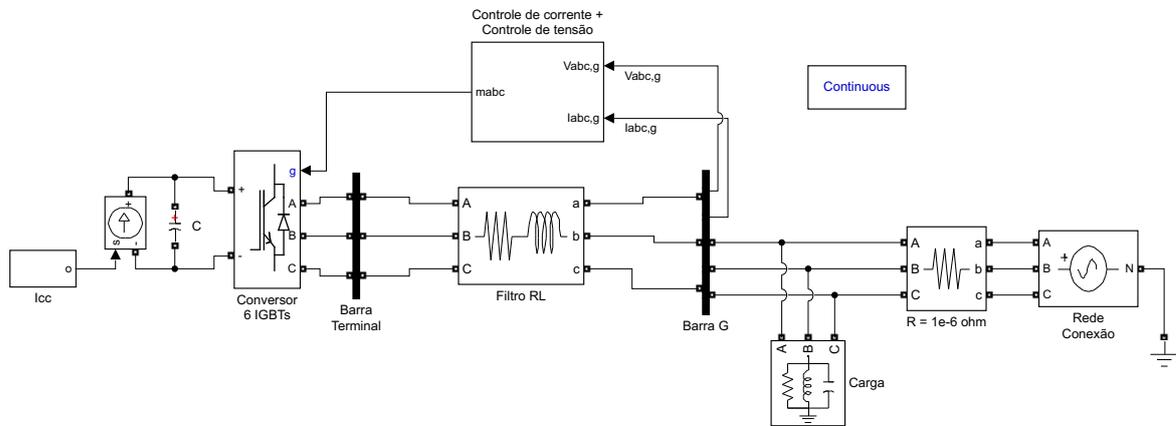
Para avaliar a correta funcionalidade do controle de tensão foi dado um degrau na

Tabela 7 – Critérios de projeto do controlador de tensão.

Parâmetro	Descrição	Valor	Unid.
ξ_V	Fator de amortecimento	$\sqrt{2}$	adm
ω_n	Frequência natural	3333,33	rad/s
K_v	Ganho do controlador	55,98 k	adm
$k_{p,v}$	Ganho proporcional	0,1684	adm
$k_{i,v}$	Ganho integral	198,48	adm

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 24 – Controle de tensão implementado no simulink.



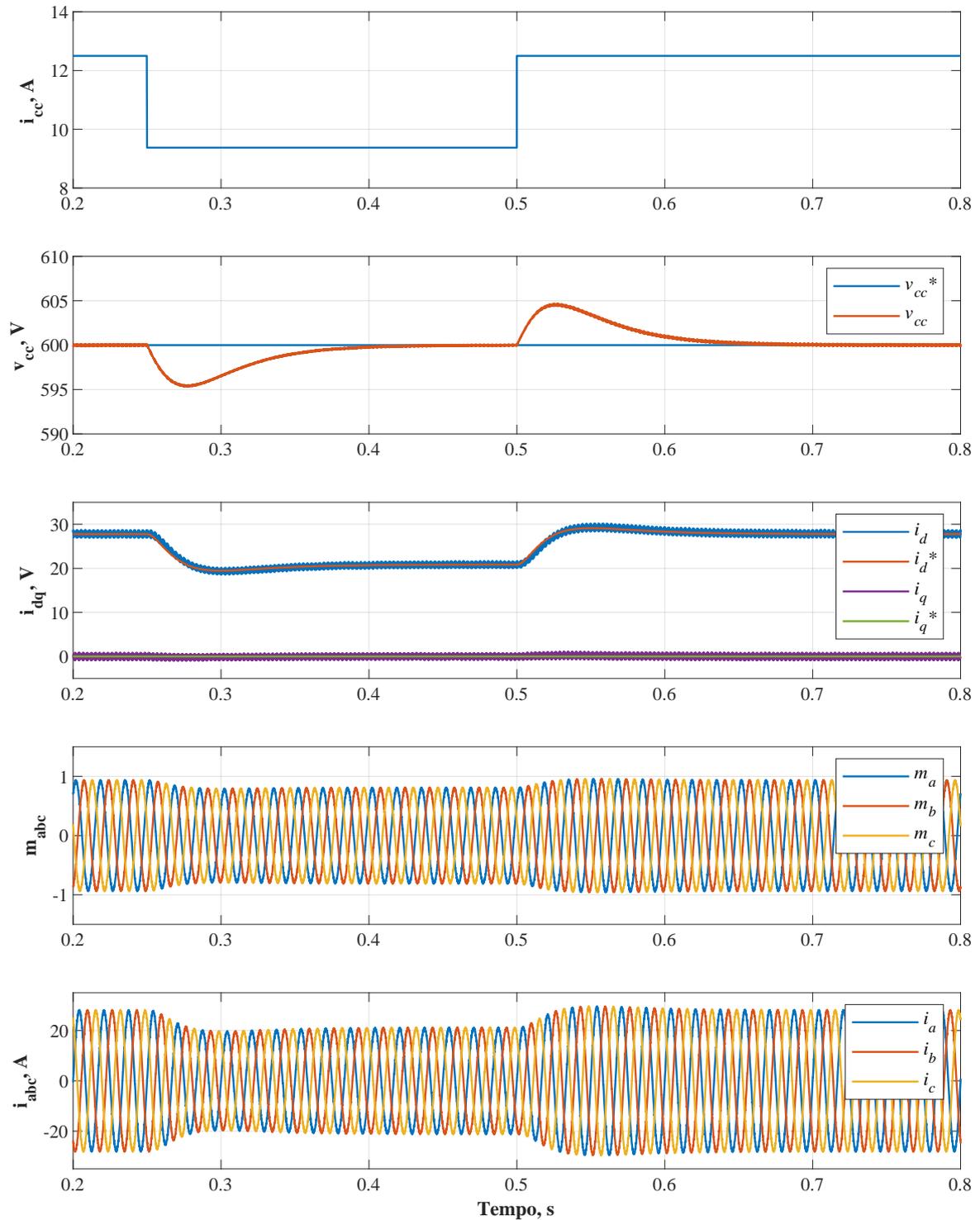
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

corrente I_{cc} em $t = 0,25s$, em que a corrente teve um decréscimo de 25% no seu valor. E posteriormente foi dado em $t = 0,5s$ um acréscimo de 50% no seu valor. A simulação é apresentada após $t = 0,2s$ em consequência dos efeitos transitórios iniciais do sistema.

Inicialmente ve-se na Figura 25 a tensão no barramento CC para o teste desenvolvido. Observar-se que a tensão possui um comportamento mais lento que a corrente I_{dq} . Sendo que o tempo de acomodação da tensão foi de 0,38 s no primeiro degrau aplicado e o sobressinal foi $-0,83\%$. Em seguida quando é aplicado o degrau em $t = 0,5$ verifica-se um tempo de acomodação na tensão do barramento CC de 0,63s é um valor de sobressinal de 0,83%, conforme mostrado na Tabela 8 e na Tabela 9 .

Vê-se também que a amplitude da corrente I_{abcg} e o fator de modulação m_{abc} acompanham corretamente o acréscimo e decréscimo aplicado em I_{cc} .

Figura 25 – Resposta do controle de tensão do barramento CC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

4.2.5 Discussão dos resultados do controle do inversor

Como visto ao longo desta secção o circuito de controle do conversor correspondeu aos valores de projeto. Pode-se destacar o controle de corrente, em que foi possível observar

Tabela 8 – Análise de desempenho do controle de tensão do barramento CC, após o degrau aplicado em $t = 0,25$ s.

Parâmetro	Descrição	Valor	Unid.
t_s	Tempo de acomodação	0,38	s
M_p	Sobressinal	-0,83	%
e_{est}	Erro de estado estacionário	0	adm

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Tabela 9 – Análise de desempenho do controle de tensão do barramento CC após o degrau aplicado em $t = 0,50$ s.

Parâmetro	Descrição	Valor	Unid.
t_s	Tempo de acomodação	0,63	s
M_p	Sobressinal	0,83	%
e_{est}	Erro de estado estacionário	0	adm

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

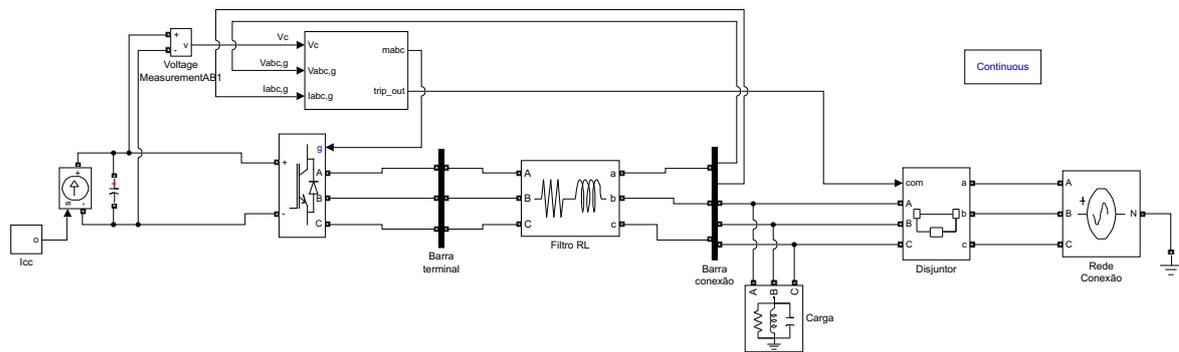
o desacoplamento das potências no sistema, uma vez que a corrente i_d tem relação direta com a potência ativas e i_q com a potência reativas. O tempo de acomodação foi compatível com a constante de tempo escolhida, já o sobressinal e o erro de regime permanente foram nulos. Outro destaque é dado ao controle de tensão, que regulou a tensão do barramento CC ao sinal de referência definido em projeto, tendo um valor de sobressinal muito pequeno, evidenciando a eficiência do controle de tensão implementado.

4.3 Análise do funcionamento técnica passiva de detecção de ilha-mento

A técnica passiva foi desenvolvida conforme apresentado na seção 3.4.

A Figura 26 mostra a implementação da técnica de detecção de ilha-mento no simulink. Note que a um disjuntor entre o sistema GD e a rede no qual a finalidade é enviar um sinal de desligamento ao disjuntor da GD ao detectar parâmetros de frequência e tensão que estão fora da faixa de limites inferiores e superiores previamente definidos. Foram utilizados filtros passa-baixas de primeira ordem para evitar que o sistema identifique variações desnecessárias, pois, na leitura das variáveis ruídos podem estar presentes. A frequência de corte escolhida foi de $\omega_c = 2\pi 60$ rad/s. A Figura 17 mostra um esquema representativo do sistema elétrico utilizado para validar a TDIP.

Figura 26 – Técnica passiva implementada no simulink.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

4.3.1 Subtensão/Sobretensão

Nesta seção é avaliada a resposta da TDIP a variações de tensão. Os limites de detecção utilizados foram 1,05 pu, como limite superior, e 0,95 pu como limite inferior. Foram elaborados dois testes:

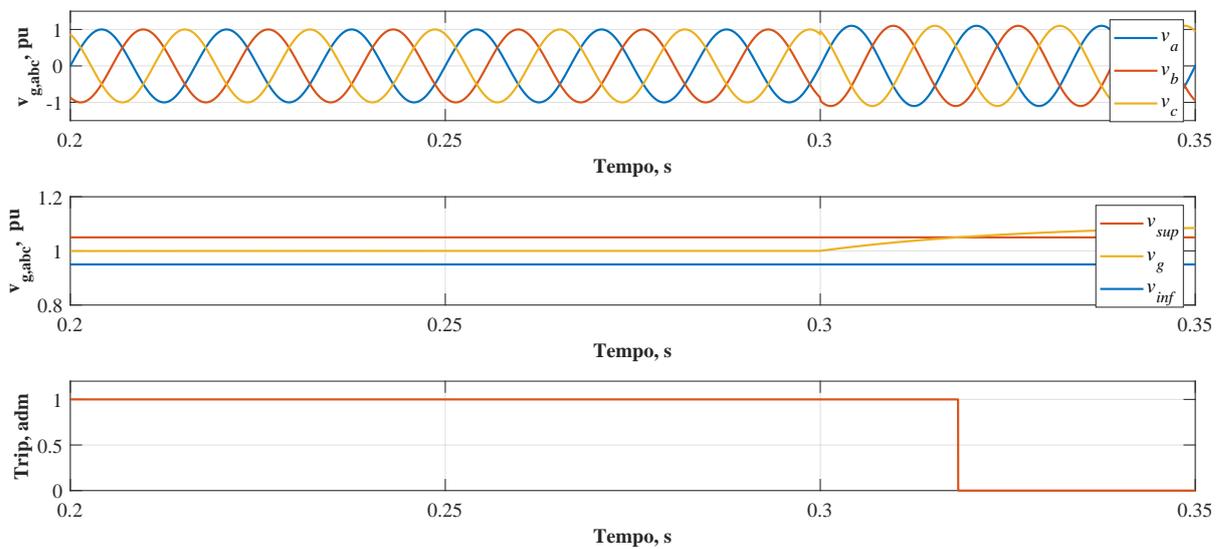
Caso 1: sobretensão: degrau de tensão de 10% no instante 0,3s, emulando uma elevação de tensão causada por um ilhamento.

Caso 2: subtensão: degrau de tensão de -10% no instante 0,3s, emulando um afundamento de tensão causada por um ilhamento.

A Figura 27 mostra os resultados de simulação para o caso 1. Na Figura 27 (a) é possível observar o aumento da amplitude da tensão trifásica do lado da rede V_{gabc} em pu no instante de 0,3s. Além disso, na Figura 27 (b) vê-se o sinal V_g do algoritmo TDIP e seus limites superiores e inferiores. Momentos após o degrau, V_g ultrapassa o limite estabelecido, e por consequência gera o trip no disjuntor. O sistema opera ilhado de 0,3s até o instante que a técnica realiza a detecção e abre o disjuntor em 0,321s.

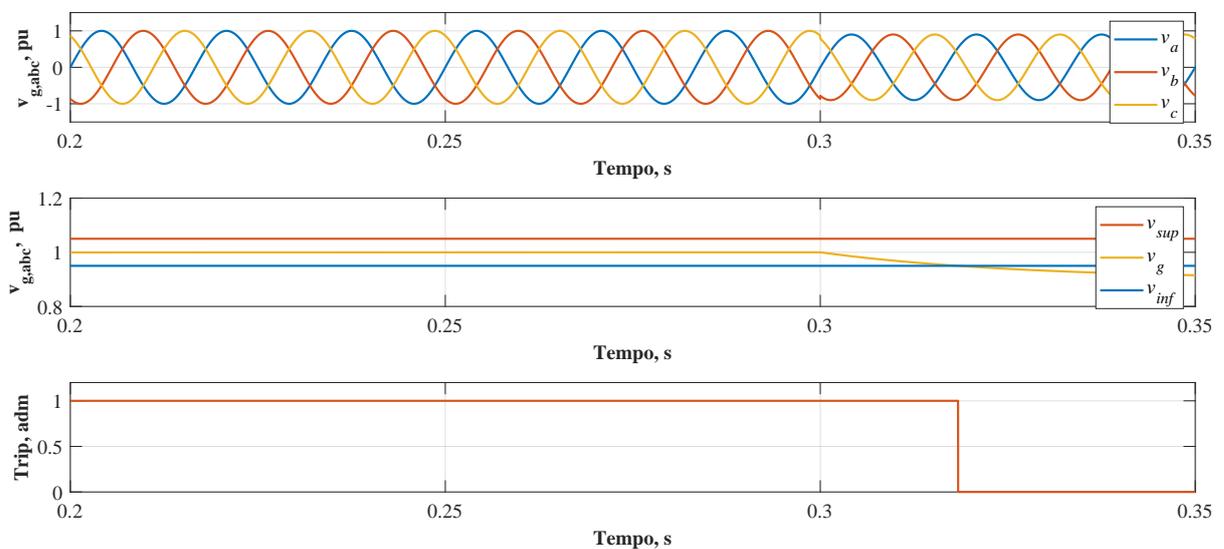
Analogamente, a Figura 28 mostra os resultados de simulação para o caso 2. Na Figura 28 (a) é possível observar a diminuição da amplitude da tensão trifásica do lado da rede V_{gabc} em pu no instante de 0,3s. Como mostrado na Figura 28, no instante do ilhamento em 0,3s há uma diminuição na amplitude tensão, que por consequência ultrapassa o limite inferior estabelecido. Isso provoca o trip no disjuntor desligando o sistema. O sistema opera ilhado de 0,3s até o instante 0,318s.

Figura 27 – Formas de onda para as grandezas elétricas no ponto de conexão e o sinal de trip do disjuntor para o Caso 1: sobretensão



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 28 – Formas de onda para as grandezas elétricas no ponto de conexão e o sinal de trip do disjuntor para o Caso 2: subtensão



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

4.3.2 Sobrefrequência/Subfrequência

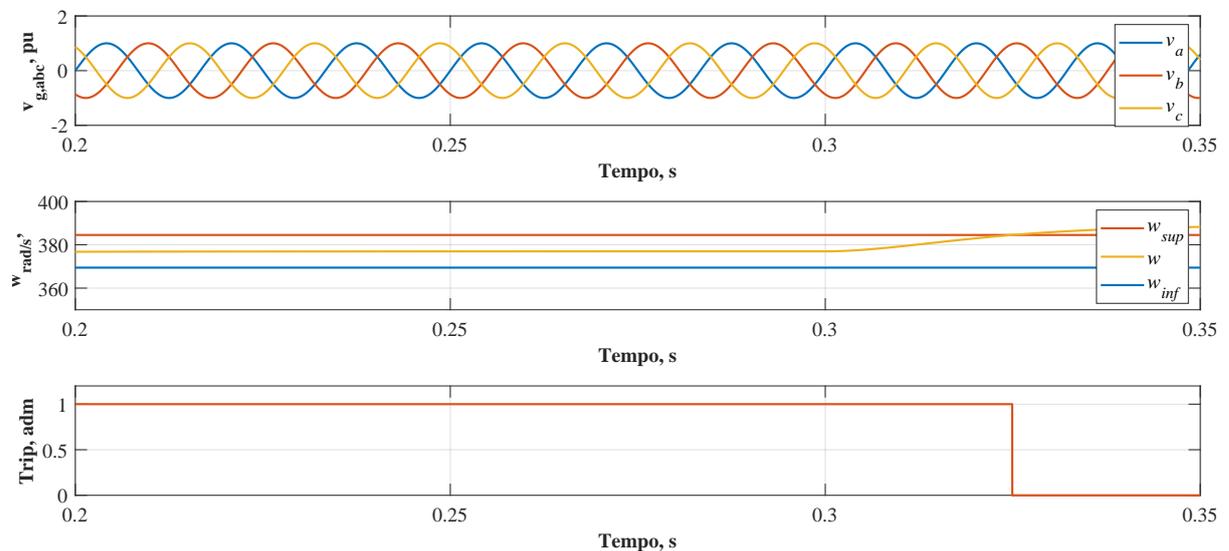
Nesta seção é avaliada a resposta da TDIP a variações de frequência. Os limites de detecção utilizados foram 58,8 a 61,2 Hz. Foram elaborados dois testes:

Caso 1: Sobrefrequência: degrau de frequência de 65,0 Hz no instante 0,3s, emulando uma elevação de frequência causada por um ilhamento.

Caso 2: Subfrequência: degrau de frequência de 55,0 Hz no instante 0,3s, emulando um afundamento de frequência causada por um ilhamento.

A Figura 29 mostra os resultados de simulação para o caso 1. Na Figura 29 (a) é difícil observar a alteração de frequência em V_{gabc} . No entanto, como destacado na Figura 29 (b), o sistema é capaz rastrear a frequência que aumenta em 0,3 s, que ultrapassa o limite superior pre-estabelecido e com isso é gerado um trip no disjuntor em 0,324s, ocasionando a desconexão do sistema de geração distribuída com a rede.

Figura 29 – Formas de onda para as grandezas elétricas no ponto de conexão e o sinal de trip do disjuntor para o Caso 2: sobrefrequência.



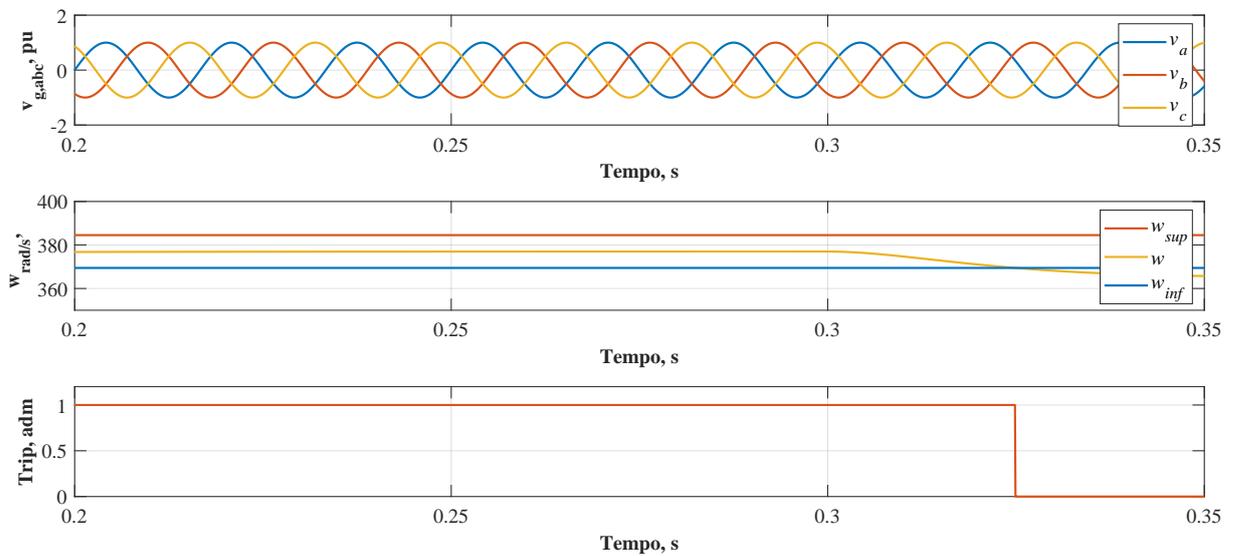
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Analogamente, a Figura 30 mostra os resultados de simulação para o caso 2. Como destacado na Figura 30 (b), no instante de 0,3 a queda na frequência tendo por consequência o trip no disjuntor. Dessa forma, a técnica implementada detectou a contingência em 0,323s desconectando o sistema da rede.

4.3.3 Discussão dos resultados da técnica passiva

Os resultados nos testes da TDIP mostram que ela é efetiva em sistemas de pequeno porte. A partir de testes de variação de tensão e frequência, verificou-se que a TDIP identificou o ilhamento em 0,321 s, em média, conforme mostra a Tabela 10. Este tempo está bem abaixo da norma ABNT NBR 16149 brasileira, que é de 2,0 s.

Figura 30 – Formas de onda para as grandezas elétricas no ponto de conexão e o sinal de trip do disjuntor para o Caso 2: subfrequência.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Tabela 10 – Tempo de detecção para a técnica passiva.

Técnica	Parâmetro	Valor	Unidade .
Sobretensão	Tempo de trip.	0,318	s
Subtensão	Tempo de trip.	0,319	s
Sobrefrequência	Tempo de trip.	0,324	s
Subfrequência	Tempo de trip.	0,325	s

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

As principais vantagens da TDIP são: (i) facilidade de implementação, comparada com a TDIA; (ii) não degradação da qualidade da energia do sistema elétrico principal, pois não inserem sinais espúrios no PAC. No entanto, TDIP tem como desvantagem: (i) o baixo desempenho em grandes sistemas de GD, pois a variação da tensão e da frequência pode não ser significativo para a detecção adequada; (ii) conseqüente aparecimento de ZND. No entanto, principalmente por conta do tempo de pesquisa, este tema não foi objeto de estudo deste trabalho. Mais informações podem ser encontradas em (SILVEIRA, 2020).

4.4 Conclusões Parciais

Este capítulo apresentou resultados dos testes do controle em cascata do sistema fotovoltaico conectado a rede e da TDIP.

O primeiro conjunto de testes está relacionado ao controle do sistema fotovoltaico,

incluindo o PLL, o controle em cascata de tensão e corrente. No controle de corrente, foi possível observar o desacoplamento das potências ativa e reativa no sistema. Além disso, o sistema apresentou sobressinal e tempo de acomodação nulo. Para o controle de tensão, sobressinal foi elevado devido as características do controle em cascata e os efeitos da malha interna de corrente.

Posteriormente, foi testada a técnica de detecção passiva em cenários de variação de tensão e frequência. Os resultados mostraram que TDIP é de fácil implementação e efetiva em sistemas de pequeno porte. O tempo médio de detecção foi de 0,321 s. Este tempo é bem menor que os 2,0 s requerido na ABNT NBR 16149. As principais vantagens da TDIP são a facilidade de implementação e a não degradação da qualidade da energia do sistema elétrico principal. Por outro lado, as desvantagens são o baixo desempenho em sistemas maiores e o conseqüente aparecimento de ZND.

5 Conclusão e trabalhos futuros

Dentro do contexto relativo a detecção de ilhamento passiva este trabalho apresentou as vantagens e desvantagens da técnica de detecção de ilhamento passiva para integração de sistemas fotovoltaicos no sistema elétrico.

Inicialmente, foi implementado um sistema fotovoltaico completo, com controle de corrente e tensão em cascata. Os resultados mostraram que, ambos controladores responderam conforme projeto. No controle de corrente, foi possível observar o desacoplamento das potências devido a modelagem no referencial síncrono dq . No controle de tensão, a diferença de potencial foi controlada, baseada na potência CC disponível nos painéis.

Posteriormente, foi implementada e analisada a aplicação da técnica de detecção de ilhamento passiva. A implementação se baseou na medição de tensão e de frequência, com a posterior comparação à limites pré-estabelecidos. Os resultados mostraram que a técnica passiva possui as seguintes vantagens: *(i)* é eficiente em pequenos sistemas e *(ii)* não degrada a qualidade da energia. Por outro lado, ela possui como desvantagens: *(i)* baixa eficiência em grandes sistemas e *(ii)* existência da zona de não detecção. Nesta zona, técnica não detecta o ilhamento devido os parâmetros analisados não se alterarem de forma significativa.

A principal contribuição do trabalho é fornecer informações técnicas úteis para a indústria e projetistas sobre o que acontece internamente aos sistemas que eles estão projetando. Além disso, a academia se beneficia deste trabalho pois, os estudantes da área podem utilizá-lo como fonte de informações e referências técnicas sobre o assunto, além de se inspirar para novas pesquisas e avanços na área. Finalmente, pessoas que se interessam no tema, podem se informar melhor com este trabalho.

5.1 Trabalhos Futuros

Visando a continuidade da pesquisa, podem ser elencadas as seguintes sugestões:

Detecção de ilhamento vs Sistemas elétricos: avaliar o desempenho das TDIP e TDIA frente a diversos tipos de sistema elétricos, ressaltando vantagens e desvanta-

gens de cada uma.

Detecção de ilhamento vs Controle: : avaliar o desempenho das TDIP e TDIA em relação às técnicas de controle, seja em cascata ou em espaço de estados.

Referências

- ALMEIDA, P. M. de. *Modelagem e controle de conversores fonte de tensão utilizados em sistemas de geração fotovoltaicos conectados à rede elétrica de distribuição*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, MG, 2011. Disponível em: <<https://repositorio.ufjf.br/jspui/handle/ufjf/4134>>. 13, 17, 18, 19, 20, 21, 23, 25, 45
- DÖHLER, J. S. *Controle em espaço de estados utilizando lqr de conversores para aplicação em microrrede*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2020. Disponível em: <<https://repositorio.ufjf.br/jspui/handle/ufjf/11641>>. 10, 16
- EPE. *Ministerio de Minas e Energia 2022*. [S.l.: s.n.], 2022. v. 22. 104–116 p. ISSN 0029-5582. 5, 10, 11
- HART, D. W. *Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos*. São Paulo, SP: McGraw Hill Brasil, 2012. ISBN 978-8580550450. 28
- HAUSER, D. *Controle de um Sistema Fotovoltaico Trifásico Conectado à Rede Elétrica*. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) — Universidade Federal do Rio de Janeiro/Escola Politécnica, 2014. Disponível em: <<http://repositorio.poli.ufrj.br/monografias/monopoli10011379.pdf>>. 23, 32
- HYAKUTAKE, L. R. *Análise de métodos anti-ilhamento ativos para sistemas fotovoltaicos*. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) — Universidade Estadual Paulista (Unesp), 2022. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/11449/217125>>. 10
- MARCHESAN, G. *Deteção de ilhamento em sistemas de distribuição com geração síncrona distribuída*. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2016. Disponível em: <<https://repositorio.ufsm.br/handle/1/3696>>. 38
- RESENDE, Ê. C. *Estudo Comparativo e Implementação de Métodos de Anti-ilhamento para Sistemas de Geração Distribuída com Fonte Solar*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA, 2020. Disponível em: <<https://repositorio.ufu.br/handle/123456789/29733>>. 13, 37, 38
- RIBEIRO, A. S. *Deteção de ilhamento em sistemas de geração distribuída conectados à rede de distribuição*. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) — Universidade Federal de Ouro Preto, ICEA/UFOP, João Monlevade, MG, 2018. Disponível em: <<https://www.monografias.ufop.br/handle/35400000/1655>>. 39, 40
- RIBEIRO, W. V. et al. Comparação Entre Topologias De Painel Solar Artificial. *VII Congresso Brasileiro de Energia Solar*, p. 1–10, 2018. Disponível em: <<https://www.gesep.ufv.br>>. 10, 11
- SILVEIRA, E. M. *Estudo de Técnicas de Anti-Ilhamento Passivas e Ativas com Foco na Redução da Zona de Não Deteção*. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) — Instituto Federal de Goiás, Itumbiara, GO, 2020. Disponível em: <<https://repositorio.ifg.edu.br/handle/prefix/590>>. 14, 37, 58

SOLAR, C. *Proteção Anti-ilhamento dos Inversores fotovoltaicos*. 2020. Disponível em: <<https://canalsolar.com.br/protecao-de-anti-ilhamento-dos-inversores-fotovoltaicos/>>. 36

VILLALVA, M. G. *Conversor Eletrônico de Potência Trifásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica*. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), Campinas, SP, 2010. Disponível em: <<https://www.osti.gov/etdeweb/servlets/purl/21429331>>. 16

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*. New Jersey, USA: John Wiley & Sons, 2010. ISBN 9780470551578. 19, 20, 25, 29, 32, 33, 44, 48