



Universidade Federal de Juiz de Fora
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

Dalmo Cardoso da Silva Júnior

MODELAGEM E CONTROLE DE FUNÇÕES AUXILIARES EM INVERSORES
INTELIGENTES PARA SUPORTE A MICRORREDES CA - SIMULAÇÃO EM
TEMPO REAL COM CONTROLE HARDWARE IN THE LOOP

Dissertação de Mestrado

Juiz de Fora
2017

Dalmo Cardoso da Silva Júnior

MODELAGEM E CONTROLE DE FUNÇÕES AUXILIARES EM INVERSORES
INTELIGENTES PARA SUPORTE A MICRORREDES CA - SIMULAÇÃO EM
TEMPO REAL COM CONTROLE HARDWARE IN THE LOOP

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre.

Orientadora: Prof^a. Janaína Gonçalves de Oliveira, Ph.D

Juiz de Fora
2017

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Silva Júnior, Dalmo Cardoso da.

Modelagem e Controle de Funções Auxiliares em Inversores Inteligentes para Suporte a Microrredes CA - Simulação em Tempo Real com Controle Hardware In the Loop / Dalmo Cardoso da Silva Júnior. -- 2017.

110 p. : il.

Orientadora: Janaína Gonçalves de Oliveira

Dissertação (mestrado acadêmico) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, 2017.

1. Microrrede CA. 2. Inversor inteligente. 3. Simulação em tempo real. 4. Hardware in the loop. 5. Geração distribuída. I. Oliveira, Janaína Gonçalves de, orient. II. Título.

Dalmo Cardoso da Silva Júnior

MODELAGEM E CONTROLE DE FUNÇÕES AUXILIARES EM INVERSORES
INTELIGENTES PARA SUPORTE A MICRORREDES CA - SIMULAÇÃO EM
TEMPO REAL COM CONTROLE HARDWARE IN THE LOOP

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre.

Aprovada em 11 de Dezembro de 2017.

BANCA EXAMINADORA:

Prof^a. Janaína Gonçalves de Oliveira, Ph.D

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof. Pedro Machado de Almeida, Dr.Eng.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof. Márcio do Carmo Barbosa Poncilio Rodrigues, Dr.Eng.

Instituto Federal do Sudeste de Minas Gerais, IF Sudeste MG

Luiz Felipe Willcox de Souza, D.Sc.

General Electric Global Research, GE

*Dedico este trabalho à minha família
e aos meus amigos.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, ser supremo e inabalável, por todas as conquistas em minha vida e por mais essa vitória.

À minha mãe, Maria Clara, pelas palavras de incentivo, por sempre acreditar em mim, por sonhar junto comigo, por tornar a realização desse sonho a sua própria vitória, por me confortar em todos os momentos difíceis, pela dedicação. Enfim, mãe, obrigado pelo seu amor incondicional, obrigado por tudo. Ao meu pai, Dalmo, pelos votos de confiança e dedicação.

Aos meus avós, Oscar (in memoriam) e Maria José (in memoriam), por parte da criação que me deram, por me privilegiarem em fazer parte dessa família maravilhosa, enfim, obrigado por terem serem mais do que pais para mim.

À minha irmã, Desirée, pelo carinho, pela atenção, pelo apoio, por sempre me ajudar nos momentos de dificuldades e ser quase uma mãe para mim.

À Laura, minha noiva e amiga, pelos conselhos, pela irrestrita compreensão, pelo incentivo e a toda sua família, Paulo e Tereza, a qual eu também faço parte.

À todo os meus familiares, tios(as) e primos(as), pelo incentivo e por torcerem por mim. Em especial, à Maria Tereza, por me ter como filho.

À minha orientadora e amiga, Janaína Gonçalves de Oliveira, pelos ensinamentos compartilhados, e principalmente, pela ajuda durante o decorrer do trabalho. E ainda, agradeço pela disponibilidade e pela confiança depositada em mim.

Ao Prof. Pedro Machado de Almeida pela disponibilidade e paciência em me ajudar durante todo esse trabalho. Ao Prof. Pedro Gomes Barbosa pelos ensinamentos, conselhos e por participar em parte da minha formação.

Aos amigos do LABSIM, LEENER, NAEP e LAPTEL que alguns especialmente cito: Bernardo, Marcelo, Lucas, Felipe, Gabriel, Frederico, Rodolfo, Henrique, Josimar e Kamila pela amizade para toda hora.

À CAPES, à Universidade Federal de Juiz de Fora e à Faculdade de Engenharia por todo o suporte e pelas ferramentas necessárias ao desenvolvimento deste trabalho.

Enfim, agradeço a todos que direta ou indiretamente contribuíram para a concretização desse trabalho.

“O campo da derrota não está povoado de fracassos, mas de homens que tombaram antes de vencer.”

Abraham Lincoln

RESUMO

As tecnologias de Geração Distribuída (GD), geralmente, consistem em geradores modulares (em grande maioria renováveis) que oferecem uma série de benefícios potenciais, além de estarem mais próximos dos consumidores finais. Embora a GD possa ter colaborações como comentado, a inserção de energias renováveis na rede elétrica pode afetar a proteção e também a estabilidade da mesma, implicando em desvios na tensão e na frequência do sistema. Um dos principais problemas enfrentados é a falta de inércia das energias renováveis e também o aparecimento de correntes harmônicas devido às cargas não lineares. Baseado nesse cenário, e como forma de solução dos problemas comentados, surge a pesquisa de inversores multifuncionais, capazes de não só conectar tais energias renováveis à rede elétrica, mas também oferecer suporte a ela. Os serviços ancilares incluem auxílio à estabilidade de tensão e frequência, mitigação de conteúdo harmônico, equilíbrio de geração e demanda de energia, entre outros aspectos. Dessa forma, metodologias baseadas nas implementações alternativas de controle, tais como a Máquina Síncrona Virtual e o Filtro Ativo de Potência (FAP) podem ser adotadas como soluções para esses problemas. Nessa vertente, simulações em tempo real com Hardware In the Loop (HIL) no simulador digital de tempo real (*Real Time Digital Simulator*) (RTDS) e processamento digital de sinal e engenharia de controle (*digital Signal Processing and Control Engineering*) (dSPACE), são ferramentas poderosas que podem auxiliar o processo de simulação das funções ancilares analisadas. Assim, nesse trabalho, simulou-se o inversor multifuncional como forma de mostrar a efetiva regulação de tensão, frequência e diminuição do conteúdo harmônico em sistemas de potência, especialmente em microrredes de corrente alternada (CA). Por fim, os resultados demonstram o funcionamento do sistema e podem ser usados como validação das estratégias de controle propostas.

Palavras-chave: microrrede CA, inversor inteligente, simulação em tempo real, hardware in the loop, geração distribuída.

ABSTRACT

Distributed Generation technologies generally consist of modular (mostly renewable) generators that offer a number of potential benefits, while being closer to the end consumers. Although the DG present features as commented, the insertion of renewable energies in the electrical network can affect the protection and also the stability of the network, implying in voltage and frequency deviations. One of the main problems faced is the lack of inertia of renewable energies and also the appearance of harmonic currents due to non-linear loads. Based on this scenario, and as a way of solving these problems, the research of smart inverters, capable of not only connecting such renewable energies to the electric grid but also supporting it, emerges. Some ancillary services as voltage and frequency stability, mitigation of harmonic content, balance of generation and energy demand, among other aspects, can be fulfilled. Thus, methodologies based on sophisticated control implementations such as the Virtual Synchronous Machine and the Active Power Filter, can be adopted as solutions to these problems. In this aspect, real-time simulations with Control Hardware In The Loop HIL in Real Time Digital Simulator RTDS and dSPACE, are a powerful tool can aid the simulation process of the analyzed ancillary functions. Thus, in this work, the multifunctional inverter was simulated as a way to show the effective regulation of voltage, frequency, and harmonic content mitigation in power systems, especially in AC microgrids. Finally, the results demonstrate the operation of the system and can be used as validation of the proposed control strategies.

Keywords: AC microgrids, intelligent inverter, real-time simulation, control hardware in the loop, distributed generation.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Comparação da geração, transmissão e distribuição da energia elétrica.	22
Figura 2	Estrutura típica de uma microrrede.	23
Figura 3	Visão resumida do sistema simulado.	26
Figura 4	Circuito equivalente simplificado da célula solar.	31
Figura 5	Circuito equivalente da célula solar.	32
Figura 6	Curva característica de um célula PV com as resistências série e paralelo (adaptado de (ALMEIDA, 2011)).	33
Figura 7	Fluxograma do algoritmo P&O com controle direto da razão cíclica do conversor corrente contínua (CC)-CC <i>boost</i>	34
Figura 8	Diagrama de tempo de operação <i>versus</i> densidade de potência (adaptado de (FERREIRA et al., 2015)).	35
Figura 9	Topologia de conversor CC-CC <i>boost</i>	36
Figura 10	Topologia de conversor CC-CC bidirecional em corrente.	37
Figura 11	Topologia do conversor CC-CA de interface.	38

Figura 12	Estrutura típica do integrador generalizado de segunda ordem.	41
Figura 13	Diagrama de Bode de $D(s)$, para diferentes valores de k_r	42
Figura 14	Diagrama de Bode de $Q(s)$, para diferentes valores de k_r	42
Figura 15	Resposta em frequência do detector de sequência positiva.	43
Figura 16	Estrutura típica do integrador generalizado de segunda ordem duplo.	43
Figura 17	Estrutura típica do integrador generalizado de segunda ordem duplo com Phase Locked Loop (PLL).	44
Figura 18	Estrutura de um gerador síncrono trifásico de rotor cilíndrico ideal.	47
Figura 19	Parte de potência do máquina síncrona virtual (<i>Virtual Synchronous Machine</i>) (VSM) - conversor trifásico, filtro de saída e indicação do barramento CC.	51
Figura 20	Parte eletrônica do VSM (embarcado em um processador digital de sinais (<i>Digital Signal Processor</i>) (DSP), geralmente).	52
Figura 21	Topologia de controle Hierárquico em microrredes.	54
Figura 22	Controle primário e secundário.	54
Figura 23	Acoplamentos ou <i>droop</i> entre potência ativa <i>versus</i> frequência e potência reativa <i>versus</i> tensão.	55
Figura 24	Visão Geral do Sistema.	58

Figura 25	Malha de controle da tensão no barramento CC.	61
Figura 26	Diagrama de blocos do SRF-PLL.	62
Figura 27	Modelo linear do SRF-PLL trifásico.	63
Figura 28	Cálculo das correntes de referência.	65
Figura 29	Diagrama de blocos da malha de controle de corrente do VSC.	67
Figura 30	Diagrama de blocos simplificado da malha de controle de corrente do VSC.	68
Figura 31	Diagrama de Blocos da Malha de Controle de Corrente Simplificada.	69
Figura 32	Diagrama de Blocos do Controlador controlador proporcional integral com integradores de sinais senoidais no sistema de referência síncrono (<i>Proportional Integral-Sinusoidal Signal Integrator-Synchronous Reference Frame</i>) (PI-SSI-SRF).	70
Figura 33	Diagrama de Bode do controlador ressonante de corrente.	71
Figura 34	Regulação da potência ativa e reativa no VSM.	73
Figura 35	Real Time Digital Simulator RTDS	76
Figura 36	Digital Signal Processing And Control Engenieering dSPACE	77
Figura 37	Configuração da simulação em HIL.	78

Figura 38	Placas de de entrada e saída de sinais analógicos no RTDS. Fonte: adaptado do manual do fabricante.	79
Figura 39	Placa de entrada e saída de sinais no dSPACE. Fonte: adaptado do manual do fabricante.	80
Figura 40	Compensação da corrente harmônica.	82
Figura 41	Tensão e corrente da rede elétrica em fase.	82
Figura 42	Resposta dinâmica ao degrau de carga.	83
Figura 43	Distorção harmônica total da corrente da rede elétrica na fase A (i_{sa}).	83
Figura 44	Tensão no ponto de coplamente comum (PAC) no momento do ilhamento, sem o VSM.	85
Figura 45	Operação do VSM no momento de ilhamento. Canal 1 (azul escuro): Tensão no PAC; Canal 2 (azul claro): Corrente do conversor; Canal 3 (roxo): Tensão do barramento CC; Canal 4 (verde): Frequência.	85
Figura 46	Amplitude da tensão no PAC com e sem o VSM, para o caso de desconexão da rede elétrica.	86
Figura 47	Frequência do sistema no momento do ilhamento, com e sem o VSM.	86
Figura 48	Tensão no barramento CC no momento do ilhamento.	87
Figura 49	Amplitude da tensão no PAC, com e sem o VSM, para o caso da microrrede isolada.	88

Figura 50	Frequência do sistema, como e sem o VSM.	88
Figura 51	Potência ativa da máquina síncrona real e da virtual.	89
Figura 52	Potência reativa da máquina síncrona real e da virtual.	89
Figura 53	Dinâmica da irradiação e do modelo de carga.	90
Figura 54	Dinâmica das potencias: bateria, PV, carga e bateria.	91

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Ordem harmônica e sequência de fase.	71
Tabela 2	Parâmetros da Máquina Síncrona.	75
Tabela 3	Parâmetros de Simulação do modo de operação como Filtro Ativo. .	81
Tabela 4	Parâmetros de Simulação do modo de operação como Máquina Síncrona Virtual.	84

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA corrente alternada

CC corrente contínua

DSOGI integrador generalizado de segunda ordem duplo, Double Second Order Generalized Integrator

DSP processador digital de sinais (*Digital Signal Processor*)

dSPACE processamento digital de sinal e engenharia de controle (*digital Signal Processing and Control Engineering*)

FAP Filtro Ativo de Potência

FC Fuel Cell

GD Geração Distribuída

GTAO cartão analógico de saída (*Giga Transceiver Analogue Output Card*)

GS Gerador Síncrono

GTAI cartão analógico de entrada (*Giga Transceiver Analogue Input Card*)

GS Gerador Síncrono

HIL Hardware In the Loop

IGBT transistores bipolares com gatilho isolado (*Insulated Gate Bipolar Transistor*)

LABSIM Laboratório de Simulações Multiplataforma

MT Micro Turbinas

MPP ponto de máxima potência (*Maximum Power Point*)

MPPT seguidor do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking*)

RTDS simulador digital de tempo real (*Real Time Digital Simulator*)

PAC ponto de coplamente comum

PI controlador proporcional–integral

PI-SSI controlador proporcional integral com integradores de sinais senoidais no sistema de referência estacionário (*Proportional Integral-Sinusoidal Signal Integrator*)

PI-SSI-SRF controlador proporcional integral com integradores de sinais senoidais no sistema de referência síncrono (*Proportional Integral-Sinusoidal Signal Integrator-Synchronous Reference Frame*)

PLL Phase Locked Loop

PV célula fotovoltaica (*Photovoltaic cell*)

PSC *Positive Sequence Calculator*

SEP Sistema Elétrico de Potência

SPWM modulação por largura de pulso senoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*)

SOC estado de carga, do inglês, *State Of Charge*

SSI integradores de sinais senoidais (*Sinusoidal Signal Integrator*)

SRF sistema de coordenadas síncronas (*Synchronous Reference Frame*)

SOGI *Second Order Generalized Integrator*

UFJF Universidade Federal de Juiz de Fora

VSC conversor fonte de tensão (*Voltage Source Converter*)

VSM máquina síncrona virtual (*Virtual Synchronous Machine*)

WT Wind Turbine

SUMÁRIO

1	Introdução	21
1.1	Contextualização	21
1.2	Revisão Bibliográfica	23
1.3	Identificação do Problema e Motivação	24
1.4	Visão Resumida do Sistema	26
1.5	Objetivos	26
1.6	Estrutura da dissertação	27
1.7	Produção bibliográfica	28
2	Fundamentos Teóricos	30
2.1	Modelagem do Sistema Fotovoltaico	30
2.1.1	Modelo digital do arranjo fotovoltaico	31
2.2	Rastreamento do ponto de máxima potência	33
2.3	Sistema de armazenamento de energia da bateria	34
2.4	Topologia e princípio de funcionamento dos conversores estáticos	36
2.4.1	Conversor eletrônico de potência CC-CC <i>boost</i> : 1º Estágio	36
2.4.2	Conversor eletrônico de potência CC-CC bidirecional: 1º Estágio	36
2.4.3	Conversor eletrônico de potência CC-CA de interface: 2º Estágio	37
2.5	Circuito de Sincronismo com a Rede Elétrica	38
2.5.1	Circuito de Sincronismo com o Integrador Generalizado de Segunda Ordem Duplo	39
2.6	Extração das correntes de referência, visando o modo de operação como filtro ativo de potência	44

2.7	A Máquina síncrona virtual	45
2.7.1	Modelagem da máquina síncrona	46
2.7.1.1	Parte Elétrica	46
2.7.1.2	Parte Mecânica	49
2.7.2	Princípio de Funcionamento da Máquina Síncrona Virtual	50
2.7.2.1	Parte de Potência	50
2.7.2.2	Parte Eletrônica	51
2.8	Controle em microrredes	53
2.9	Conclusões parciais	56
3	Metodologia	57
3.1	Visão Geral do Sistema	57
3.2	Sistema de Controle 1 - Conversor CC-CC <i>boost</i>	59
3.3	Sistema de Controle 2 - Conversor CC-CC bidirecional em corrente	59
3.4	Sistema de Controle 3 - Conversor CC-CA de interface	61
3.4.1	Análise da dinâmica do sistema de coordenadas síncronas (<i>Synchronous Reference Frame</i>) (SRF)-PLL	61
3.4.2	Cálculo da Referência de Corrente, visando o Filtro Ativo de Potência	64
3.4.3	Parcela controlador proporcional-integral (PI) do Controlador de corrente (C_d e C_q) do conversor CC-CA	65
3.4.4	Escolha e Projeto do controlador de corrente	67
3.4.5	Parcelas integradores de sinais senoidais (<i>Sinusoidal Signal Integrator</i>) (SSI) do Controlador de Corrente (C_d e C_q) do conversor CC-CA	70
3.4.6	Máquina síncrona virtual	72
3.4.6.1	Droop de frequência e regulação da potência ativa	72
3.4.6.2	Droop de tensão e regulação da potência reativa	74
3.5	Descrição da Representação da microrrede CA	74
3.6	Descrição dos Equipamentos Utilizados	75

3.6.1	Real Time Digital Simulator (RTDS)	75
3.6.2	Digital Signal Processing and Control Engineering (dSPACE)	76
3.6.3	Simulação com Controle Hardware In the Loop, utilizando RTDS e dSPACE	77
3.6.4	Comunicação entre RTDS e dSPACE	79
3.7	Conclusões Parciais	80
4	Resultados	81
4.1	Sistema atuando como Filtro Ativo de Potência	81
4.2	Sistema atuando como Máquina Síncrona Virtual	84
4.2.1	Momento de Ilhamento	84
4.2.2	Flutuação de carga no modo de microrrede desconectada da rede elétrica	87
4.3	Sistema atuando como Gerenciador de Potência	90
4.4	Conclusões Parciais	91
5	Considerações Finais	93
5.1	Trabalhos Futuros	94
	Referências	96

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Atualmente, sabe-se que os custos de implementação dos sistemas que utilizam recursos renováveis, como a energia solar e a eólica, por exemplo, diminuíram nos últimos anos devido à tecnologia e aos avanços na produção de materiais. Com isso, para o mundo desenvolvido, um novo paradigma de geração de energia que é menos dependente dos recursos de combustível fóssil vem se desenvolvendo, a fim de manter o padrão de vida e o crescimento sustentável (CHAKRABORTY; SIMÕES & KRAMER, 2013). A Geração Distribuída GD pode ser definida como uma abordagem que emprega tecnologias de pequena escala para produzir eletricidade próxima aos usuários finais de consumo (FOGLI et al., 2014). As tecnologias de GD, geralmente, consistem em geradores modulares (em grande maioria renováveis), e estes oferecem uma série de benefícios potenciais. Em muitos casos, os geradores distribuídos podem fornecer eletricidade de baixo custo e com menos consequências ambientais do que os grandes geradores de energia da tradicional matriz energética (FERREIRA et al., 2015; ALMEIDA et al., 2013; MUSSE et al., 2017). Em contraste com o uso de algumas centrais de grande escala localizadas longe dos centros de carga (a abordagem tradicional da geração, transmissão e distribuição de energia elétrica), os sistemas de GD empregam inúmeras plantas, porém, pequenas que podem fornecer energia no local com pouca dependência da distribuição e da rede de transmissão (HATZIARGYRIOU, 2013). Na Figura 1, observa-se uma simples comparação entre o esquema de distribuição de energia sem e com a geração distribuída.

As GDs, como comentado, são normalmente conectadas nas redes de distribuição, podendo ter diferentes tecnologias de geração, como Micro Turbinas (MT), célula fotovoltaica (*Photovoltaic cell*) (PV), células de combustível, do inglês, Fuel Cell (FC), turbinas eólicas, do inglês Wind Turbine (WT), etc. Essas unidades, tipicamente localizadas em proximidade aos consumidores finais, emergiram como uma opção promissora para satisfazer as crescentes necessidades de energia elétrica dos clientes em

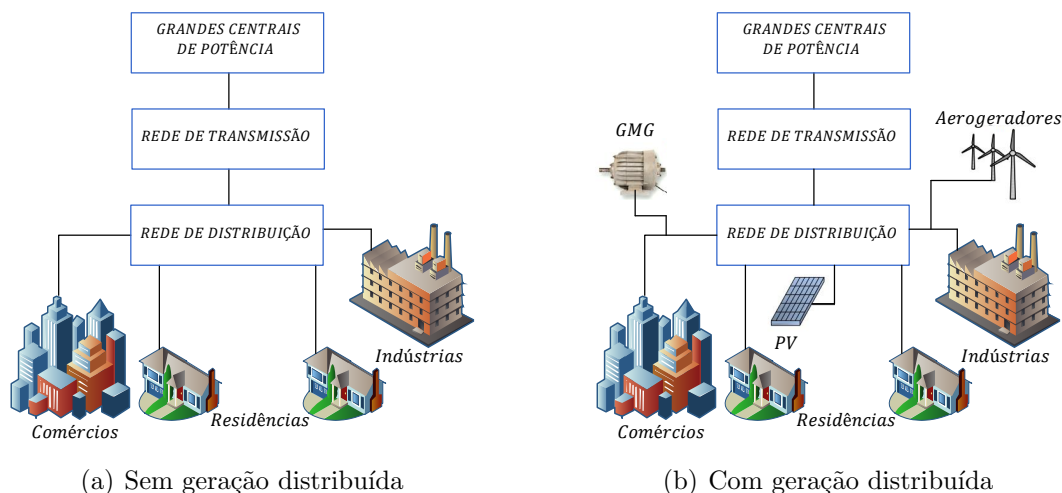


Figura 1: Comparação da geração, transmissão e distribuição da energia elétrica.

termo de benefícios econômicos, ambientais e técnicos, como comentado. Porém, deve reconhecer-se que, com níveis aumentados de penetração de micro geração, a rede de distribuição de baixa tensão não pode mais ser considerada como uma região passiva para a rede de transmissão, uma vez que agora é possível um fluxo bidirecional de energia (FOGLI et al., 2014). Pelo contrário, o impacto das GDs no equilíbrio da potência e da frequência da rede pode se tornar muito mais significativo ao longo dos anos e deve ser melhor estudado (HATZIARGYRIOU, 2013).

Sendo assim, uma maneira promissora de perceber o potencial emergente da micro geração é adotar uma abordagem que visualize a geração e as cargas associadas como um subsistema ou uma microrrede (HATZIARGYRIOU, 2013; PALIZBAN; KAUHANIEMI & GUERRERO, 2014; PARHIZI et al., 2015). O conceito de microrrede tem sido cuidadosamente investigado e implementado por inúmeros especialistas em todo o mundo e um exemplo pode ser observado na Figura 2. Nessa Figura observam-se algumas micro gerações (aerogeradores, PV e baterias), juntamente com os conversores eletrônicos de potência para integração com a rede CA. Ao longo dos últimos anos, foram feitos esforços para padronizar microrredes, e é em termos desses avanços que o padrão IEC/ISO 62264 propõe recomendações para microrredes e usinas virtuais. Em uma configuração típica de microrrede, espera-se que o sistema de controle e gerenciamento ofereça uma variedade de benefícios potenciais em todos os níveis de tensão da rede de distribuição. Para atingir esse objetivo, diferentes estratégias hierárquicas de controle precisam ser adotadas (HATZIARGYRIOU, 2013; BIDRAM & DAVOUDI, 2012; PALIZBAN; KAUHANIEMI & GUERRERO, 2014).

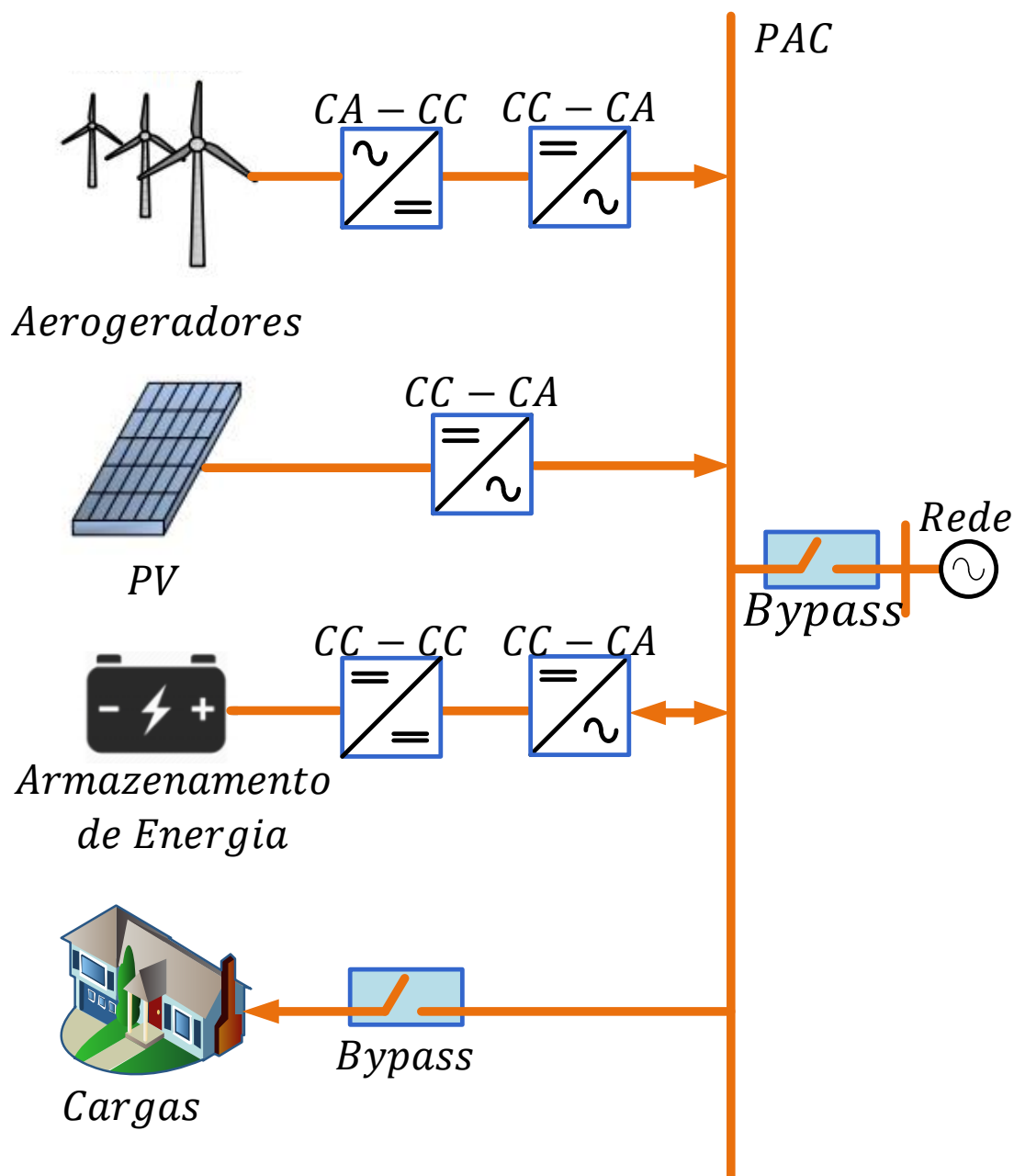


Figura 2: Estrutura típica de uma microrrede.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Conforme a revisão bibliográfica feita até o momento, existem alguns trabalhos que sugerem a conexão de gerações distribuídas de forma híbrida (tipicamente uma energia renovável e um sistema de armazenamento), porém, o que os diferem são as suas aplicações. Por exemplo, Jayalakshmi et al. (2015) realizaram um estudo de mitigação das flutuações e intermitências dos arranjos solares interligados a rede com um sistema de armazenamento de energia da bateria e supercapacitores. Yi, Dong e Etemadi (2017) propõem que o sistema híbrido (PV e armazenamento) seja capaz de

gerenciar a e controlar ativamente as potências em um microrrede em modo de conexão com a rede e em ilhamento.

Agora, em relação à regulação de frequência e tensão Lucas e Chondrogiannis (2016), Stetz, Marten e Braun (2013), Marra et al. (2014), Benini et al. (2016), Thorbergsson et al. (2013), Kim et al. (2010), Zhong e Weiss (2011) e Zhong e Hornik (2012) mostraram alguns estudos sobre a aplicação de armazenamento de energia para mitigação das flutuações na tensão e frequência quando o sistema não consegue uma igualdade entre geração e demanda. Porém, esses estudos não fazem uso de gerações distribuídas como forma de auxílio de potência ativa, e sim de um sistema baseado estritamente no armazenamento de energia da bateria.

Por outro lado, algumas pesquisas surgiram também com relação ao uso da máquina síncrona virtual como forma de regular a tensão e frequência em um sistema CA (D'ARCO & SUUL, 2014; D'ARCO; SUUL & FOSSO, 2014; D'ARCO & SUUL, 2013; D'ARCO; SUUL & FOSSO, 2015; VAN et al., 2010; ZHAN & WU, 2016; TORRES & LOPES, 2013; PERERA, 2012; BEVRANI; ISE & MIURA, 2014; VISSCHER & HAAN, 2008), porém, não trabalharam com um sistema de forma híbrida. Já Adhikari e Li (2014) propuseram a utilização dos acoplamentos P-f e Q-V para regulação de tensão e frequência através de um sistema híbrido (PV e bateria) conectados a uma microrrede, mas, utilizaram apenas a simulação em software *offline* em MatLab/Simulink.

Já com foco na simulação dessas topologias, Sattar et al. (2016) investigaram o uso de GDs baseada em energia renováveis, porém, a partir de um sistema com condições mais realísticas da rede elétrica (utilizando o RTDS) e Wanik, Bousselham e Elrayyah (2016) também propuseram uma simulação em tempo real, porém com foco na modelagem de um sistema de PV e Bateria para microrredes.

1.3 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA E MOTIVAÇÃO

Alguns estudos (KARAPANOS; HAAN & ZWETSLOOT, 2011; D'ARCO & SUUL, 2013; D'ARCO & SUUL, 2014; D'ARCO; SUUL & FOSSO, 2014; D'ARCO; SUUL & FOSSO, 2015; ABU-RUB; MALINOWSKI & AL-HADDAD, 2014; ALBU et al., 2009; BENINI et al., 2016) mostram que com a inserção de energias renováveis no sistema elétrico de distribuição, o equilíbrio de potência e frequência, como comentado, pode ser afetado, implicando em desvios na tensão e na própria frequência do sistema (para sistemas que operam isolados). Um dos motivos disso, pode estar relacionado com a falta de inércias das energias renováveis (ALSIRAJI & EL-SHATSHAT, 2017; KARA-

PANOS; HAAN & ZWETSLOOT, 2011; YUAN et al., 2016; FRACK et al., 2015). Já outros estudos (GHETTI et al., 2010; FURTADO et al., 2015; RANAWEERA; SANCHEZ & MIDTGÅRD, 2015) apontam que, com a crescente demanda por produção e eficiência, os consumidores residenciais, comerciais e industriais (situados na distribuição - Figura 1) aumentassem a quantidade de cargas não lineares no sistema elétrico. Essas cargas são as principais responsáveis pela injeção de energia reativa e correntes harmônicas na rede elétrica.

Com isso, em relação a esses problemas identificados, surgem pesquisas no sentido de aprimorar a conexão das gerações distribuídas à rede elétrica de forma a oferecer suporte à mesma, corrigindo ou mitigando as influências desses problemas. E, desde sempre, a eletrônica de potência vem ganhando cada vez mais espaço já que é indispensável o uso dos conversores eletrônicos de potência para realizar essa tarefa de conexão (Figura 2) e também, de forma auxiliar, oferecer determinadas funcionalidades (ABU-RUB; MALINOWSKI & AL-HADDAD, 2014; CHAKRABORTY; SIMÕES & KRAMER, 2013).

Sendo assim, como novas metodologias que estão aparecendo, inclui-se o inversor inteligente ou multifuncional, por exemplo (SHUVRA & CHOWDHURY, 2017; MALEKPOUR & PAHWA, 2017; BELL et al., 2016). Nesse trabalho, esse inversor multifuncional, definido como um conversor eletrônico de potência CC-CA, pode controlar recursos da geração distribuída (PV, aerogeradores, armazenamento de energia da bateria, etc) para aliviar a demanda de potência ativa e também fornecer suporte à rede elétrica, proporcionando auxílio de potência reativa, restauração de frequência e mitigação de conteúdo harmônico. É notório que a maiorias de suas funcionalidades extras podem ser adicionadas com estratégias de controle apropriadas. Ou seja, projetos de sistemas de controle tem grande impacto nesses tipos de pesquisa, ainda mais quando auxiliado com simulações em tempo real e *Hardware In the Loop*.

Portanto, apresenta-se como motivação para este trabalho o estudo de um sistema híbrido, no qual o conversor CC-CA exerça mais de uma funcionalidade ao conectar as fontes ao sistema, provendo assim funções de suporte à rede elétrica, a qual pode funcionar em modo ilhado ou não. Além disso, a simulação em tempo real com controle *Hardware In the Loop* tem sido ainda pouco abordada na literatura, como visto na revisão bibliográfica. Nesse sentido, a simulação em tempo real passou a ser motivada também por algumas características interessantes, a saber: possibilidade de simular sistemas complexos e com tempo computacional menor; podem ser realizados testes em um ambiente mais seguro, com condições da rede elétrica simulada muito mais

próximas da realidade e de baixo custo; eventual realização de *Hardware In the Loop*, onde é possível testar um determinado tipo de equipamento, lógicas de proteção e também sistemas de controle sem a necessidade da realização de experimento prático, a priori. Essa última característica pode ser vista na literatura também como uma metodologia que prevê alguns possíveis erros em eventuais procedimentos práticos.

1.4 VISÃO RESUMIDA DO SISTEMA

O sistema em estudo conta com os componentes vistos na Figura 3, de forma resumida: o arranjo fotovoltaico; um conversor CC-CC *boost*; o sistema de armazenamento da bateria; um conversor CC-CC bidirecional em corrente; o conversor CC-CA de interface e duas linhas de transmissão (LT) curtas, as quais conectam o sistema estudado às cargas (incluindo a não linear) e à máquina síncrona e rede.

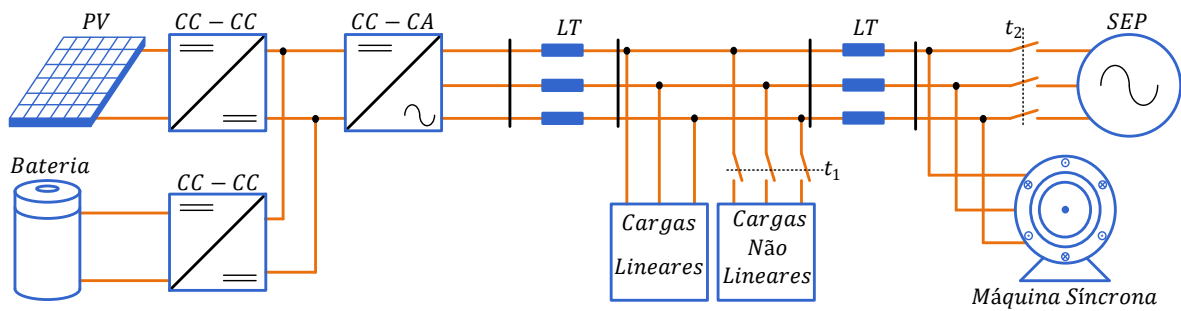


Figura 3: Visão resumida do sistema simulado.

Com base na Figura 3, o primeiro conversor trata da realização do seguidor do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking*) (MPPT). O segundo, por sua vez, é o responsável pela carga e descarga da bateria, além de controlar o barramento CC. O terceiro e último conversor é o responsável por atuar, segundo as topologias de controle adotadas, como filtro ativo de potência, máquina síncrona virtual e gerenciador de energia.

1.5 OBJETIVOS

A fim de se atingir o principal objetivo deste trabalho que é a efetiva regulação de tensão e frequência e mitigação do conteúdo harmônico em microrredes (ou subsistema de potência limitada), os seguintes tópicos serão perseguidos:

- i. Modelar os conversores estáticos utilizados e estudar as técnicas de controle aplicadas a cada conversor;

- ii.* Desenvolver um esquema de simulação no RTDS e implementar o algoritmo de controle no dSPACE, promovendo uma configuração de simulação *Control Hardware In the Loop*;
- iii.* Realizar testes dinâmicos, comprovando o desempenho dos controladores;
- iv.* Obter resultados de simulação em HIL que validem os modelos matemáticos dos conversores e o funcionamento do sistema;
- v.* Verificar o impacto das estratégias de controle propostas em uma microrrede operando em condições de ilhamento.
- vi.* Demonstrar que o inversor multifuncional (ou inteligente) é capaz de exercer múltiplas funções simultâneas, demonstrando ser um elemento chave em sistemas com alta penetração de renováveis.

1.6 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No Capítulo 2 serão mostrados conceitos importantes e necessários para o desenvolvimento deste trabalho, tais como uma breve descrição da modelagem do painel solar, da estratégia de rastreamento do seu máximo ponto de potência, da modelagem do sistema de armazenamento de energia da bateria, da modelagem e do princípio de funcionamento dos conversores estáticos de potência, dos conceitos do circuito de sincronismo utilizado, da teoria das potências instantâneas, do funcionamento da máquina síncrona virtual, e por fim, uma breve descrição das topologias de controle em microrredes.

O Capítulo 3 apresentará as estratégias de controle adotadas para cada subsistema de controle. Por exemplo, as malhas de controle de corrente para o caso do filtro ativo e de inércia virtual para o caso de VSM, assim como o projeto dos controladores do circuito de sincronismo. Também será possível observar os detalhes construtivos do HIL, a comunicação entre os equipamentos e a estrutura da implementação dos controles no dSPACE.

Os resultados de simulação com HIL serão abordados no Capítulo 4, onde serão discutidos e analisados.

O Capítulo 5 apresentará as conclusões gerais deste trabalho e propostas para trabalhos futuros.

1.7 PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA

Como resultado das pesquisas realizados durante esse período, os seguintes trabalhos foram publicados:

1. MUSSE, BERNARDO F. ; BARBOSA, MARGER W. ; CARVALHO, JERSON S. ; **DA SILVA, DALMO C.** ; DE OLIVEIRA, LEONARDO W. ; DE OLIVEIRA, JANAINA G. *Real Time simulation of PV System integration to the distribution grid using dynamic load model.* In: 2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2017, Florianopolis. 2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2017. p. 1.;
2. MUSSE, BERNARDO F. ; SILVA, NATHAN. ; **DA SILVA, DALMO C.** ; DE OLIVEIRA, LEONARDO W. ; DE OLIVEIRA, JANAINA G. . *Controller-Hardware-In-The-Loop Simulation of a Distribution System with PV Penetration Using RTDS and dSPACE.* In: 2017 IEEE CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA (COBEP), 2017, Juiz de Fora. 2017 IEEE CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA (COBEP), 2017. p. 1.;
3. **DA SILVA JUNIOR, DALMO C.**; MUSSE, BERNARDO F. ; SILVA, NATHAN. ; DE ALEMIDA, PEDRO M. ; DE OLIVEIRA, JANAINA G. . *Hardware in the Loop Simulation of Shunt Active Power Filter (SAPF) utilizing RTDS and dSPACE.* In: 2017 IEEE CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA (COBEP), 2017, Juiz de Fora. 2017 IEEE CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA (COBEP), 2017. p. 1.;

O autor também contribui com os seguintes trabalhos que não estão incluídos na dissertação:

1. **DA SILVA JUNIOR, DALMO C.**; MUSSE, BERNARDO F. ; LANES, MATUSALEM M. ; DE OLIVEIRA, JANAINA G. *Real Time Simulation of Dynamic Voltage Restorer (DVR) utilizing RTDS and dSPACE.* In: 2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2017, Florianopolis. 2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2017. p. 1.;

2. **DA SILVA JUNIOR, DALMO C.**; SILVA, JOSUÉ L. ;DE OLIVEIRA, JANAINA G; DO CARMO, MARLON J. ; LANES, MATUSALEM M. Compensation of Disturbances from the Electrical Network using the Dynamic Voltage Restorer (DVR). In: 2017 IEEE CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA (COBEP), 2017, Juiz de Fora. 2017 IEEE CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA (COBEP), 2017. p. 1.;

2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Neste capítulo serão mostrados conceitos importantes e necessários para o desenvolvimento deste trabalho, tais como uma breve descrição da modelagem do painel solar, da estratégia de rastreamento do ponto de máxima potência, da modelagem do sistema de armazenamento de energia da bateria, da modelagem e do princípio de funcionamento dos conversores estáticos de potência, dos conceitos do circuito de sincronismo utilizado, da teoria das potências instantâneas (caso do filtro ativo de potência), do funcionamento da máquina síncrona virtual, das considerações sobre estratégias de regulação de frequência e, por fim, do modelo de representação de uma microrrede CA com potência limitada.

2.1 *MODELAGEM DO SISTEMA FOTOVOLTAICO*

Os arranjos fotovoltaicos são, geralmente, formados por conexões de módulos ou painéis solares, e estes por sua vez, são formados pela conexão de células solares em série e paralelo, para garantir níveis de tensão e corrente desejados (CASARO & MARTINS, 2008). Atualmente, o Laboratório Solar da Universidade Federal de Juiz de Fora (Lab-Solar Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF)) é equipado com um dos maiores arranjos fotovoltaicos do país em uma universidade, cerca de 30kW pico de potência instalada, sendo metade para injeção de potência na rede secundária de distribuição da UFJF e a outra metade, dedicada a pesquisa na Universidade (ALMEIDA, 2011). Os painéis do laboratório são do modelo SX120U da BP solar.

Como forma de garantir que o sistema estudado represente com precisão o modelo real do arranjo PV, auxilie no restante dos projetos estudados (controladores, por exemplo) e comprove a eficácia do algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência, modelos matemáticos precisos desses arranjos são fundamentais e indispensáveis nessa etapa de projeto e simulação de sistema eletrônicos de potência (ALMEIDA, 2011; CASARO & MARTINS, 2008).

2.1.1 MODELO DIGITAL DO ARRANJO FOTOVOLTAICO

A menor unidade de um arranjo fotovoltaico é a célula fotovoltaica. Essa célula, quando exposta a luz solar possui a capacidade de transformar irradiação solar em energia elétrica. A modelagem dessa unidade pode ser aproximada por um diodo semiconductor, onde a junção p-n é exposta a luz solar (AHMED et al., 2015). Sendo assim, na Figura 4 observa-se o circuito equivalente simplificado de uma célula solar fotovoltaica.

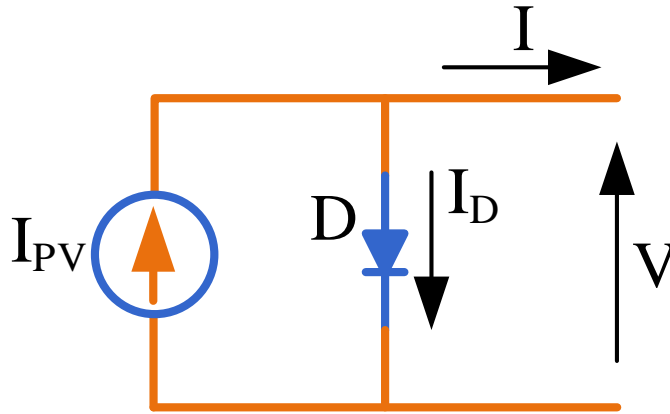


Figura 4: Circuito equivalente simplificado da célula solar.

Nesse circuito mostrado na Figura 4, utilizou-se uma fonte de corrente cuja amplitude tem compromisso com a radiação solar e com a temperatura ambiente que as células estão submetidas. Assim, a corrente de saída I do modelo simplificado pode ser expressa por (2.1).

$$I = I_{PV} - I_D = I_{PV} - I_R(e^{\frac{qV}{nV_T}} - 1) \quad (2.1)$$

onde I_{PV} é a corrente em (A) gerada pela incidência de luz sobre a célula PV; I_D é a corrente pelo diodo em (A); I_R é a corrente de fuga reversa em (A) que flui pela junção semicondutora da célula PV; $V_T = \frac{kT}{q}$ é a tensão térmica em (V) da célula PV; q é a carga do elétron ($1,60217646 \times 10^{-19}$ C); k é a constante de Boltzmann ($1,3806503 \times 10^{-23}$ J/K); T é a temperatura da junção p-n em (K); n é uma constante que expressa o grau de idealidade da junção semicondutora, cujo valor empírico varia de 1 a 1,5 (GRUNOW et al., 2004) e V e I são a tensão em (V) e a corrente em (A) nos terminais da célula, respectivamente.

Com isso, de forma a aumentar a precisão da modelagem, pode-se incluir algumas não idealidades no modelo, tais como: as resistências série (R_S) e paralela (R_P),

conforme a Figura 5.

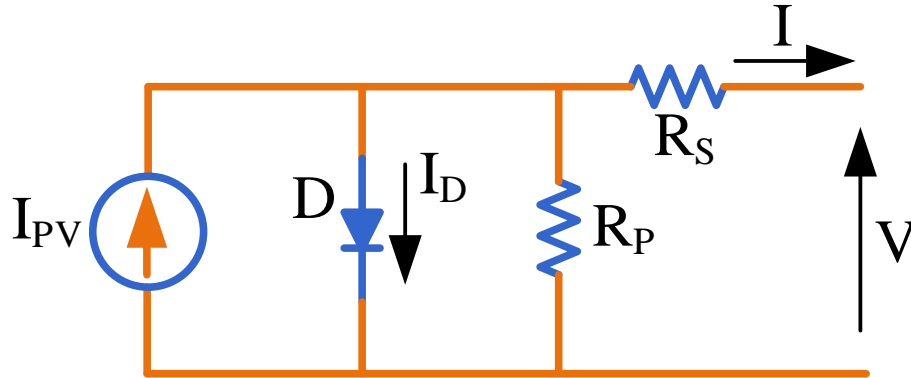


Figura 5: Circuito equivalente da célula solar.

De acordo a Figura 5, pode-se reescrever (2.1) conforme em (2.2).

$$I = I_{PV} - I_D - I_{R_P} = I_{PV} - I_R(e^{\frac{qV}{nV_T}} - 1) - \frac{V + R_S I}{R_P} \quad (2.2)$$

A solução de (2.2) resulta na característica I-V (corrente-tensão) de uma célula fotovoltaica. Além disso, o tratamento matemático deve contemplar a radiação e a temperatura como parâmetros de entrada. Os valores de I_{PV} e I_R são calculados por (2.3) e (2.4) (CAVALCANTI et al., 2007).

$$I_{PV} = (I_{sc} + \alpha(T - T_r)) \frac{P_{ir}}{P_{nom}} \quad (2.3)$$

onde P_{ir} e P_{nom} são as irradiações solares em (W/m^2) na superfície da célula PV e nominal, respectivamente; T e T_r são as temperaturas atual e nominal, respectivamente; α é o coeficiente de temperatura em (A/K) da corrente de curto circuito e I_{sc} é a corrente em (A) gerada pela incidência de luz sobre a célula PV nas condições nominais ($T_r = 25$ e $P_{nom} = 1000 W/m^2$).

$$I_R = I_{RR} \left(\frac{T}{T_r} \right)^3 e^{\frac{qE_G}{nK} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right)} \quad (2.4)$$

onde E_G é a energia de “bandgap” do semicondutor ($E_G - 1,12$ eV para o S_i policristalino a $25^\circ C$); I_{RR} é a corrente reversa de fuga nominal cuja relação pode ser escrita como em (2.5).

$$I_{RR} = \frac{I_{sc} - \frac{V_{oc}}{R_P}}{e^{\frac{qV_{oc}}{nKT_r}} - 1} \quad (2.5)$$

Assim, como (2.2) não é uma equação que se possa resolver algebricamente, uma vez que a corrente I não pode ser isolada, determinou-se I através do Método de *Newton-Raphson* implementado em um bloco programável do RTDS.

Por fim, como forma de ilustrar a característica de $I \times V$ (corrente *versus* tensão) de uma célula PV a partir de (2.2), é exposto na Figura 6 essa curva característica, a qual foi obtida considerando as resistências série e paralelo como na Figura 5. As resistências R_P e R_S interferem nas inclinações da curva $I \times V$, nas regiões antes e depois do ponto de máxima potência. Nessas regiões, a célula apresenta características de fonte de corrente e fonte de tensão, respectivamente. Observa-se ainda o destaque de três pontos importantes: (i) o ponto de curto-circuito $(0, I_{SC})$, (ii) o ponto de máxima potência (V_{MP}, I_{MP}) , cuja forma de busca será mostrada na próxima seção e (iii) o ponto de circuito aberto $(V_{OC}, 0)$.

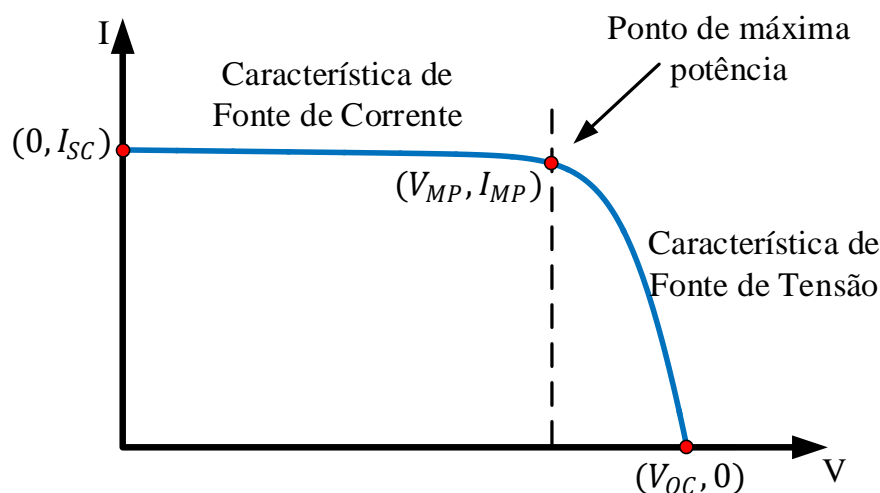


Figura 6: Curva característica de um célula PV com as resistências série e paralelo (adaptado de (ALMEIDA, 2011)).

2.2 RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

O ponto de máxima potência (*Maximum Power Point*) (MPP) de um painel solar, varia de forma não linear com a irradiação e a temperatura disponíveis (BRITO et al., 2012; BRITO et al., 2010). Por isso, se faz necessário a implementação de um código que rastreie em tempo real tal ponto na curva de potência e defina a tensão e ou corrente (ou ainda a razão cíclica) necessárias para extrair a máxima potência do painel.

Existem diferentes técnicas de MPPT difundidas na literatura, a utilizada neste trabalho foi a perturba e observa (do inglês, Perturbe and Observe - P&O). Essa técnica é uma das mais simples no que tange a implementação, porém, ligeiramente menos eficiente às demais tradicionais como a condutância incremental, por exemplo (BRITO et al., 2012; BRITO et al., 2010). Na Figura 7 observa-se o fluxograma da técnica P&O.

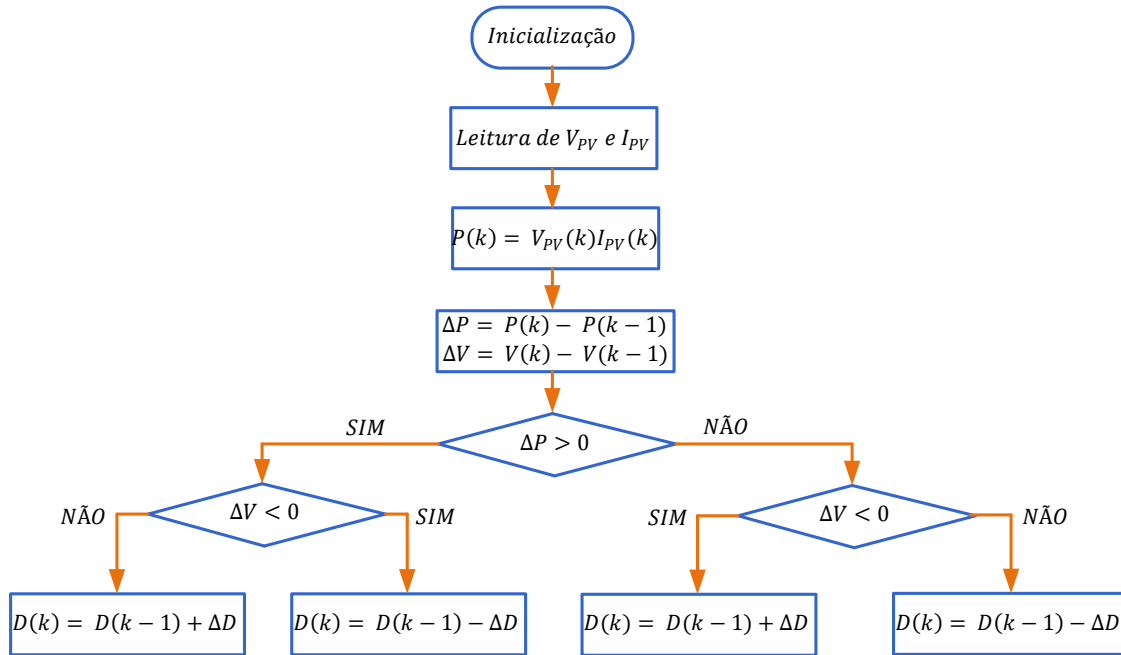


Figura 7: Fluxograma do algoritmo P&O com controle direto da razão cíclica do conversor CC-CC *boost*.

O algoritmo implementado neste trabalho, como mostrado na Figura 7, inicialmente, lê a tensão (V_{PV}) e a corrente (I_{PV}) do painel e, assim, calcula a variação de potência (ΔP) e de tensão (ΔV). O ponto de máxima potência é encontrado quando a variação de potência é zero, ou seja, a técnica utilizada faz incrementos e decrementos na razão cíclica do conversor *boost* a fim de encontrar o máximo ponto de potência (JR et al., 2013).

2.3 SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA DA BATERIA

Conforme Ferreira et al. (2015), a seleção adequada do sistema de armazenamento de energia para operação em microrredes deve levar em consideração as características de potência e o tempo de fornecimento de energia dos respectivos sistemas. Sendo assim, de acordo com a Figura 8, pode-se observar a relação de potência e tempo de fornecimento de algumas tecnologias de armazenamento.

As baterias, por sua vez, possuem a capacidade de armazenar energia na forma eletroquímica e são os dispositivos mais utilizados para o armazenamento de energia em uma vasta gama de aplicações. Um dos maiores exemplos é a bateria de chumbo-ácido (Pb-ácido), por possuir densidade energética relativamente elevada a um baixo custo (FERREIRA et al., 2015).

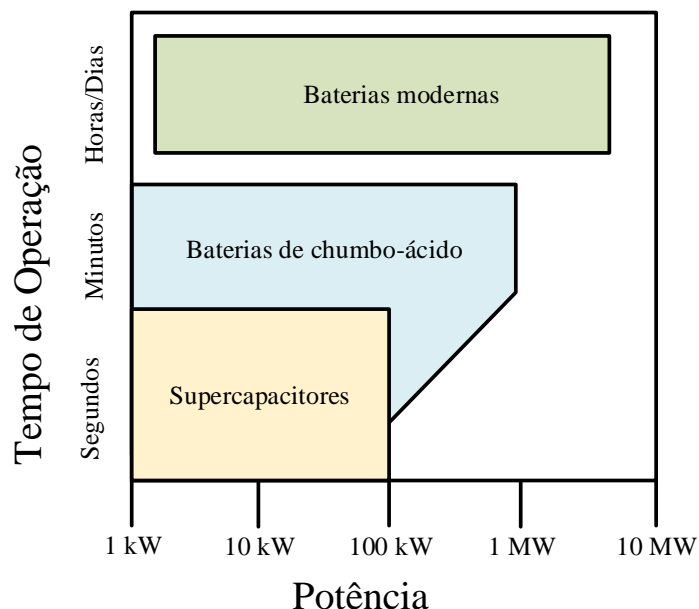


Figura 8: Diagrama de tempo de operação *versus* densidade de potência (adaptado de (FERREIRA et al., 2015)).

Porém, outras tecnologias podem se sobressair às baterias de chumbo-ácido, baseando-se na densidade de energia, tempo de vida útil, materiais menos agressivos e também custos. Alguns exemplos dessas novas tecnologias são as baterias modernas de níquel-cádmio (NiCd) e íons de lítio (Li-ion) (FARRET & SIMOES, 2006; SCHOENUNG, 2011).

E ainda, com base no diagrama da Figura 8, observa-se também o componente denominado supercapacitor. Entretanto, essa tecnologia possui baixa densidade de energia e elevado custo, e ainda não é muito utilizada em aplicações que necessitam de horas de armazenamento de energia (FARRET & SIMOES, 2006). Dessa forma, o sistema de armazenamento de energia escolhido nesse trabalho é constituído por uma bateria propriamente dita de níquel-cádmio cujas especificações técnicas serão descritas no próximo capítulo.

2.4 TOPOLOGIA E PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DOS CONVERSORES ESTÁTICOS

Neste trabalho foram utilizados três tipos de conversores estáticos, são eles: Um conversor CC-CC *boost* para elevar a tensão de máxima potência do painel e também, para a realização do MPPT; um conversor CC-CC bidirecional para carga e descarga da bateria e controle da tensão no barramento CC; um conversor CC-CA de interface com a rede elétrica (inversor multi-funcional).

2.4.1 CONVERSOR ELETRÔNICO DE POTÊNCIA CC-CC BOOST: 1º ESTÁGIO

O diagrama do conversor CC-CC *boost* utilizado nesse trabalho é mostrado na Figura 9. Esse conversor possui a característica de elevar o nível da tensão de entrada, ou seja, a tensão de saída (V_{CC}) é sempre igual ou maior a de entrada (V_{PV}), de acordo com a razão cíclica aplicada no interruptor semicondutor (S_9). As especificações desse conversor CC-CC *boost* são descritas no Capítulo 4 de resultados.

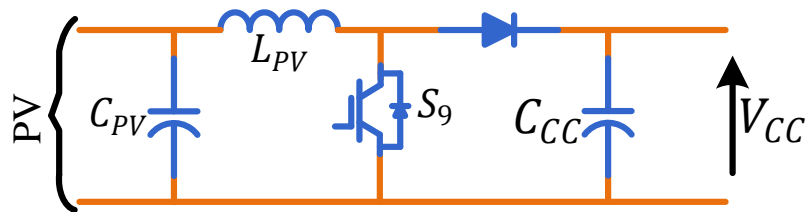


Figura 9: Topologia de conversor CC-CC *boost*.

Para esse trabalho, escolheu-se utilizar um sistema de controle de dois estágios, sendo o primeiro um conversor CC-CC (Figura 9), uma vez que para realizar todas as aplicações do inversor multifuncional (segundo estágio), precisou-se elevar a tensão de MPP do arranjo fotovoltaico. Além disso, como será visto, o conversor CC-CA de interface já possui funcionalidades extras, dificultando a metodologia para que o mesmo também realize a operação de MPPT.

2.4.2 CONVERSOR ELETRÔNICO DE POTÊNCIA CC-CC BIDIRECIONAL: 1º ESTÁGIO

Dentre todas as topologias e controle de conversores estáticos, disponíveis na literatura e utilizados para a integração de sistemas de armazenamento de energia da bateria, encontra-se o conversor CC-CC bidirecional em corrente. Esse conversor se faz

necessário nesse trabalho para a conexão da bateria ao barramento CC uma vez que é imprescindível a carga e descarga da mesma durante as diferentes aplicações simuladas.

É interessante ressaltar que esse conversor CC-CC atua como bidirecional, uma vez que no fluxo de potência da bateria para o barramento CC ele atua como *boost*, e no fluxo contrário, como *buck*. Foi escolhido esse tipo de conversor, considerando também que o nível de tensão do barramento CC é maior do que o da bateria, o que como consequência proporciona um volume menor do banco de baterias. Observa-se na Figura 10 a topologia do conversor comentado, com dois interruptores semicondutores e um filtro indutivo (L_{bat}), com elemento parasita (R_{bat}).

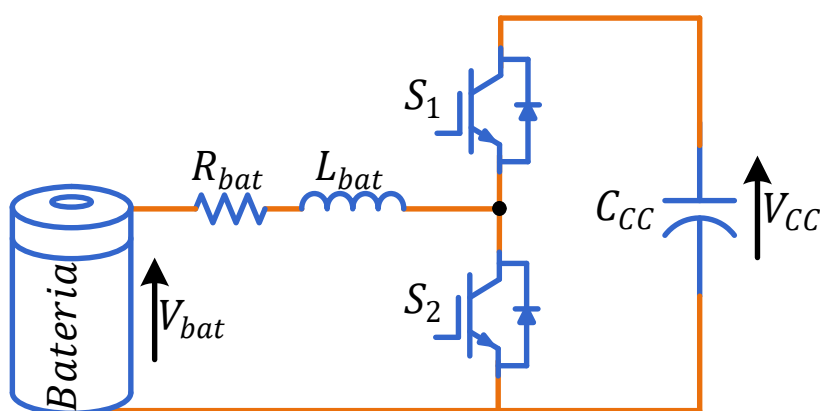


Figura 10: Topologia de conversor CC-CC bidirecional em corrente.

Por fim, itera-se que os interruptores semicondutores (S_1 e S_2) são comutados de forma complementar, o que permite uma inversão suave, evitando o modo de corrente descontínua (RODRIGUES et al.,). Como o indutor (L_{bat}) está em série com a bateria, é possível, com um projeto adequado, limitar o *ripple* de corrente. Já o capacitor (C_{CC}) representa o capacitor do barramento CC.

2.4.3 CONVERSOR ELETRÔNICO DE POTÊNCIA CC-CA DE INTERFACE: 2º ESTÁGIO

O conversor fonte de tensão (*Voltage Source Converter*) (VSC) trifásico de dois níveis é o conversor controlado formado por três conversores em meia ponte idênticos em paralelo, um por fase. Portanto, cada fase é composta por dois interruptores semicondutores, geralmente, do tipo transistores bipolares com gatilho isolado (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) (IGBT), com um diodo em antiparalelo em cada (YAZDANI & IRAVANI, 2010), como mostra a Figura 11.

O chaveamento dos interruptores de uma mesma fase é complementar, isto é, quando um dos IGBTs está conduzindo, o outro deve estar bloqueado, evitando curto-

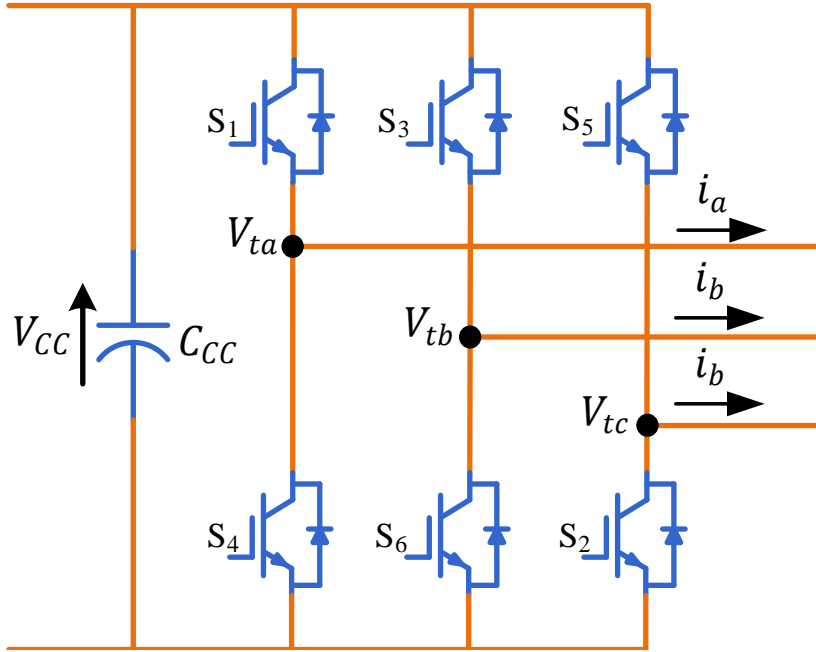


Figura 11: Topologia do conversor CC-CA de interface.

circuito que poderia danificá-los. Desta forma, a tensão terminal em corrente alternada CA do VSC pode assumir os seguintes valores:

$$V_t = \begin{cases} +V_{CC} & , \text{ quando o interruptor superior está conduzindo} \\ 0 & , \text{ quando o interruptor inferior está conduzindo} \end{cases} \quad (2.6)$$

em que V_t é a tensão terminal CA do conversor e V_{CC} é a tensão do barramento CC.

Existem diversas técnicas de comutação para controlar a magnitude e a fase das tensões sintetizadas. A estratégia mais comum, e que será utilizada neste trabalho, é a modulação por largura de pulso senoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) (SPWM), na qual o sinal de modulação senoidal de frequência desejada é comparado com a portadora triangular de alta frequência. Assim, a frequência de comutação é determinada pela frequência da portadora triangular (YAZDANI & IRAVANI, 2010; RASHID, 2015; MOHAN & UNDELAND, 2007). O sinal de modulação senoidal é fornecido pela saída da malha de controle do conversor.

2.5 CIRCUITO DE SINCRONISMO COM A REDE ELÉTRICA

A operação de conversores estáticos conectados à rede elétrica deve ser síncrona com a rede quando conectada a ela (RODRIGUEZ et al., 2006). Assim, é necessário um sistema de estimação da frequência e da fase no ponto de acoplamento comum. O

circuito de sincronismo é o responsável por rastrear o ângulo θ da tensão fundamental da rede elétrica e, conseqüentemente, rejeitar qualquer tipo de distúrbio indesejado, como harmônicos, desequilíbrios, etc.

Dito isso, como forma de verificar essas performances comentadas, Almeida (2011) realizou um estudo comparativo entre os principais circuitos PLL usados para sincronizar conversores conectados à rede elétrica. Dentre as opções de topologias apresentadas por Almeida (2011), optou-se por usar neste trabalho o circuito de sincronismo integrador generalizado de segunda ordem duplo, Double Second Order Generalized Integrator (DSOGI). Essa escolha foi feita com base em um dos modos de operação desse sistema, o de regulação de tensão no PAC, já que o DSOGI-PLL é capaz de rejeitar distúrbios, ser robusto frente à desbalanços e exercer detecção de sequência positiva.

2.5.1 CIRCUITO DE SINCRONISMO COM O INTEGRADOR GENERALIZADO DE SEGUNDA ORDEM DUPLO

Inicialmente, como comentado, o DSOGI-PLL é uma estrutura adaptativa em frequência que pode ser usada para detectar os sinais de seqüências positiva e negativa (ALMEIDA, 2011; FOGLI et al., 2014; RODRIGUEZ et al., 2006).

Matematicamente, as componentes instantâneas de seqüência positiva V_{abc}^+ e negativa V_{abc}^- de um vetor genérico de tensões desequilibradas podem ser expressas como em (2.7) e (2.8).

$$V_{abc}^+ = \begin{bmatrix} V_a^+ & V_b^+ & V_c^+ \end{bmatrix}^T = [T_+] V_{abc} \quad (2.7)$$

e,

$$V_{abc}^- = \begin{bmatrix} V_a^- & V_b^- & V_c^- \end{bmatrix}^T = [T_-] V_{abc} \quad (2.8)$$

onde

$$[T_+] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

$$[T_-] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a & 1 & a^2 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.10)$$

em que $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ que é um operador de deslocamento de fase.

E, assim como as componentes instantâneas de sequência positiva e negativa foram escritas no sistema de coordenadas trifásico estacionário, podem ser reescritos no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, a partir da transformada de Clarke, conforme em (2.11).

$$V_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \end{bmatrix}^T = [T_{\alpha\beta}] V_{abc} \quad (2.11)$$

onde

$$[T_{\alpha\beta}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad (2.12)$$

e

$$[T_{\alpha\beta}]^{-1} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.13)$$

Dessa forma, pode-se escrever as relações para as tensões instantâneas de sequência positiva e negativa nas coordenadas $\alpha\beta$ conforme (2.14) e (2.15).

$$V_{\alpha\beta}^+ = [T_{\alpha\beta}] V_{abc}^+ = [T_{\alpha\beta}] [T_+] [T_{\alpha\beta}]^{-1} V_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} V_{\alpha\beta} \quad (2.14)$$

$$V_{\alpha\beta}^- = [T_{\alpha\beta}] V_{abc}^- = [T_{\alpha\beta}] [T_-] [T_{\alpha\beta}]^{-1} V_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} V_{\alpha\beta} \quad (2.15)$$

onde $q = e^{-j\frac{\pi}{2}}$ que é um operador de deslocamento de fase em quadratura (90 graus) no domínio do tempo.

A partir das equações descritas, observou-se a transformação da tensão do sistema de coordenadas trifásico estacionário abc para o sistema de referência estacionário $\alpha\beta$ e por conseguinte, o deslocamento de 90 graus (defasamento em quadratura) das tensões $\alpha\beta$. Conforme Almeida (2011), existem na literatura vários métodos para gerar sinais

em quadratura, porém muitos desses métodos não são adaptativos em frequência e podem acarretar em erros de estimação. Além disso, existem métodos também que não são capazes de bloquear harmônicos presentes no sinal de entrada.

Com isso, de forma a eliminar essas problemas, Rodriguez et al. (2006) propuseram o integrador generalizado de segunda ordem, do inglês, *Second Order Generalized Integrator* (SOGI) usado para filtrar e obter as versões deslocadas de 90 graus das tensões $\alpha\beta$, conforme a Figura 12. É interessante comentar que esse procedimento de filtragem e geração de um sinal em quadratura é feito duas vezes, ou seja, para v_α e v_β (Figura 16), mas nessa Figura está representada apenas para o eixo α .

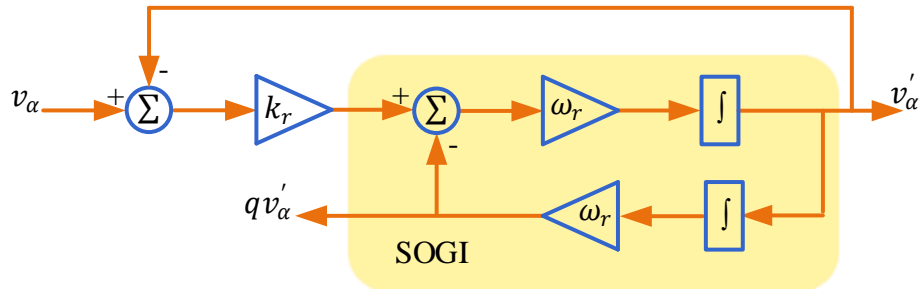


Figura 12: Estrutura típica do integrador generalizado de segunda ordem.

Com base na Figura 12 e a partir de (RODRIGUEZ et al., 2006), as funções de transferências do esquema SOGI são dada por:

$$D(s) = \frac{v'_\alpha(s)}{v_\alpha(s)} = \frac{v'_\beta(s)}{v_\beta(s)} = \frac{k_r \omega_r s}{s^2 + k_r \omega_r s + \omega_r^2} \quad (2.16)$$

$$Q(s) = \frac{qv'_\alpha(s)}{v_\alpha(s)} = \frac{qv'_\beta(s)}{v_\beta(s)} = \frac{k_r \omega_r^2}{s^2 + k_r \omega_r s + \omega_r^2} \quad (2.17)$$

onde ω_r e k_r são a frequência de ressonância e o fator de amortecimento do integrador generalizado de segunda ordem, respectivamente.

Nas Figuras 13 e 14, observa-se o diagrama de bode, ou seja, a resposta em frequência das funções de transferência $D(s)$ e $Q(s)$, respectivamente.

Itera-se que para a construção desses diagramas de Bode, utilizou-se uma frequência de ressonância ω_r igual a da rede elétrica (377rad/s). Nota-se também que o fator de amortecimento de (2.16) e (2.17) está diretamente relacionado com o valor de k_r . Rodriguez et al. (2006) mostraram que um valor adequado para o coeficiente de amortecimento que tem uma resposta interessante em termos do tempo de estabilização e limitação de sobressinal é $k_r = \sqrt{2}$, como verificado com a curva em azul nas Figuras

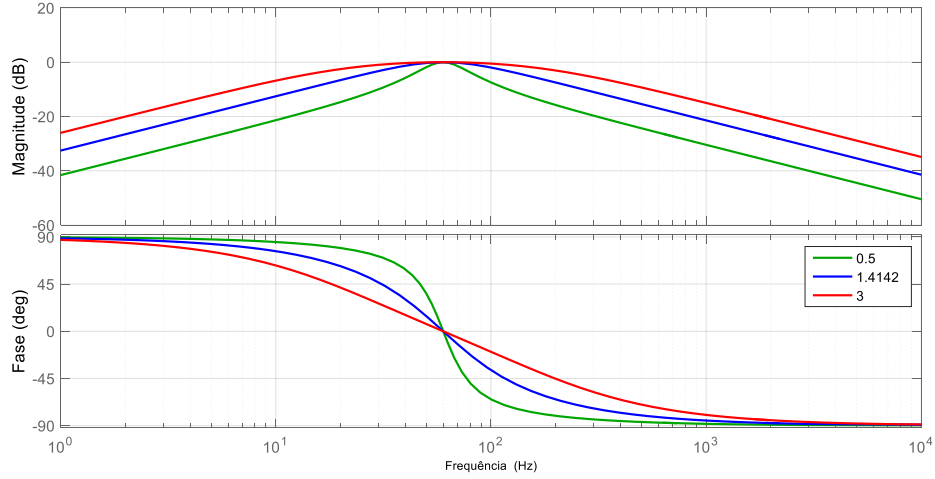


Figura 13: Diagrama de Bode de $D(s)$, para diferentes valores de k_r .

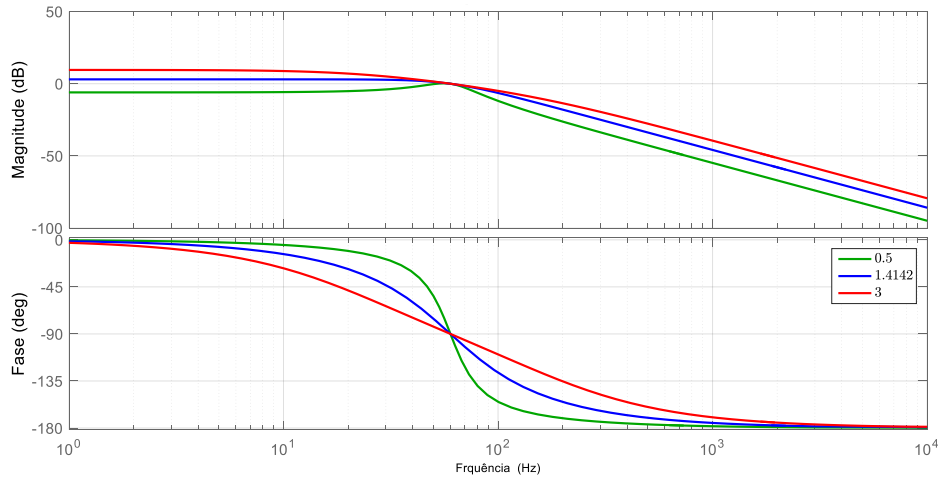


Figura 14: Diagrama de Bode de $Q(s)$, para diferentes valores de k_r .

13 e 14. Mostraram também que a relação do vetor de saída V_α^+ e o vetor de entrada V_α^n é dada por:

$$V_\alpha^+ = P^n V_\alpha^n \quad (2.18)$$

onde,

$$|P^n| = \left(\frac{k_r \omega_r}{2} \right) \sqrt{\frac{(n\omega_1 + \omega_r)^2}{(k_r n \omega_1 \omega_r)^2 + (n^2 \omega_1^2 - \omega_r^2)^2}} \quad (2.19)$$

e,

$$\angle P^n = \text{sinal}(n) \tan^{-1} \left(\frac{\omega_r^2 - n^2 \omega_1^2}{k_r n \omega_1 \omega_r^2} \right) - \left(\frac{\pi}{2} \right) (1 - \text{sinal}(n^2 \omega_1 + n \omega_r)) \quad (2.20)$$

De posse das relações (2.19) e (2.20), pode-se construir o gráfico da Figura 15 com a resposta em frequência (Diagrama de Bode) normalizada do bloco SOGI-BPF, para $k_r = \sqrt{2}$.

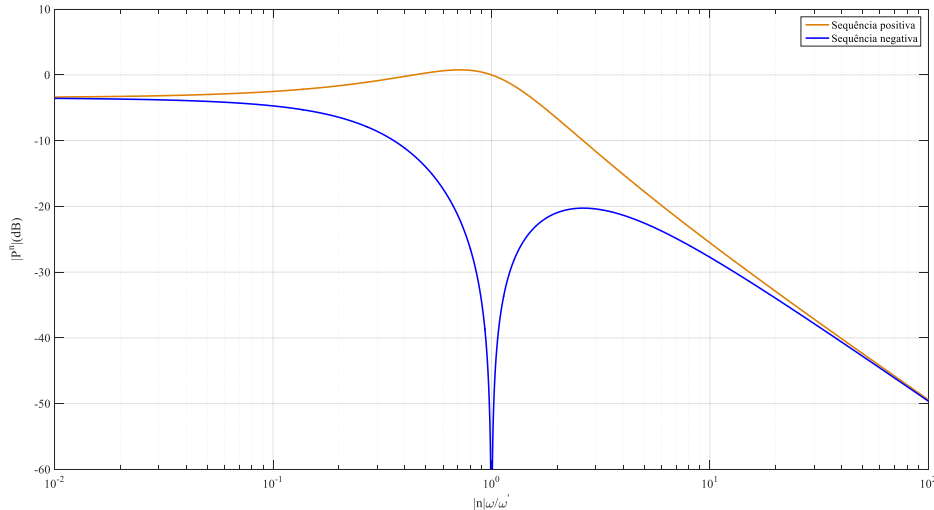


Figura 15: Resposta em frequência do detector de sequência positiva.

A respeito da Figura 15, o interessante é que as componentes harmônicas presentes no sinal de entrada tem suas amplitudes atenuadas. Isso torna o esquema de detecção de sequência positiva mais robusto frente a distorções da tensão de entrada. Já para o bloco de detecção das componentes de sequência negativa, as curvas de resposta em frequência são invertidas, ou seja, o sistema age como um filtro passa-baixas (sequência positiva) e como um filtro rejeita-faixas ou *notch* (para sequência negativa) da tensão de entrada.

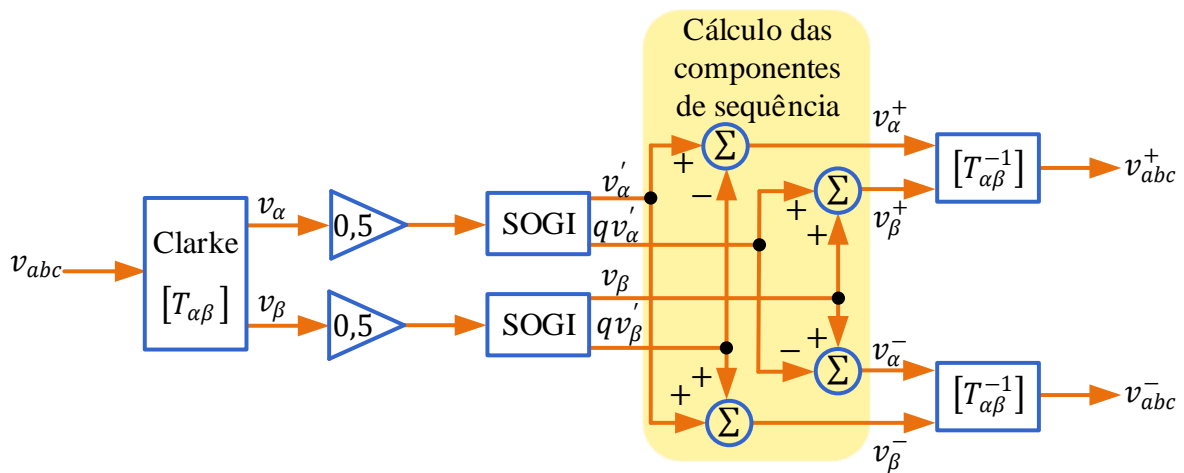


Figura 16: Estrutura típica do integrador generalizado de segunda ordem duplo.

Agora, com os sinais em quadratura (v'_α , qv'_α , v'_β e qv'_β) filtrados, como mostrado na Figura 12, os mesmos atuam como entradas para a calculadora de sequência positiva,

do inglês, *Positive Sequence Calculator* (PSC), como é exibido na Figura 16. Assim, com simples operações matemáticas de adição e subtração, essas variáveis podem ser utilizadas para obter as componentes de sequência positiva e negativa como comentado e ilustrado na Figura 16.

Por fim, de posse das tensões v_α^+ e v_β^+ de sequência positiva, pode-se convertê-las para o sistema de coordenadas síncronas v_d^+ e v_q^+ e, conseqüentemente, utilizá-las como entradas em um SRF-PLL, para tornar o sistema adaptável à frequência (com a realimentação de ω) e também rastrear o ângulo θ da fasor espacial síncrono com a tensão de entrada (v_{abc}), como mostrado na Figura 17.

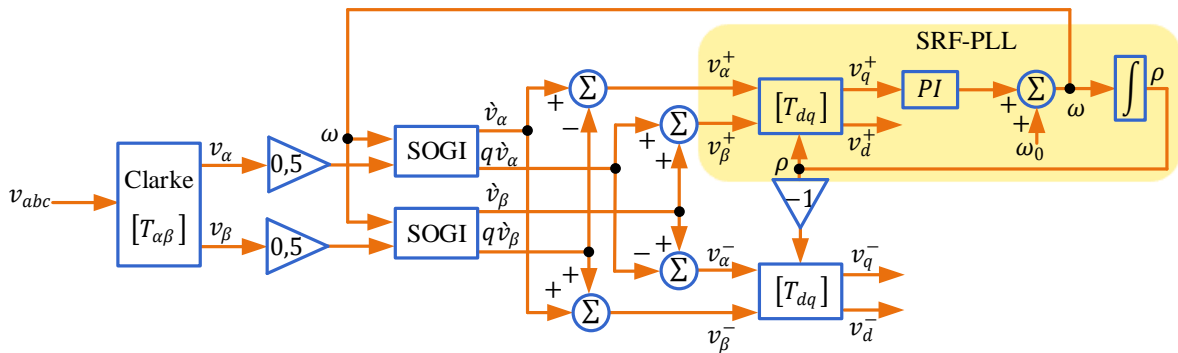


Figura 17: Estrutura típica do integrador generalizado de segunda ordem duplo com PLL.

2.6 EXTRAÇÃO DAS CORRENTES DE REFERÊNCIA, VISANDO O MODO DE OPERAÇÃO COMO FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA

Várias teorias e técnicas foram desenvolvidas para a extração de correntes harmônicas. As mais importantes e comuns são a Teoria P-Q, a Teoria dos vetores cruzados, a Teoria da potência instantânea (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2017), usando o sistema de coordenada síncrona, a Técnica de Cancelamento de Interferência Adaptativa e Controle de Tensão do Capacitor. Maiores detalhes sobre essas técnicas, e também sobre suas aplicações no controle de filtros ativos de potências são encontrados em (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2017; ABU-RUB; MALINOWSKI & AL-HADDAD, 2014). Neste trabalho de simulação com HIL, a técnica utilizada foi a do SRF, por considerar uma tensão senoidal e não distorcida no ponto de acoplamento comum. Essa técnica consiste na transformação da corrente da carga do sistema trifásico estacionário abc para o sistema de coordenadas síncronas dq como em (2.21).

$$\begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta) & \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \text{cos}(\theta) & \text{cos}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

onde θ é o ângulo de rotação das coordenadas d e q . E i_{Ld} e i_{Lq} representam as componentes de potências ativa e reativa, respectivamente. Essas correntes pode ser decompostas em:

$$\begin{aligned} i_{Ld} &= \bar{i}_{Ld} + \tilde{i}_{Ld} \\ i_{Lq} &= \bar{i}_{Lq} + \tilde{i}_{Lq} \end{aligned} \quad (2.22)$$

onde \bar{i}_{Ld} e \bar{i}_{Lq} são as componentes de eixo direto e em quadratura fundamentais, respectivamente. Enquanto \tilde{i}_{Ld} e \tilde{i}_{Lq} são as componentes de corrente harmônicas de eixo direto e em quadratura, respectivamente. Pode ser utilizado filtro passa-baixas para extrair os componentes médios de i_{Ld} e i_{Lq} . Porém, na maiorias das vezes, deseja-se compensar a potência reativa da carga e com isso, utiliza-se o filtro passa-baixas apenas em i_{Ld} .

2.7 A MÁQUINA SÍNCRONA VIRTUAL

Conforme comentado no capítulo introdutório, a intensa inserção de gerações distribuídas (tipicamente energias renováveis) ao sistema elétrico pode comprometer a segurança e confiabilidade do mesmo, devido à falta de inércia das fontes alternativas de energia (D'ARCO; SUUL & FOSSO, 2015; D'ARCO; SUUL & FOSSO, 2014; D'ARCO & SUUL, 2014; D'ARCO & SUUL, 2013). Nesse sentido, surge uma nova metodologia de conexão de fontes de energia renováveis à rede, oferecendo estabilidade da frequência e regulação da tensão da rede. Essa estratégia trata-se da VSM.

A VSM parte da ideia de operar um conversor estático fonte de tensão para imitar o comportamento de um Gerador Síncrono (GS) (ZHONG & WEISS, 2011; BEVRANI; ISE & MIURA, 2014; TORRES & LOPES, 2013). Na literatura, os inversores que são operados desta maneira são também chamados de *synchronverters* (WEI; JIE & CHUNYING, 2015). Em seu funcionamento, a potência ativa e reativa fornecida pelo conversor, quando operado como um gerador síncrono virtual, pode ser compartilhada automaticamente a partir dos conhecidos mecanismos de queda de frequência e queda de tensão (D'ARCO; SUUL & FOSSO, 2015; PERERA, 2012; CHEN et al., 2012; MATHISEN, 2016; TSAI; CHANG & CHENG, 2016; WEI; JIE & CHUNYING, 2015).

Além disso, pode-se adicionar um sistema de armazenamento de energia para fornecer inércia virtual ao sistema (ALBU et al., 2009; VAN et al., 2010; VISSCHER & HAAN, 2008). Os *synchronverters* podem ser operados (ou, controlados) também no modo isolado da rede elétrica principal e, portanto, fornecerem uma solução interessante para redes inteligente VSM neste trabalho (ZHONG & WEISS, 2011; BELL et al., 2016; BEVRANI; ISE & MIURA, 2014).

2.7.1 MODELAGEM DA MÁQUINA SÍNCRONA

Com base no exposto na seção 2.7, para demonstrar a modelagem e os princípios de funcionamento da máquina síncrona virtual é preciso relembrar passos da modelagem de uma máquina síncrona, operando como gerador. A modelagem de máquinas síncronas pode ser encontrada com riqueza de detalhes em (GRAINGER; GRAINGER & STEVENSON, 1994; FITZGERALD et al., 2003; WALKER, 1981; KUNDUR; BALU & LAUBY, 1994; CHAPMAN, 2013; KRAUSE et al., 2013). Neste trabalho, descreve-se brevemente um modelo matemático da máquina síncrona de rotor liso para que todas as indutâncias do estator sejam constantes. Nesse modelo, assume-se que não há enrolamentos de amortecedor no rotor, que há um par de polos por fase (e um par de polos no rotor), e também que não há efeitos de saturação magnética no núcleo de ferro e nem corrente de *Foucault* (ZHONG & WEISS, 2011).

2.7.1.1 PARTE ELÉTRICA

O campo e os três enrolamentos idênticos do estator são distribuídos com espaçamento uniforme. Os enrolamentos do estator podem ser considerados bobinas concentradas com auto-indutância L e indutância mútua $-M$ (o sinal negativo é devido ao ângulo de fase $2\pi/3$), como mostrado na Figura 18.

O enrolamento de campo (ou rotor) pode ser considerado como uma bobina concentrada com auto-indutância L_f . A indutância mútua entre a bobina de campo e cada uma das três bobinas do estator varia com o ângulo θ do rotor, como em (2.23).

$$\begin{aligned} M_{af} &= M_f \cos(\theta) \\ M_{bf} &= M_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{cf} &= M_f \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \tag{2.23}$$

onde, $M_f > 0$. As relações de fluxo dos enrolamentos são:

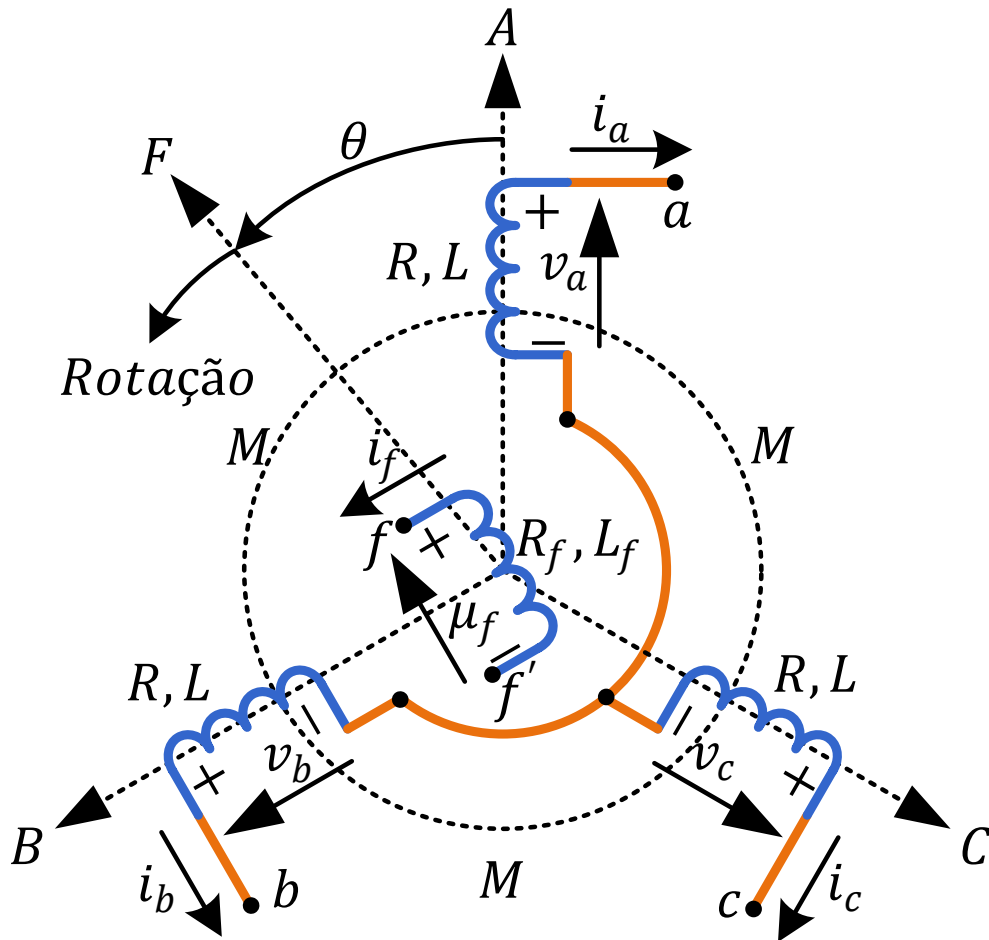


Figura 18: Estrutura de um gerador síncrono trifásico de rotor cilíndrico ideal.

$$\begin{aligned}
 \Phi_a &= Li_a - Mi_b - Mi_c + M_{af}i_f \\
 \Phi_b &= -Mi_a + Lib - Mi_c + M_{bf}i_f \\
 \Phi_c &= -Mi_a - Mi_b + Lic + M_{cf}i_f \\
 \Phi_f &= M_{af}i_a + M_{bf}i_b + M_{cf}i_c + L_fi_f
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

onde i_a , i_b e i_c são as correntes de fase do estator e i_f é a corrente de excitação do rotor.

Como forma de simplificar as expressões, define-se que:

$$[\Phi] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}, [i] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

$$[\widetilde{\cos} \theta] = \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix}, [\widetilde{\text{sen}} \theta] = \begin{bmatrix} \text{sen} \theta \\ \text{sen} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \text{sen} \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix}$$

Assumindo que o neutro não está conectado, tem-se a relação em (2.25).

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.25)$$

Segue-se que as relações de fluxo do estator podem ser reescritas como em (2.26) e (2.27).

$$[\Phi] = L_s [i] + M_f i_f [\widetilde{\cos} \theta] \quad (2.26)$$

onde $L_s = L + M$, e a ligação de fluxo de campo pode ser reescrita como:

$$\Phi_f = L_f i_f + M_f \langle [i], [\widetilde{\cos} \theta] \rangle \quad (2.27)$$

onde $\langle X, Y \rangle$ denota o tradicional produto interno entre X e Y. Note que, $M_f \langle [i], [\widetilde{\cos} \theta] \rangle$ é constante se as três correntes de fase são senoidais (como funções de θ) e equilibradas.

Agora, suponha que a resistência dos enrolamentos do estator é R, então as tensões do terminal de fase $[v] = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}^T$ podem ser obtidas a partir de (2.26) como em (2.28).

$$[v] = -R [i] - \frac{d[\Phi]}{dt} = -R [i] - L_s \frac{d[i]}{dt} + [e] \quad (2.28)$$

onde $[e] = \begin{bmatrix} e_a & e_b & e_c \end{bmatrix}^T$ é a força contra-eletromotriz devido ao movimento do rotor dado por (2.29).

$$[e] = M_f i_f \dot{\theta} [\widetilde{\text{sen}} \theta] - M_f \frac{di_f}{dt} [\widetilde{\cos} \theta] \quad (2.29)$$

Da mesma forma, de acordo com (2.27), a tensão do terminal de campo é expressa em (2.30).

$$v_f = -R_f i_f - \frac{d\Phi_f}{dt} \quad (2.30)$$

onde R_f é a resistência dos enrolamentos do rotor.

No entanto, como v_f é usado como uma entrada constante ajustável, (2.30) não é usada neste trabalho. E assim, está completa a modelagem da parte elétrica da máquina.

2.7.1.2 PARTE MECÂNICA

A parte mecânica da máquina é governada por (2.31) (ZHONG & WEISS, 2011; TSAI; CHANG & CHENG, 2016)

$$J\dot{\omega}_m = T_m - T_e - D_p\omega_m \quad (2.31)$$

onde J é o momento de inércia de todas as partes que rodam com o rotor, ω_m é a velocidade angular, T_m é o torque mecânico, T_e é o torque eletromagnético, e D_p é um fator amortecimento (coeficiente de atrito). T_e pode ser encontrado a partir da energia E armazenada no campo magnético da máquina, como em (2.32).

$$\begin{aligned} E &= \frac{1}{2} \langle [i], [\Phi] \rangle + \frac{1}{2} i_f \Phi_f - \frac{1}{2} \langle [i], L_s [i] + M_f i_f [\widetilde{\cos} \theta] \rangle + \frac{1}{2} i_f (L_f i_f + M_f \langle [i], [\widetilde{\cos} \theta] \rangle) = \\ &= \frac{1}{2} \langle [i], L_s [i] \rangle + M_f i_f \langle [i], [\widetilde{\cos} \theta] \rangle + \frac{1}{2} L_f i_f^2 \end{aligned} \quad (2.32)$$

De simples considerações de energia (ver, por exemplo, (FITZGERALD et al., 2003)), encontra-se a relação mostrada em (2.33).

$$T_e = \left. \frac{\partial E}{\partial \theta} \right|_{\Phi, \Phi_f \text{ constante}} \quad (2.33)$$

E ainda, não é difícil verificar (usando a equação para a derivada do inverso de uma função de matriz) que (2.33) é equivalente a (2.34).

$$T_e = - \left. \frac{\partial E}{\partial \theta} \right|_{i, i_f \text{ constante}} \quad (2.34)$$

Assim, com as devidas substituições, o torque eletromagnético pode ser reescrito como em (2.35).

$$T_e = -M_f i_f \left\langle [i], \frac{\partial}{\partial \theta} [\widetilde{\cos} \theta] \right\rangle = M_f i_f \langle [i], [\widetilde{\sen} \theta] \rangle \quad (2.35)$$

Note-se que se $i = i_0 \widetilde{\text{sen}} \varphi$ (como seria o caso no estado estacionário senoidal), então o torque eletromagnético também pode ser reescrito conforme (2.36).

$$T_e = -M_f i_f i_0 \langle [\widetilde{\text{sen}} \varphi], [\widetilde{\text{sen}} \theta] \rangle = \frac{3}{2} M_f i_f i_0 \cos(\theta - \varphi) \quad (2.36)$$

Observe também que, se i_f for constante (como é geralmente o caso), então, substituindo (2.29) em (2.35), resulta em (2.37).

$$T_e \dot{\theta} = \langle [i], [e] \rangle \quad (2.37)$$

2.7.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DA MÁQUINA SÍNCRONA VIRTUAL

Geralmente, a implementação da máquina síncrona virtual pode ser dividida em duas partes, a saber: parte de potência e parte eletrônica. A primeira, é compreendida pelo conversor CC-CA, filtro de saída e, necessariamente, um sistema de armazenamento de energia no barramento CC (ZHONG & WEISS, 2011; ZHONG & HORNIK, 2012; YUAN et al., 2016; KARAPANOS; HAAN & ZWETSLOOT, 2011). Já a segunda, trata de um processador digital de sinais, do inglês, *Digital Signal Processing* DSP e seus circuitos associados (aquisições de sinais e *drivers*, por exemplo), onde se execute um programa principal, que controla as chaves semicondutoras, mostradas na Figura 19. Já o diagrama de blocos da parte eletrônica é mostrado na Figura 20.

2.7.2.1 PARTE DE POTÊNCIA

As tensões dos terminais $[v] = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}^T$ do VSM, conforme indicado em (2.28), são representadas pelas tensões do capacitor (ou, a do ponto de acoplamento comum) mostradas na Figura 19.

Além disso, a impedância dos enrolamentos do estator do VSM é representado pela indutância L, pela capacitância C e pela resistência R do filtro RLC de saída do conversor, mostrados também na Figura 19. Já a força contra-eletromotriz é representada por $[e] = \begin{bmatrix} e_a & e_b & e_c \end{bmatrix}^T$. Essa representação não é exatamente possível, uma vez que e_a , e_b e e_c são sinais de comutação de alta frequência no conversor propriamente dito. Porém, considera-se que os interruptores no inversor devem ser operados de modo que os valores médios de e_a , e_b e e_c sobre um período de comutação deve ser igual a e dado em (2.29).

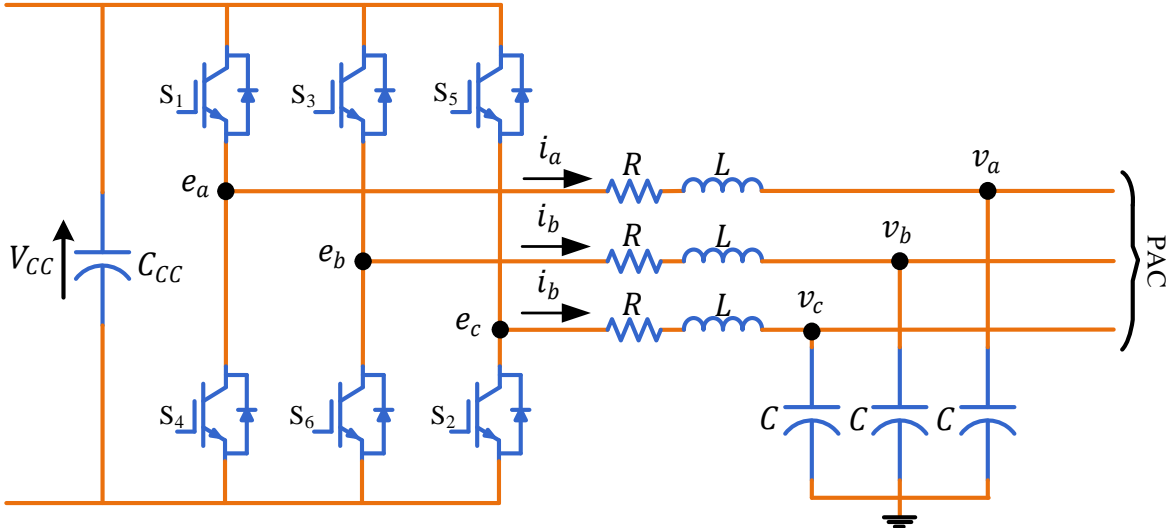


Figura 19: Parte de potência do VSM - conversor trifásico, filtro de saída e indicação do barramento CC.

Segundo Zhong e Weiss (2011), é vantajoso assumir que o enrolamento do campo imaginário (rotor) é alimentado por uma fonte de corrente CC ajustável, em vez de uma fonte de tensão v_f . Assim, a tensão terminal v_f varia, mas isso é irrelevante. Enquanto i_f for constante, a tensão gerada em (2.29) pode ser reescrita como em (2.38).

$$[e] = M_f i_f \dot{\theta} [\widetilde{\text{sen}} \theta] \quad (2.38)$$

2.7.2.2 PARTE ELETRÔNICA

Define-se a potência ativa P e a potência reativa Q geradas em (2.39) e (2.40), respectivamente.

$$P = \langle [i], [e] \rangle \quad (2.39)$$

$$Q = \langle [i], e_q \rangle \quad (2.40)$$

onde e_q tem a mesma amplitude que e , mas com um atraso de fase em relação a e de $\frac{\pi}{2}$, como mostrado em (2.41).

$$e_q = \dot{\theta} M_f i_f [\widetilde{\text{sen}} \theta] \left(\theta - \frac{\pi}{2} \right) = -\dot{\theta} M_f i_f [\widetilde{\text{cos}} \theta] \quad (2.41)$$

Rearranjando os termos e realizadas as devidas substituições em (2.39), (2.40) e

(2.41), as potências ativa e reativa podem ser reescritas por (2.42) e (2.43), respectivamente.

$$P = \dot{\theta} M_f i_f \langle [i], [\widetilde{\text{sen}} \theta] \rangle \quad (2.42)$$

$$Q = -\dot{\theta} M_f i_f \langle [i], [\widetilde{\text{cos}} \theta] \rangle \quad (2.43)$$

As relações anteriores para P (2.42) e Q (2.43) são usadas ao regular a potência ativa e reativa de um VSM. Assim a partir de (2.31) (implementada na parte superior da Figura 20), junto com (2.35), (2.38) e (2.43) (parte inferior da Figura 20), é possível implementar na parte eletrônica de um VSM as equações de uma máquina síncrona real, como mostrado na Figura 20.

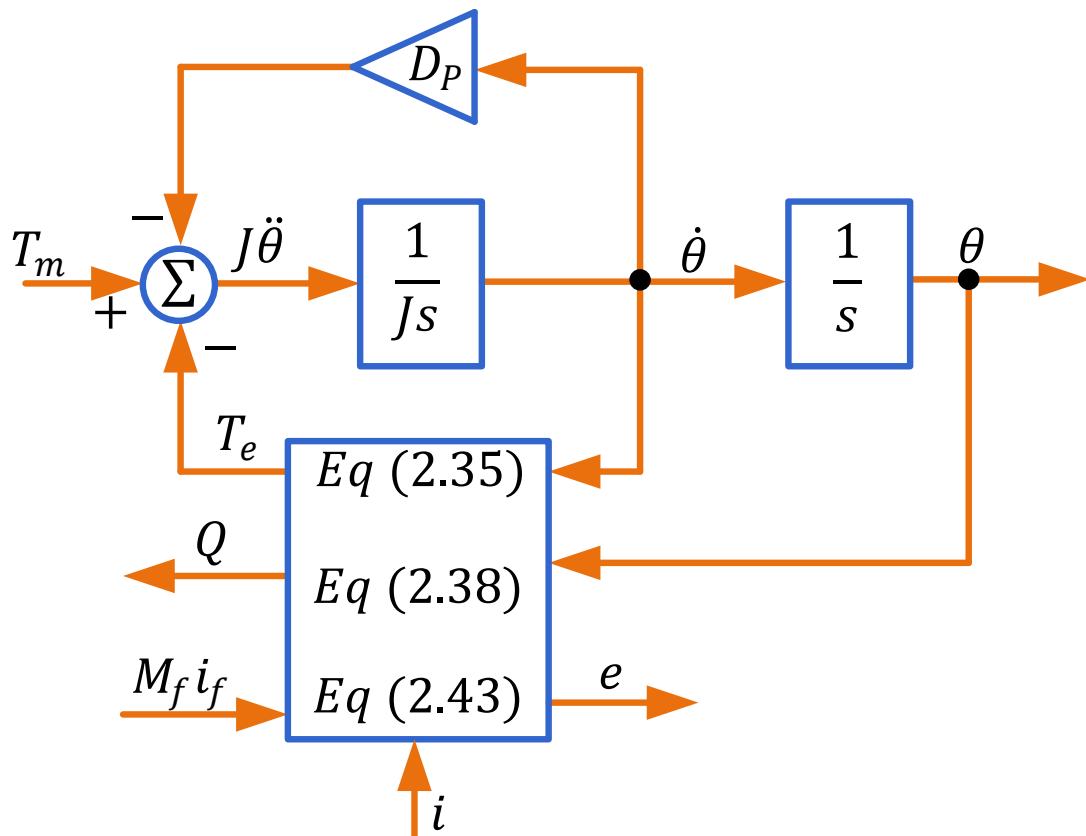


Figura 20: Parte eletrônica do VSM (embarcado em um DSP, geralmente).

As equações (2.42) e (2.43) coincidem com as definições convencionais de potência ativa e reativa, geralmente expressas em coordenadas dq . Porém, observe que, se $i = i_0 \widetilde{\text{sen}} \varphi$ para algum ângulo φ (este seria o caso, por exemplo, em operação balanceada em estado estacionário com constante $(\theta - \varphi)$), então as expressões de P e Q podem

ser reescritas como em (2.44) e (2.45).

$$P = \dot{\theta} M_{fi_f} \langle [i], [\widetilde{sen} \theta] \rangle = \frac{3}{2} \dot{\theta} M_{fi_f} i_0 \cos(\theta - \varphi) \quad (2.44)$$

$$Q = -\dot{\theta} M_{fi_f} \langle [i], [\widetilde{cos} \theta] \rangle = \frac{3}{2} \dot{\theta} M_{fi_f} i_0 \sin(\theta - \varphi) \quad (2.45)$$

Portanto, as variáveis de estado do *synchronverters* são: $[i]$ (as correntes no indutor); $[v]$ (as tensões do capacitor); θ (ângulo virtual da tensão da rede); e $\dot{\theta}$ (velocidade angular virtual). Já as entradas de controle do *synchronverters* são: T_m ; e M_{fi_f} . Para operar o *synchronverters* de maneira útil, precisa-se de um controlador que gere os sinais T_m e M_{fi_f} tal que a estabilidade do sistema seja mantida (regulação e estabilização da tensão e frequência) e ainda, que os valores desejados de potência ativa e reativa (P_{ref} e Q_{ref}) sejam seguidos como será visto na próxima seção.

2.8 CONTROLE EM MICRORREDES

Segundo Palizban, Kauhaniemi e Guerrero (2014), no gerenciamento ativo de potência em microrredes, existem algumas topologias no princípio de controle que são hierárquicas. Dentre todos os níveis de controle, deve-se atentar para o que utiliza um sistema de armazenamento de energia como forma de regulação e estabilização da microrrede tratada. E de acordo com a Figura 21, observam-se esses níveis hierárquicos.

Em relação a esses níveis mostrados na Figura 21, vamos nos atentar, como comentado, aos níveis zero, um e dois que são onde se encaixam os estudos realizados nesse trabalho. Em outras palavras, são os controle primário e secundário, do inglês, *primary and secondary control*. Dessa forma, nesses níveis são onde ocorrem o controle para regular e manter o sistema estável (controle primário) e também a regulação sincronizada das potências ativas e reativas (controle secundário).

Dito isso, Palizban, Kauhaniemi e Guerrero (2014), Kim et al. (2010) também mostraram a relação entre as regulações primárias e secundárias comentadas, quando se trata de um sistema com um armazenamento de energia. Baseado nesse aspecto e na Figura 22, observa-se como é o funcionamento do controles primário e secundário para suprimir as variações bruscas de cargas (ou também em momentos de ilhamento). No momento em que ocorre a flutuação de carga (lado esquerdo da Figura 22), o controle primário entra em funcionamento, respondendo de forma rápida a essa variação (parte

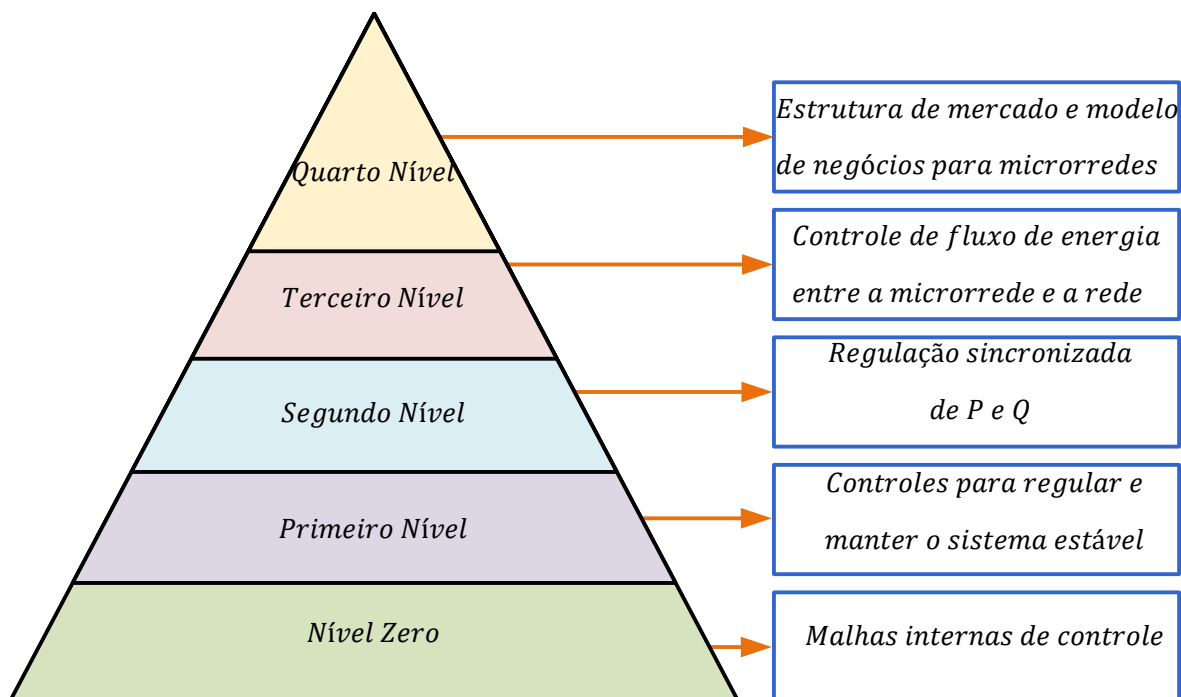


Figura 21: Topologia de controle Hierárquico em microrredes.

superior da Figura 22) e logo após, o controle secundário faz com que outras fontes de energia que não o sistema de armazenamento passem a assumir a carga aumentada (partes inferior e superior da Figura 22).

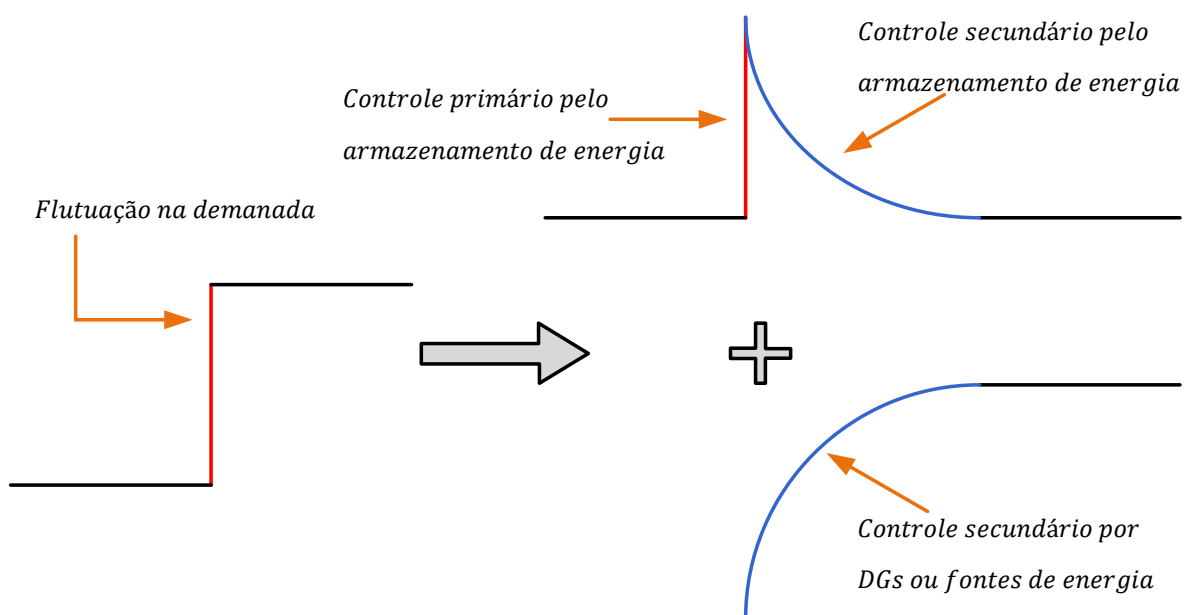


Figura 22: Controle primário e secundário.

Vale comentar que nesse trabalho, ambos os casos de regulação primária e secundária ocorreram através do sistema de armazenamento de energia da bateria. O modo como as regulações primária e secundária atual, estão intimamente ligadas com o com-

portamento das potências ativa e reativa, assim como a frequência e a tensão no ponto analisado. Pensando dessa forma, Palizban, Kauhaniemi e Guerrero (2014), Kim et al. (2010) também mostram como se comportam os tradicionais acoplamentos entre potência ativa *versus* frequência e também entre a tensão terminal *versus* a potência reativa circulante, conforme a Figura 23.

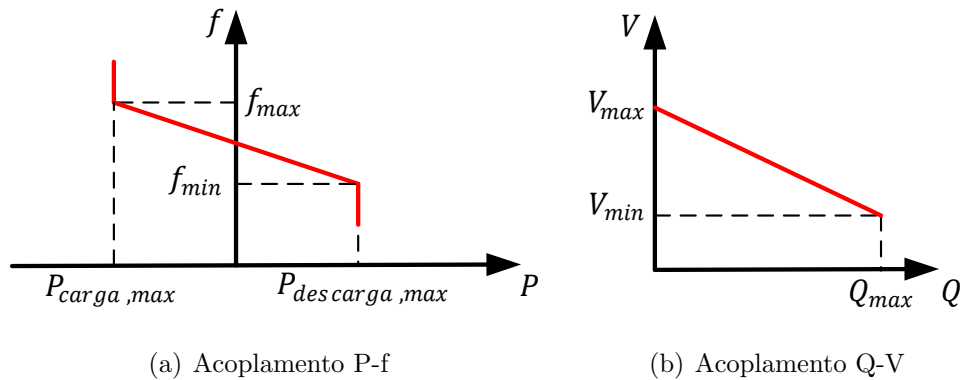


Figura 23: Acoplamentos ou *droop* entre potência ativa *versus* frequência e potência reativa *versus* tensão.

Em relação aos acoplamentos (*droops*) mencionados, Chapman (2013) afirma que independente da fonte original de potência mecânica, todas as máquinas motrizes tendem a se comportar de modo semelhante: à medida que aumenta a potência ativa retirada delas, a velocidade com que giram diminui; à medida que a potência reativa circulante aumenta, a tensão terminal diminui. Esse comportamento é semelhante ao mostrado na Figura 23, onde na Figura 23(a), $P_{carga,max}$ e $P_{descarga,max}$ representam as potências controladas pelo sistema de armazenamento da bateria para regular a frequência. Ao passo que na Figura 23(b), Q_{max} e V_{max} determinam o limite para a regulação de tensão.

Assim, o gerenciamento de equilíbrio de potência e estabilidade não é uma tarefa simples, uma vez que dependem de algumas variáveis. O armazenamento de energia desempenha um papel crucial na mitigação do problema (JIAYI; CHUANWEN & RONG, 2008). De fato, quando se concilia o armazenamento de energia com uma geração distribuída baseada em renováveis, a potência medida e controlada pode ser estabilizada, armazenando energia excedente durante períodos de alta produção e despachando-a em caso de falta de energia. Dessa forma, de acordo com Kroposki, Basso e DeBlasio (2008), melhorar a qualidade de energia, a estabilidade e os tempos de resposta rápida para falhas transitórias são as principais responsabilidades de um sistema de armazenamento de energia quando a microrrede está ilhada.

2.9 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foi apresentada a modelagem do sistema fotovoltaico, a técnica de MPPT utilizada, a topologia e o princípio de funcionamento dos conversores estáticos, o circuito de sincronismo com a rede elétrica, a técnica de extração das correntes de referência para o caso do filtro ativo, a máquina síncrona virtual e por fim, algumas considerações sobre os sistemas de controle em microrredes.

3 METODOLOGIA

Neste capítulo serão apresentados a descrição da visão simplificada do sistema, as três diferentes topologias de controle adotadas a cada conversor estático utilizado, incluindo a metodologia adotada no controle do filtro ativo de potência e da máquina síncrona virtual. E ainda, serão abordadas a descrição da microrrede utilizada, assim como a descrição dos equipamentos utilizados e a configuração para a simulação em HIL.

3.1 VISÃO GERAL DO SISTEMA

O sistema completo simulado (exceto a representação das linhas de transmissão) é observado na Figura 24. De forma abrangente, descreve-se os principais componentes utilizados:

- i.* Conversor CC-CC *boost*: Esse conversor é denominado de primeiro estágio e responsável pela execução do MPPT, para extrair a máxima potência dos painéis;
- ii.* Conversor CC-CC bidirecional em corrente: Esse conversor realiza a função de carga e descarga do sistema de armazenamento da bateria e com isso, realiza o controle da tensão V_{CC} no barramento CC-CC;
- iii.* Conversor CC-CA: Esse conversor é utilizado na interface do sistema CC com o sistema CA e o responsável pela injeção de potência ativa e reativa necessária para desempenhar suas funções inteligentes;
- iv.* Máquina síncrona: A máquina síncrona foi modelada nesse trabalho como um gerador síncrono de forma a representar um sistema de potência limitada e com dinâmica de queda de tensão e queda de frequência;
- v.* Carga não linear: Modelada como um retificador trifásico com carga RL série;

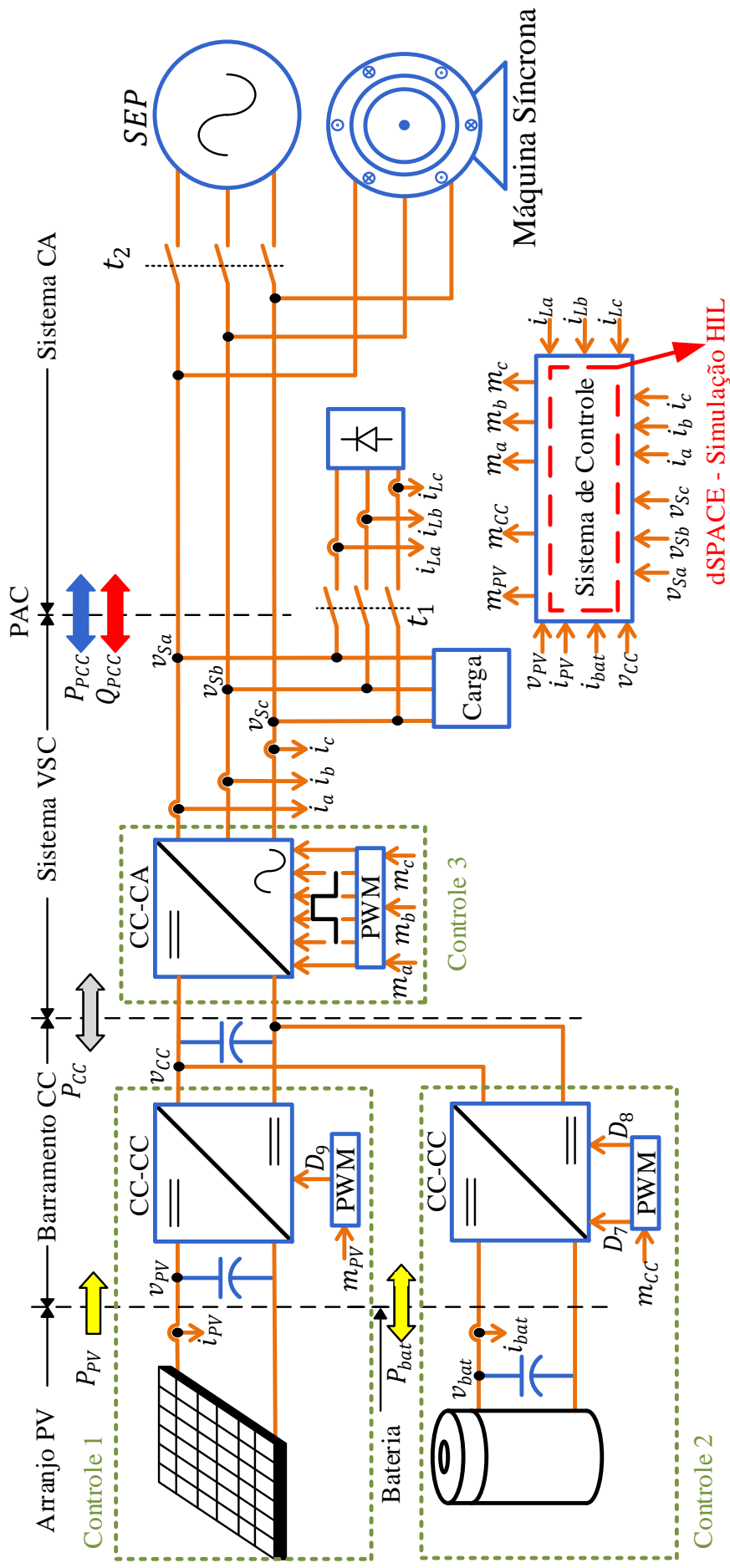


Figura 24: Visão Geral do Sistema.

Ainda sobre a Figura 24 observa-se que existem, principalmente, três sistemas de controle, referenciados na mesma Figura como Controle 1, 2 e 3, respectivamente. Itera-se que todas as medições de corrente realizadas foram no sentido da esquerda para a direita, ou seja, a corrente saindo do painel, saindo da bateria, saindo do conversor CC-CA e entrando na carga.

O Controle 1 é baseado no algoritmo de MPPT para extrair a máxima potência do arranjo fotovoltaico, e com isso, o conversor adequa os níveis de tensão e injeta a corrente do painel no barramento CC, por possuir a característica de um conversor *boost*. O controle 2 é o responsável por efetuar a carga e descarga da bateria através de um conversor CC-CC bidirecional em corrente, controlando a tensão v_{CC} do barramento CC. Por fim, o Controle 3 é destinado a aplicar os modos de funcionamento do presente trabalho, ou seja, como filtro ativo de potência, como máquina síncrona virtual e como um sistema de gerenciamento de energia com cargas dinâmicas.

3.2 SISTEMA DE CONTROLE 1 - CONVERSOR CC-CC BOOST

O algoritmo de MPPT implementado nesse trabalho, como mostrado na Figura 7 inicialmente, lê a tensão (v_{PV}) e a corrente (i_{PV}) do painel e, assim, calcula a variação de potência (ΔP) e de tensão (ΔV). O ponto de máxima potência é encontrado quando a variação da potência é zero, ou seja, a técnica utilizada faz incrementos e decrementos na razão cíclica do conversor *boost* a fim de encontrar o máximo ponto de potência (MPP)(JR et al., 2013). Nesse cenário, uma vez que ocorre um incremento e decremento em termo da razão cíclica do conversor, não há a necessidade de projetar um controle de tensão ou corrente do conversor, integrando a facilidade de implementação, reduzindo o número de controladores no sistema. Como visto na Figura 9, observa-se a conexão do arranjo PV com o conversor CC-CC *boost*.

3.3 SISTEMA DE CONTROLE 2 - CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL EM CORRENTE

O controle da tensão no barramento CC é realizado pelo conversor CC-CC bidirecional em corrente conectado à bateria, uma vez que ele desempenha o papel de carga e descarga da mesma. Dessa forma, o controlador define, automaticamente, os modos de funcionamento do conversor, seja como *buck* ou como *boost*. Conforme a Figura 25, nota-se a existência de duas malhas de controle, uma interna de corrente e outra, externa, de tensão, onde $C_{vCC}(s)$ e $C_{iCC}(s)$ são os controladores das malhas de tensão

e corrente, respectivamente.

Inicialmente, com base na Figura 10, a modelagem da malha interna de corrente, a partir da Lei de *Kirchoff*, é observada em (3.1).

$$L_{bat} \frac{di_{CC}}{dt} + (R_{bat}) i_{CC} = V_t - V_{bat} \quad (3.1)$$

onde, i_{CC} é a corrente no indutor L_{bat} , V_t é a tensão entre os interruptores e V_{bat} é a tensão na bateria.

Aplicando-se a transformada de Laplace em (3.1), tem-se (3.2).

$$V_{bat} - V_t = R_{bat} I_{CC} - L_{bat} s I_{CC} \quad (3.2)$$

Rearranjando seus termos e sabendo que $u = V_{bat} - V_t$ é a caracterização da ação de controle, (3.2) pode ser reescrita como (3.3).

$$\frac{I_{CC}}{u} = \frac{1}{L_{bat} s + R_{bat}} \quad (3.3)$$

Observa-se que (3.3) representa a função de transferência da malha de corrente do conversor bidirecional. Infere-se também uma relação com a malha de corrente do inversor, visto que ambos conversores possuem a topologia de meia ponte (no caso do inversor, um conversor meia ponte por fase) e utilizam um filtro RL série. Sendo assim, pode-se utilizar um controlador PI e obter os ganhos K_{pCC} e K_{iCC} em termos da constante de tempo τ_{iCC} e dos próprios valores de R_{bat} e L_{bat} do filtro. Esse projeto é desenvolvido com mais detalhes na subseção do projeto dos controladores do conversor CC-CA.

Os dispositivos semicondutores utilizados nesse conversor são dois IGBTs (S_1) e (S_2) com um diodo em antiparalelo em cada. Tais dispositivos são comandados de forma complementar (D_1) e (D_2), garantindo assim o modo de condução contínua no indutor (i_{Lbat}), além da vantagem da utilização da mesma malha de controle, tanto para o modo *boost*, quanto para o modo *buck*. Na Figura 25 observam-se as malhas de controle da corrente e da tensão do conversor.

Em relação a Figura 25, a malha de tensão nesse conversor bidirecional, cujo controlador é o $C_{v,CC}(s)$ é responsável por controlar a tensão no barramento CC (V_{CC}). Além disso, essa mesma malha proporciona a referência de corrente para a malha de controle de corrente, cujo o controlador é o $C_{i,CC}(s)$. A malha interna, de corrente,

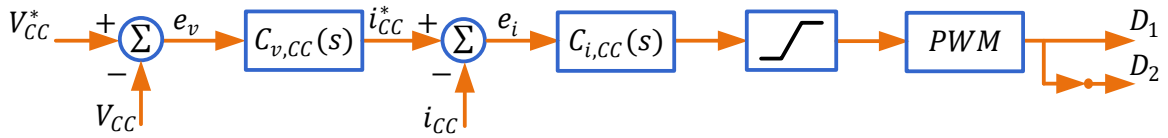


Figura 25: Malha de controle da tensão no barramento CC.

é mais rápida do que a externa, de tensão, porém, respeitando também um tempo razoável para carga e descarga da bateria. Utilizou-se uma constante de tempo τ_{iCC} de 0,01 s. E com isso, para $R_{bat} = 0,3 \Omega$ e $L_{bat} = 1 \text{ mH}$, tem-se que $K_{pVCC} = 0,1 \text{ H/s}$ e $K_{iVCC} = 30 \Omega/s$.

Agora, para a malha de tensão (C_{iCC}), também utilizou-se um PI, porém, como comentado, com a sua malha mais lenta com τ_{vCC} de 0,5 s. E com isso, $K_{pICC} = 0,5 \text{ A}^{-1}$ e $K_{iICC} = 1 \text{ s/A}$.

3.4 SISTEMA DE CONTROLE 3 - CONVERSOR CC-CA DE INTERFACE

3.4.1 ANÁLISE DA DINÂMICA DO SRF-PLL

O algoritmo de sincronismo com a rede elétrica mais utilizado atualmente é conhecido como PLL e fornece, principalmente, a fase e a amplitude da tensão da rede para serem usados posteriormente no sistema de controle. Neste trabalho será utilizado o PLL baseado no SRF-PLL. A análise da dinâmica e projeto dos controladores baseou-se em Yazdani e Iravani (2010).

Considerando que as tensões trifásicas são equilibradas e simétricas após passarem pelo circuito DSOGI, tem-se que as componentes dq são expressas como em (3.4).

$$\begin{cases} v_{d,pac} = \hat{v}_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi_{v1} - \theta) \\ v_{q,pac} = \hat{v}_{pac} \text{sen}(\omega_1 t + \phi_{v1} - \theta) \end{cases} \quad (3.4)$$

em que v_{pac} , ω_1 e ϕ_{v1} são a amplitude em (V), a frequência angular em (rad/s) e o ângulo de fase em (rad) da componente fundamental da tensão no PAC e θ é o ângulo do sistema em (rad) de coordenadas dq .

Percebe-se que, se $\theta = \omega_1 + \phi_{v1}$, então $v_{d,pac} = v_{pac}$ e $v_{q,pac} = 0$. Baseado nisto, o PLL pode ser projetado para ajustar o ângulo θ de modo a garantir que a componente em q da tensão seja nula em regime permanente. Na Figura 26 está exposto o diagrama de blocos da estrutura do SRF-PLL, conforme visto na Figura 17. Nesse diagrama, fica

claro a realização da transformada de *Park* e a ação do controlador $C_{PLL}(s)$, fazendo com que $v_{q,pac}$ seja zero e assim, tornar possível o rastreo do ângulo θ .

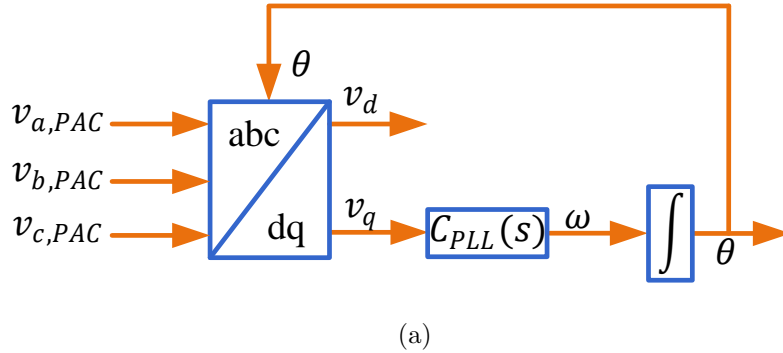


Figura 26: Diagrama de blocos do SRF-PLL.

Baseado na estrutura do SRF-PLL (Figura 26), pode-se verificar a seguinte relação exposta em (3.5).

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = C_{PLL}(s) v_{q,pac} \quad (3.5)$$

em que ω é a frequência angular rastreada, $C_{PLL}(s)$ é a função de transferência do controlador PI e $v_{q,pac}$ é a componente no eixo de quadratura da tensão no PAC.

Substituindo (3.4) em (3.5), tem-se a relação mostrada em (3.6).

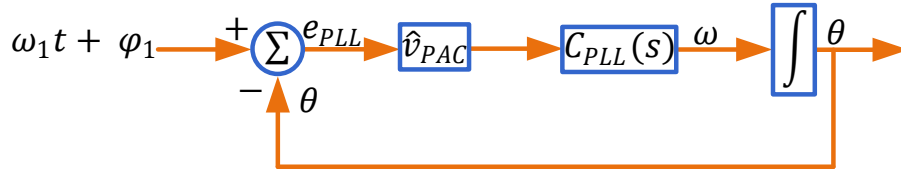
$$\frac{d\theta}{dt} = C_{PLL}(s) \hat{v}_{PAC} \text{sen}(\omega_1 t + \phi_{v1} - \theta) \quad (3.6)$$

Observa-se que (3.6) descreve um sistema PLL com dinâmica não linear. Porém, quando $\theta = \theta_1 t + \phi_1$, tem-se que o argumento da função senoidal torna-se próximo de zero. Assim, pela aproximação para ângulos pequenos, (3.6) pode ser reescrita como em (3.7).

$$\frac{d\theta}{dt} = C_{PLL}(s) \hat{v}_{PAC} (\omega_1 t + \phi_{v1} - \theta) \quad (3.7)$$

Com isso, (3.7) fornece a linearização da dinâmica do SRF-PLL, que pode ser representada pelo diagrama de blocos da Figura 27 e sua função de transferência em malha fechada é dada por (3.8).

$$M_{f,PLL}(s) = \frac{C_{PLL}(s) \hat{v}_{PAC}}{s + C_{PLL}(s) \hat{v}_{PAC}} \quad (3.8)$$



(a)

Figura 27: Modelo linear do SRF-PLL trifásico.

Para este trabalho, foi escolhido o controlador PI (YAZDANI & IRAVANI, 2010), cuja função de transferência é dada por:

$$C_{PLL}(s) = k_{p,PLL} \left(\frac{1 + s\tau_{PLL}}{s\tau_{PLL}} \right) \quad (3.9)$$

em que $k_{p,PLL}$ e τ_{PLL} são o ganho proporcional em (rad/s) e a constante de tempo de integração em (s) do controlador PI, respectivamente.

Logo, a função de transferência em malha fechada do SRF-PLL é reescrita como em (3.10).

$$M_{f,PLL}(s) = \frac{k_{p,PLL} \left(\frac{1+s\tau_{PLL}}{s\tau_{PLL}} \right) \hat{v}_{PAC}}{s + k_{p,PLL} \left(\frac{1+s\tau_{PLL}}{s\tau_{PLL}} \right) \hat{v}_{PAC}} \quad (3.10)$$

Assim, como forma de se obter uma resposta dinâmica semelhante a um sistema de segunda ordem, é possível obter os valores das variáveis de (3.10), igualando-a à equação polinomial canônica de segunda ordem, conforme em (3.11).

$$M_{f,PLL}(s) = \frac{k_{p,PLL} \left(\frac{1+s\tau_{PLL}}{s\tau_{PLL}} \right) \hat{v}_{PAC}}{s + k_{p,PLL} \left(\frac{1+s\tau_{PLL}}{s\tau_{PLL}} \right) \hat{v}_{PAC}} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.11)$$

Então, podem-se definir os parâmetros como as relações em (3.12) e (3.13).

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_{p,PLL} \hat{v}_{PAC}}{\tau_{PLL}}} \quad (3.12)$$

e,

$$\xi = \frac{k_{p,PLL} \hat{v}_{PAC}}{2\omega_n} = \sqrt{\frac{\tau_{PLL} k_{p,PLL} \hat{v}_{PAC}}{2}} \quad (3.13)$$

em que ω_n e ξ são, respectivamente, a frequência natural não amortecida em (rad/s) e

o coeficiente de amortecimento do PLL.

Para o projeto do controlador $C_{PLL}(s)$ é recomendável ter tanto um bom desempenho dinâmico no processo de sincronização do sinal de entrada, como garantir a característica de filtragem para o PLL. Contudo, estes dois requisitos não podem ser satisfeitos simultaneamente (ALMEIDA, 2011).

Sendo assim, um bom compromisso entre as duas características anteriormente citadas pode ser conseguido utilizando o método de *Wiener* (GARDNER, 2005; CHUNG, 2000). Portanto, para $\xi = 0,7$, $\omega_n = 100$ Hz e $\hat{v}_{PAC} = 180$ V, tem-se de (3.12) e (3.13), os ganhos do controlador do PLL, conforme (3.14) e (3.15).

$$k_{p,PLL} = \frac{2(2\pi 100)0,7}{180} = 4,8869 \text{ rad/Vs} \quad (3.14)$$

e,

$$\tau_{PLL} = \frac{4,8869(180)}{(2\pi 100)^2} = 0,0022 \text{ s.} \quad (3.15)$$

3.4.2 CÁLCULO DA REFERÊNCIA DE CORRENTE, VISANDO O FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA

Nesse trabalho, utilizou-se a técnica de *synchronous reference frame*, como mostrada na Figura 28.

Como visto na seção 2.6, essa técnica utilizada para extração das correntes harmônicas, baseia-se na transformação da corrente da carga de uma estrutura de referência estacionária trifásica para o sistema de coordenadas síncrono dq , através da transformação de *Park*. Os componentes i_{Ld} e i_{Lq} representam as parcelas de potência ativa e reativa da corrente de carga, respectivamente. A componente i_{Ld} da corrente pode ser decomposto em:

$$i_{Ld} = i_{Ld}^- + i_{Ld}^{\sim} \quad (3.16)$$

onde i_{Ld}^- é a componente fundamental da corrente ativa, enquanto i_{Ld}^{\sim} é a componente harmônica da corrente ativa. Um filtro passa-alta *butterworth* de segunda ordem com frequência de corte de 30 Hz é usado para extrair o componente oscilante.

Finalmente, para o cálculo das correntes de referência, são usados as expressões em (3.17) e (3.18).

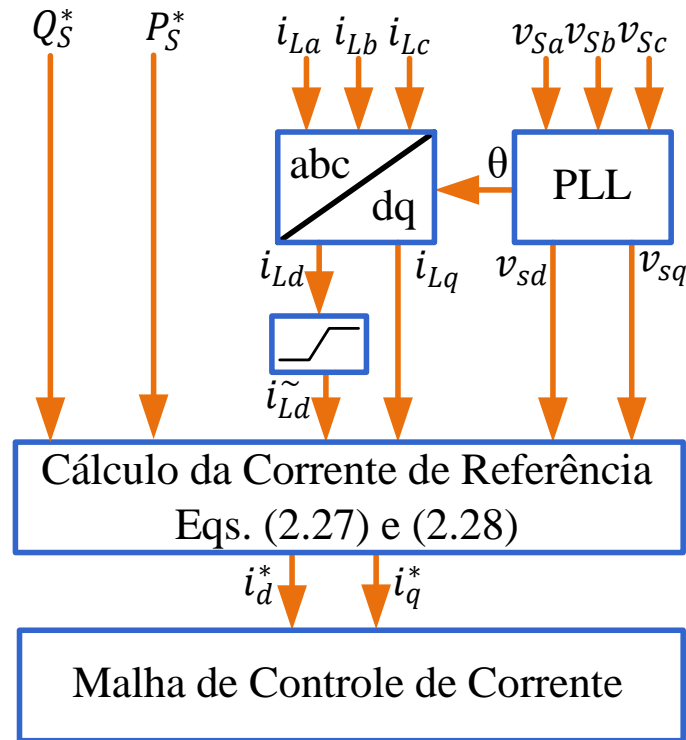


Figura 28: Cálculo das correntes de referência.

$$i_d^* = \frac{3v_{sd}}{2} P_S^* + i_{Ld}^{\sim} \quad (3.17)$$

$$i_q^* = \frac{-3v_{sd}}{2} Q_S^* + i_{Lq} \quad (3.18)$$

onde Q_S^* é a potência reativa de referência, P_S^* é a potência ativa de referência e v_{sd} é a componente em “d” da tensão no PAC.

Para o cálculo de i_q^* , se Q_S^* é zero, como nesse trabalho, $i_q^* = i_{Lq}$, o que representa a compensação da potência reativa da carga.

3.4.3 PARCELA PI DO CONTROLADOR DE CORRENTE (C_D E C_Q) DO CONVERSOR CC-CA

As malhas internas controlam as correntes sintetizadas pelo inversor num sistema de coordenadas $dq0$, também denominado coordenadas síncronas. A modelagem do inversor no sistema de coordenadas dq possui a vantagem de reduzir a ordem do sistema de três para dois, quando as correntes e tensões são trifásicas equilibradas. Outra vantagem desta transformação é que as tensões e correntes trifásicas senoidais são transformadas em um conjunto de tensões e correntes estacionárias nas coordenadas

d , q . Uma revisão detalhada das transformações de variáveis usadas nos estudos de conversores CC-CA é apresentada em (YAZDANI & IRAVANI, 2010).

A dinâmica do lado CA é determinada conforme o conjunto de expressões em (3.19).

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = -Ri_a + V_{ta} - V_{sa} \\ L \frac{di_b}{dt} = -Ri_b + V_{tb} - V_{sb} \\ L \frac{di_c}{dt} = -Ri_c + V_{tc} - V_{sc} \end{cases} \quad (3.19)$$

Ao aplicar a transformada de Park em (3.19) e assumindo condições de estado permanente, tem-se em (3.20) a dinâmica do lado CA no sistema de coordenadas dq .

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = L\omega_e i_q - Ri_d + V_{td} - V_{sd} \\ L \frac{di_q}{dt} = -L\omega_e i_d - Ri_q + V_{tq} - V_{sq} \end{cases} \quad (3.20)$$

A observação de (3.20) mostra um acoplamento cruzado entre as correntes i_d e i_q o que implica que elas são dependentes entre si. A fim de mitigar essa influência cruzada das correntes, elas podem ser compensadas, somando-se $-(\omega_e L i_q)$ e $+(\omega_e L i_d)$ nas linhas relativas as correntes de eixo d e q , respectivamente. Observa-se em (3.21) o conjunto de equações das correntes, desacopladas.

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + V_{td} - V_{sd} \\ L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q + V_{tq} - V_{sq} \end{cases} \quad (3.21)$$

A Figura 29 ilustra o diagrama de blocos do sistema de controle da corrente no sistema de coordenadas síncrono. Pode-se observar que o acoplamento entre i_d e i_q é eliminado pela compensação *feed-forward* de desacoplamento.

Além do desacoplamento das correntes de eixo direto e quadratura, pode-se fazer a compensação da tensão da rede elétrica para que o controlador de corrente fique menos suscetível às variações dessas grandezas. Pode-se então transformar V_{sa} , V_{sb} e V_{sc} para o sistema de coordenadas síncrono, gerar V_d e V_q e somar esses dois sinais à ação de controle de eixo direto e quadratura, respectivamente, proporcionando uma ação *feed-forward* para o controlador.

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + u_d \\ L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q + u_q \end{cases} \quad (3.22)$$

onde V_{td} e V_{tq} são as tensões de fase na saída do inversor no sistema de coordenadas

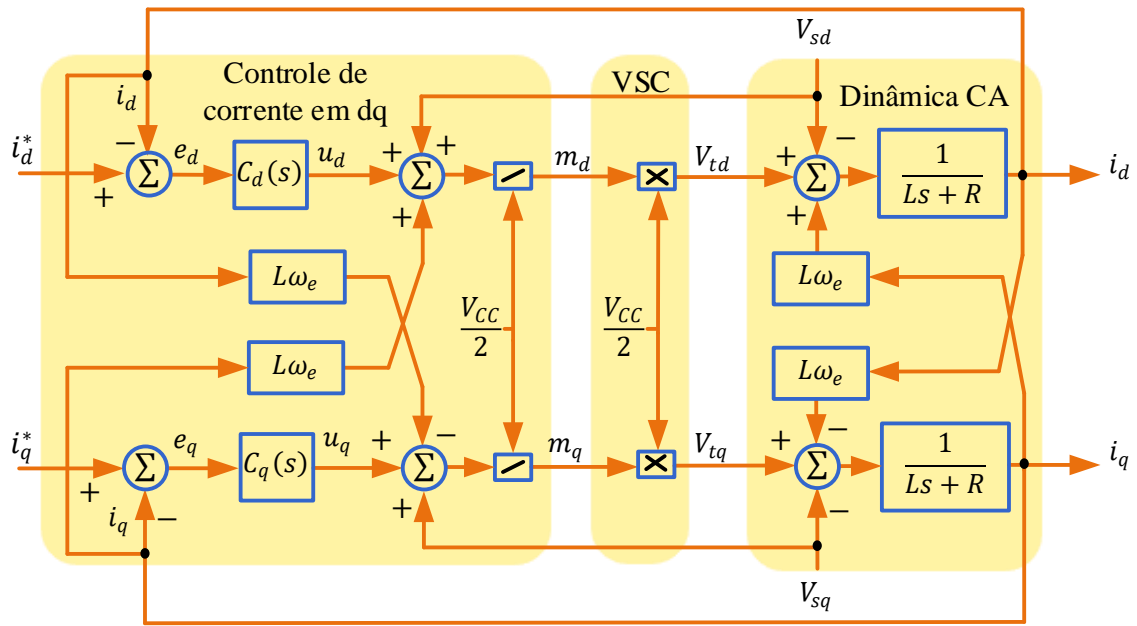


Figura 29: Diagrama de blocos da malha de controle de corrente do VSC.

síncrono; V_d e V_q são as tensões da rede elétrica, transformadas para o sistema de coordenadas síncrono.

Assim, pode-se aplicar a transformada inversa de Laplace em (3.22), tem-se (3.23) que é um sistema de equações de primeira ordem totalmente desacoplado.

$$\begin{cases} Li_d s = -Ri_d + u_d \\ Li_q s = -Ri_q + u_q \end{cases} \quad (3.23)$$

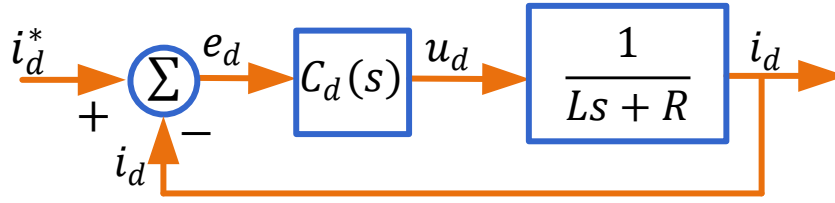
Por fim, a função de transferência do sistema pode ser expressa conforme (3.24).

$$\begin{cases} \frac{i_d}{u_d} = \frac{1}{Ls+R} \\ \frac{i_q}{u_q} = \frac{1}{Ls+R} \end{cases} \quad (3.24)$$

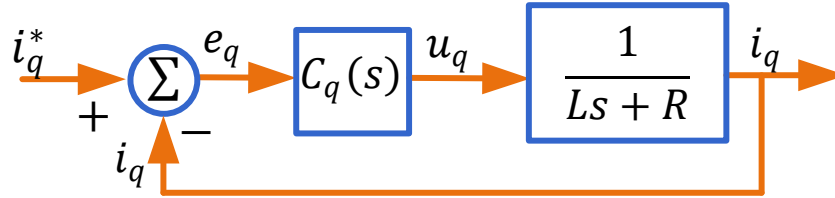
onde u_d e u_q são as saídas dos controladores de corrente de eixo direto e quadratura, respectivamente.

3.4.4 ESCOLHA E PROJETO DO CONTROLADOR DE CORRENTE

Uma vez realizado o desacoplamento das correntes i_d e i_q e a compensação *feed-forward*, tem-se o diagrama de blocos da Figura 30. Como as dinâmicas das variáveis nas coordenadas síncronas são semelhantes, os controladores utilizados podem ser idên-



(a) Corrente em eixo direto



(b) Corrente em eixo de quadratura

Figura 30: Diagrama de blocos simplificado da malha de controle de corrente do VSC.

tivos, ou seja, $C_d(s)$ é igual a $C_q(s)$.

Sendo assim, diferentes tipos de controladores podem ser projetados para garantir que a corrente de referência i_d^* e i_q^* sejam rastreadas com erro de estado permanente nulo. O PI é suficiente, pois é capaz de garantir um erro de regime permanente nulo para uma entrada em degrau. A função de transferência do controlador PI pode ser escrita como se expresso em (3.25).

$$C_i(s) = k_{p,i} \frac{\left(s + \frac{k_{i,i}}{k_{p,i}}\right)}{s}, \quad (3.25)$$

onde, $k_{p,i}$ e $k_{i,i}$ são os ganhos proporcional e integral, respectivamente.

Ao multiplicar-se a função de transferência do controlador pela da planta, tem-se a relação representada por (3.26).

$$l(s) = \frac{k_{p,i}s + k_i}{s} \frac{\frac{1}{L}}{s + \frac{R}{L}} \quad (3.26)$$

Rearranjando seus termos, (3.26) pode ser reescrita como em (3.27).

$$l(s) = \frac{k_{p,i}}{Ls} \frac{s + \frac{K_{i,i}}{K_{p,i}}}{s + \frac{R}{L}} \quad (3.27)$$

Conforme em (3.27), para efetuar o cancelamento de polos e zeros, infere-se a

seguinte relação: $\frac{K_{i,i}}{K_{p,i}} = \frac{R}{L}$. Com esse cancelamento, a equação característica resultante é de primeiro ordem, ou seja, é possível relacioná-la com uma determinada constante de tempo, conforme mostra em (3.28).

$$l(s) = \frac{\frac{K_{p,i}}{L}}{s + \frac{K_{p,i}}{L}} = \frac{1}{\tau_i s + 1} \quad (3.28)$$

Com base em (3.28), observa-se que $K_{p,i} = \frac{L}{\tau_i}$ e por fim, de forma análoga, $K_{i,i} = \frac{R}{\tau_i}$. Sendo assim, dependendo dos requisitos de uma aplicação específica e da frequência de chaveamento do conversor, τ_i é tipicamente selecionado na faixa de 0,5 a 5 ms (YAZDANI & IRAVANI, 2010; ALMEIDA, 2011). Portanto, como nesse trabalho, escolheu-se τ_i igual a 0,5 ms, e após o projeto do filtro, determinou-se que R é igual 0,5 Ω e L é igual a 2 mH. Dessa forma, os valores dos ganhos dos controladores de corrente são: $k_{p,i} = 4 H/s$ e $k_{i,i} = 1000 \Omega/s$.

De forma simplificada, exibe-se na Figura 31 a malha de controle de corrente simplificada.

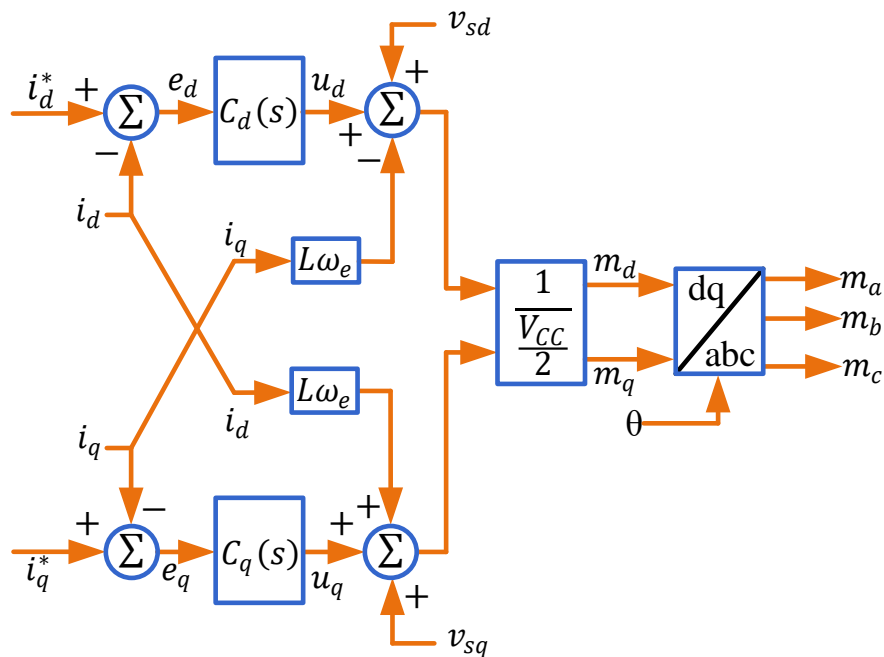


Figura 31: Diagrama de Blocos da Malha de Controle de Corrente Simplificada.

3.4.5 PARCELAS SSI DO CONTROLADOR DE CORRENTE (C_D E C_Q) DO CONVERSOR CC-CA

Como comentado, um dos modos de operação do sistema é como filtro ativo de potência. Com isso, de acordo com a teoria abordada, ambas as correntes de referência i_d^* e i_q^* devem possuir harmônicos múltiplos da frequência elétrica da rede, de acordo com a carga não linear estudada, para que haja a mitigação do conteúdo harmônico na corrente da rede.

Dito isso, é necessário que a malha de corrente no sistema de coordenadas síncrono seja capaz de sintetizar tais correntes de referência. No entanto, um controlador PI possui limitações em controlar essas variáveis com elevado conteúdo harmônico devido a sua frequência de corte fixa. Uma das soluções possíveis para este problema é a utilização de um compensador PI-SSI-SRF como observado na Figura 32 (GHETTI et al., 2010), proposto justamente para rastrear as correntes de referência de um filtro ativo de potência.

Essa topologia de controlador conta com, basicamente, duas parcelas. A primeira, um tradicional PI de forma a rastrear o valor médio da corrente de referência. Já a segunda parcela possui múltiplos filtro SSI sintonizados nas frequências harmônicas que se deseja rastrear. Por fim, as ações de controle de cada parcela são somadas, garantindo suas respectivas contribuições.

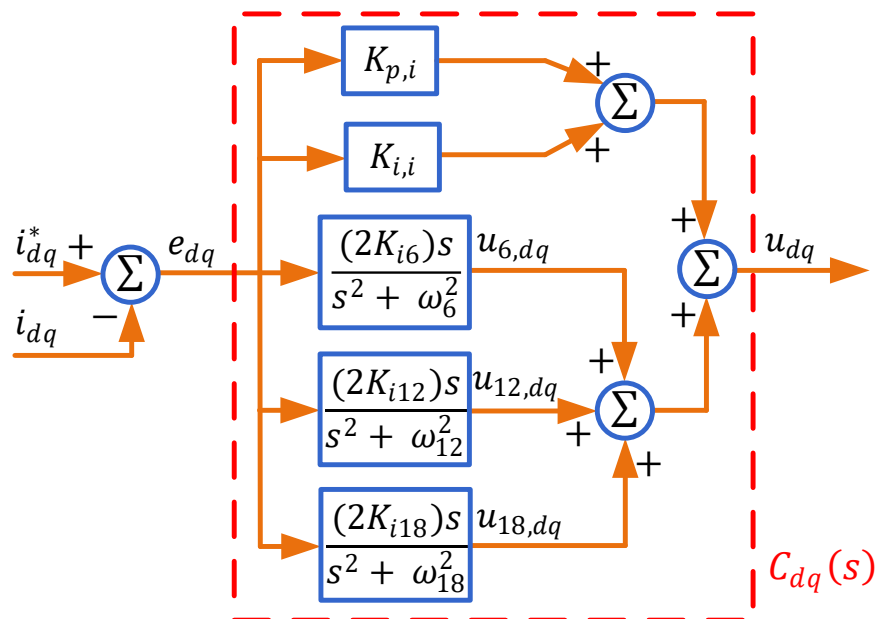


Figura 32: Diagrama de Blocos do Controlador PI-SSI-SRF.

Ressalta-se ainda que a mudança do sistema de coordenadas trifásico para o sis-

tema de coordenadas síncronas permite a filtragem simultânea de duas componentes harmônicas, tendo em vista que os filtros SSI trabalham tanto com sinais de sequência positiva quanto negativa, conforme a Tabela 1. Com isso, esta técnica de controle tem como vantagem reduzir pela metade a quantidade de filtros SSI em relação à técnica controlador proporcional integral com integradores de sinais senoidais no sistema de referência estacionário (*Proportional Integral-Sinusoidal Signal Integrator*) (PI-SSI).

Tabela 1: Ordem harmônica e sequência de fase.

Ordem harmônica	(a,b,c) Sequência	(d,q) Ordem harmônica
1^a	+	CC
5^0	-	6^0
7^0	+	6^0
11^0	-	12^0
13^0	+	12^0
17^0	-	18^0
19^0	+	18^0

As componentes harmônicas presentes na corrente consumida pela carga são da ordem de $h = 6k \pm 1$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) já que trata de um retificador trifásico com carga RL (MOHAN & UNDELAND, 2007; LIMONGI et al., 2009).

Dessa forma, conforme mostrado na Figura 33, o controlador PI-SSI é capaz de introduzir um ganho infinito na frequência de ressonância desejada, de forma a tornar nulo o erro de regime permanente do sinal nessa frequência (ALMEIDA et al., 2013).

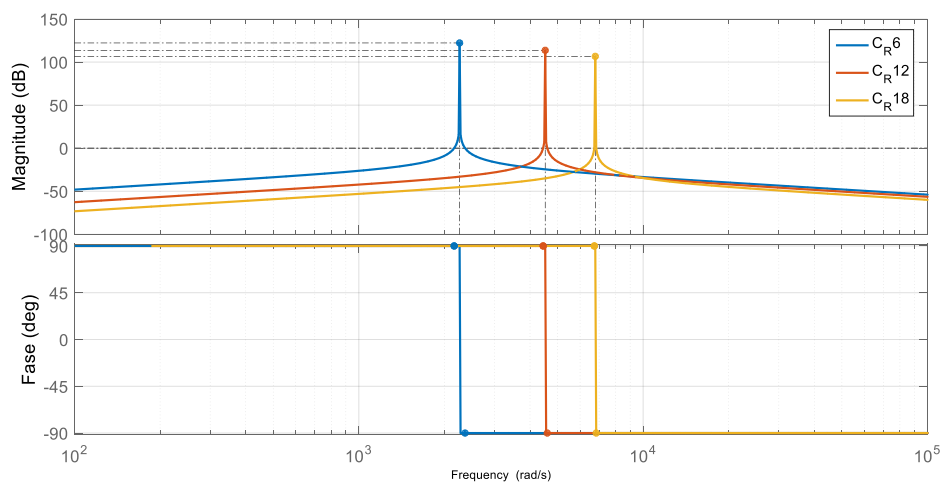


Figura 33: Diagrama de Bode do controlador ressonante de corrente.

Ainda em relação ao controlador PI-SSI, itera-se que os ganhos dos filtros SSI foram encontrados de forma empírica, levando em consideração apenas a atenuação da

respectiva componente harmônica na corrente da rede e a estabilidade do controlador de corrente como um todo.

3.4.6 MÁQUINA SÍNCRONA VIRTUAL

Um dos modos de operação do sistema estudado trata da regulação de tensão e frequência em uma microrrede isolada. Para esse tipo de operação, utilizou-se uma estratégia de controle conhecida na literatura como máquina síncrona virtual. Essa topologia alternativa opera (ou controla) o conversor CC-CA para imitar o comportamento de uma máquina síncrona, incluindo inércia virtual ao conversor, para que assim tensão e frequência possam ser reguladas a partir de uma sistema de armazenamento de energia (bateria).

3.4.6.1 DROOP DE FREQUÊNCIA E REGULAÇÃO DA POTÊNCIA ATIVA

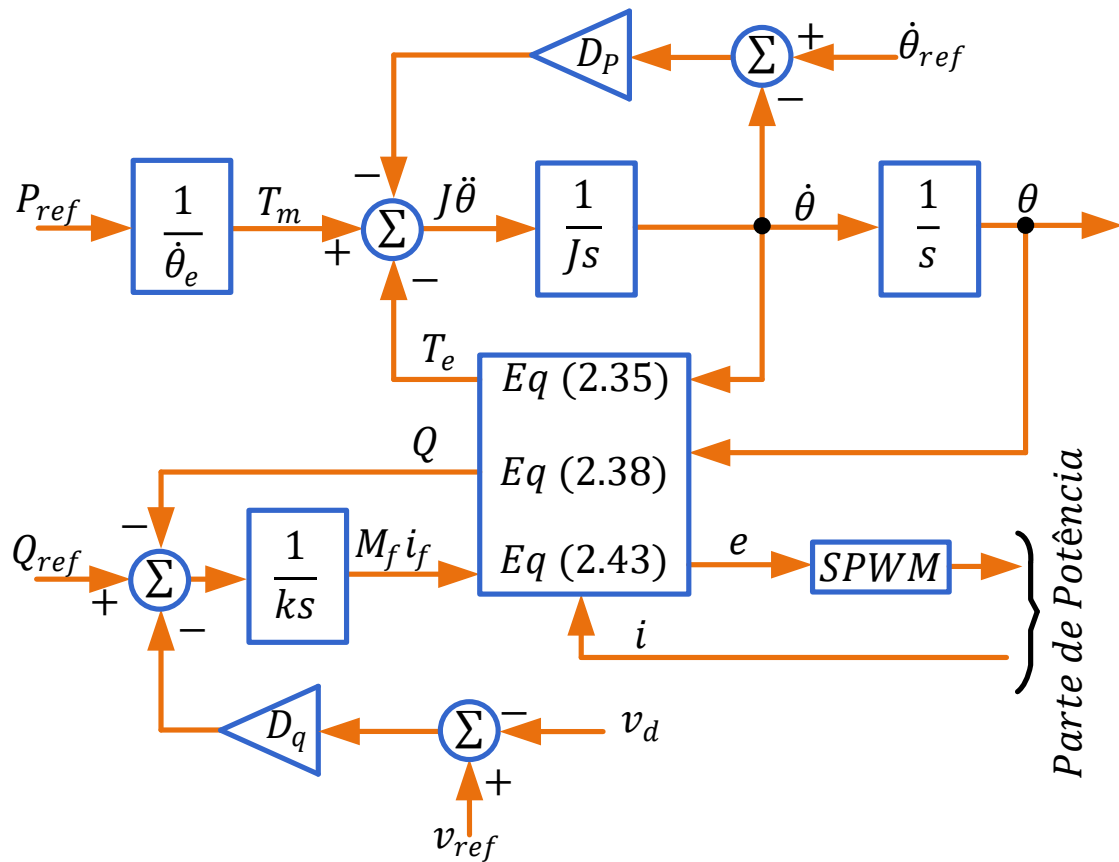
Em um Gerador Síncrono GS, a velocidade do rotor é mantida pelo motor primário e sabe-se que o coeficiente de amortecimento D_p é devido ao atrito mecânico (KUNDUR; BALU & LAUBY, 1994; FITZGERALD et al., 2003; ZHONG & WEISS, 2011; ZHONG & HORNIK, 2012). Um mecanismo importante para que os geradores síncronos compartilhem a carga uniformemente é variar a potência real que é entregue, de acordo com a frequência da rede (CHAPMAN, 2013), caracterizando uma propriedade chamada “queda de frequência”, do inglês, *frequency drooping*. Quando a demanda de potência ativa aumenta, a velocidade dos GSs cai devido ao aumento de T_e em $(J\ddot{\theta} = T_m - T_e - D_p\dot{\theta})$. O sistema de regulação de velocidade do motor primário aumenta a potência mecânica, e de modo que um novo equilíbrio de potência seja alcançado (CHAPMAN, 2013). Este mecanismo pode ser implementado num *synchronverter* (ou máquina síncrona virtual), comparando a velocidade angular virtual $\dot{\theta}$ com a referência de frequência angular $\dot{\theta}_{ref}$ a velocidade angular nominal $\dot{\theta}_n$, e multiplica-se essa diferença pelo coeficiente de amortecimento D_p . Como resultado, esse fator de amortecimento realmente desempenha o papel do coeficiente de queda de frequência, que é definido como a proporção da mudança de torque necessário para a mudança da velocidade (e frequência), isto é:

$$D_p = \frac{\Delta T}{\Delta \dot{\theta}}. \quad (3.29)$$

A metodologia de regulação da potência ativa (torque) mostrado na parte superior

da Figura 34 tem uma estrutura em cascata, onde a malha interna é a malha de frequência (com ganho de realimentação D_p) e a malha externa é a da potência ativa (com a realimentação através da corrente do conversor (i), a partir do torque T_e). A constante de tempo da malha da queda de frequência é $\tau_f = \frac{J}{D_p}$. Por isso, decidido τ_f , então, por consequência J deve ser escolhido como:

$$J = D_p \tau_f \quad (3.30)$$



(a)

Figura 34: Regulação da potência ativa e reativa no VSM.

Como não há atraso envolvido na malha de frequência, a constante de tempo τ_f pode ser muito menor do que para um GS real. Não é necessário ter uma grande inércia como com um GS físico, onde uma maior inércia significa que mais energia é armazenada mecanicamente (ZHONG & HORNİK, 2012; ZHONG & WEISS, 2011). A função de armazenamento de energia de um *synchronverter* pode ser implementada com um *synchronverter*, usando um sistema de armazenamento (por exemplo, baterias) que pode ser usado para armazenamento a curto e longo prazo.

3.4.6.2 DROOP DE TENSÃO E REGULAÇÃO DA POTÊNCIA REATIVA

A regulação da potência reativa Q do sincronizador pode ser realizada de forma semelhante à regulação da potência ativa. Inicialmente, define-se o coeficiente de queda de tensão D_q como a proporção da mudança necessária de potência reativa ΔQ para a mudança de tensão Δv , assim,

$$D_q = \frac{\Delta Q}{\Delta v} \quad (3.31)$$

A malha de controle para a potência reativa pode ser realizada como mostrado na parte inferior da Figura 34. A diferença entre a tensão de referência v_{ref} e a amplitude v_d da tensão no ponto de acoplamento comum. Esse diferença (ou erro) é multiplicado pelo coeficiente de queda de tensão D_q e depois adicionado ao erro de rastreamento entre o valor de referência Q_{ref} e a potência reativa Q , que é calculada de acordo com (2.39). O sinal resultante é então introduzido em um integrador com um ganho $\frac{1}{K}$ para gerar $M_f I_f$. É importante notar que não há necessidade de medir a potência reativa Q , pois pode ser calculado a partir de i (que é medido) e de θ e $\dot{\theta}$, que estão disponíveis nessa parte eletrônica do VSM. O controle da potência reativa mostrado na parte inferior da Figura 34 também possui uma estrutura em cascata, se o efeito do filtro LC for ignorado (o que significa considerar $v_d \approx e$). A malha interna é a malha de tensão (amplitude), e a externa, é a malha de potência reativa. A constante de tempo τ_v do circuito de tensão pode ser estimada como:

$$\tau_v \approx \frac{K}{\dot{\theta} D_q} \approx \frac{K}{\dot{\theta}_n D_q} \quad (3.32)$$

como a variação de $\dot{\theta}$ é muito pequena, portanto, K é dado a partir de τ_v e D_q .

3.5 DESCRIÇÃO DA REPRESENTAÇÃO DA MICRORREDE CA

Como forma de simplificação, a microrrede CA foi modelada como uma máquina síncrona, que a priori operasse como gerador. Assim, é representar um sistema (ou subsistema em modo ilhado) com potência limitada e ao mesmo tempo, possuir dinâmicas de queda de frequência com a potência ativa e queda de tensão com potência reativa. Essas “quedas” ou *droops*, são conhecidos também como acoplamento P-f e acoplamento Q-V (representados na Figura 23). Baseado nisso, os dados dessa máquina, juntamente

com seus controladores, foram retirados de Zhao et al. (2017) que utilizaram a máquina síncrona como proposta de geração de uma microrrede CA. Sendo assim, a Tabela 2 exibe alguns dados da máquina, como comentado.

Tabela 2: Parâmetros da Máquina Síncrona.

M	0,0472	D	0,05	T'_{d0}	4,3 s
T'_{q0}	0,85 s	X'_d	0,169 p.u.	X'_d	0,169 p.u.
X_d	0,90 p.u.	X_q	0,85 p.u.	T_r	0,02 s
K_p	4	K_i	1	K_d	0,05
T_s	2 s	τ_g	0,4 s	τ_t	2 s

Vale comentar que a máquina possui potência de 120 kVA, tensão terminal de 680 V, um transformador abaixador de conexão com a linha de transmissão de 220 V.

3.6 DESCRIÇÃO DOS EQUIPAMENTOS UTILIZADOS

3.6.1 REAL TIME DIGITAL SIMULATOR (RTDS)

O RTDS é um dos padrões mundial para a simulação de sistemas de energia em tempo real. Este simulador é usado pela maioria dos principais fabricantes mundiais de equipamentos de proteção e controle, bem como por importantes concessionárias de energia elétrica, instituições educacionais e de pesquisa, em todo o mundo (FARUQUE et al., 2015; RTDS, 2017). O RTDS opera continuamente em tempo real, ou seja, o tempo de execução das simulações é rígido independente do tamanho do sistema. Isso significa que os estudos analíticos podem ser realizados muito mais rapidamente do que com programas de simulação *offline* (Simulink/MATLAB, PSIM, por exemplo).

O *hardware* de processamento digital do RTDS é capaz de simular redes complexas usando um passo de simulação de, geralmente, 50 μ s. O simulador também permite a utilização de sub-redes (ou sub-sistemas) que operam com passo de simulação na faixa de 1-4 μ s (denominada “*small-dt*”) para a simulação de dispositivos eletrônicos de potência de comutação rápida (pontes VSC com comutação SPWM, por exemplo) (RTDS, 2017).

A simulação digital em tempo real do sistema de energia elétrica fornece formas de onda de saída (tensões e correntes) que representam o comportamento de um sistema de energia com características mais próximas da realidade (FARUQUE et al., 2015). Além disso, este tipo de simulação tem um grande potencial devido à possibilidade de

execução de *Hardware In the Loop* experimental (VENTURI et al., 2015; FARUQUE et al., 2015).

O RTDS encontrado no Laboratório de Simulações Multiplataforma (LABSIM) da UFJF, pode ser observado na Figura 35.



Figura 35: Real Time Digital Simulator RTDS

A principal interface do RTDS com o usuário é feita pelo *software* RSCAD, de simples utilização, que admite operar o sistema por meio de um ambiente adequado e amigável (FERREIRA et al., 2015). O software de Interface Gráfica de Usuário (GUI) possui uma biblioteca de componentes que permitem a modelagem em ambiente CAD do sistema elétrico a ser simulado. Em segundos, é possível realizar modificações nos parâmetros ou comutar entre diversos estudos.

3.6.2 DIGITAL SIGNAL PROCESSING AND CONTROL ENGINEERING (DSPACE)

O dSPACE é um equipamento capaz de processar digitalmente sinais e implementar algoritmos, em grande maioria, de sistemas de controle. Uma de suas grandes vantagens, segundo o próprio fabricante, é a possibilidade de prototipagem rápida de sistemas de controle que é uma maneira altamente eficiente de desenvolver, otimizar e testar rapidamente novas estratégias em um ambiente real sem programação em códigos (DSPACE, 2017).

Em relação a sistemas de potência, o dSPACE é, geralmente, utilizado para testar algoritmos de proteção do sistema elétrico, de detecção de ilhamentos, de detecção

de saturação em transformadores de corrente e também pode ser parte integrante do supervisionamento em *smart grids* (RIBEIRO et al., 2013). Porém, sua utilização nesse trabalho se dá em sistemas de controle.

O equipamento dSPACE disponível no LABSIM, utilizado neste trabalho, pode ser visto na Figura 36.

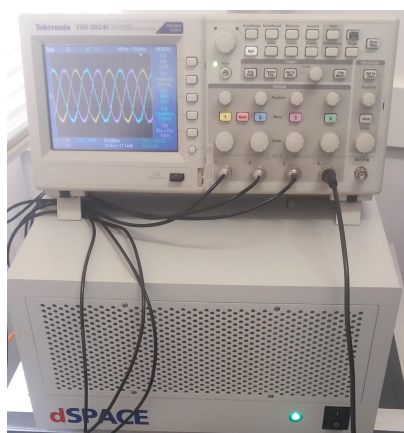


Figura 36: Digital Signal Processing And Control Engineering dSPACE

O *ControlDesk* é um dos softwares existentes no sistema da plataforma dSPACE. Sua utilização permite realizar uma diversidade de testes com o experimento em questão por meio da modificação, em tempo real, de parâmetros do sistema simulado (VENTURI et al., 2015). Outra função deste software é o monitoramento e também a exportação das variáveis do sistema em questão (QUIJANO; PASSINO & JOGI, 2002). As curvas no tempo das variáveis estudadas podem ser geradas pela plataforma, uma vez que sua interface oferece alguma flexibilidade para a edição de gráficos.

3.6.3 SIMULAÇÃO COM CONTROLE HARDWARE IN THE LOOP, UTILIZANDO RTDS E DSPACE

A simulação em HIL refere-se à condição em que partes da simulação digital em tempo real foram substituídas por componentes físicos reais, geralmente a parte que se deseja testar. Esse tipo de simulação HIL prossegue com o hardware sob teste conectado através de interfaces de I/Os. Se o sistema HIL envolve o hardware do controlador real que interage com o resto do sistema simulado, como é o caso desse trabalho, ele é chamado de *Control Hardware In the Loop* (FARUQUE et al., 2015). Neste trabalho, todo o sistema de controle é embarcado no *hardware* dSPACE, ou seja, todas malhas de controle existentes (Controles 1, 2 e 3 na Figura 24) foram implementadas no dSPACE. Para isso, utilizou-se 10 entradas e 5 saídas analógicas nesse dispositivo, a saber:

- i. Conversor CC-CC *boost* - Controle 1: Tensão (v_{PV}) e corrente (i_{PV}) do arranjo fotovoltaicos, como entradas e a ação de controle (m_{PV}) do conversor, como saída;
- ii. Conversor CC-CC bidirecional em corrente - Controle 2: Tensão do barramento CC (v_{CC}) e corrente da bateria (i_{bat}), como entradas e a ação de controle (m_{CC}) do conversor, como saída;
- iii. Conversor CC-CA de interface - Controle 3: Tensão do PAC (v_{sa} , v_{sb} e v_{sc}), corrente do conversor (i_a , i_b e i_c) e corrente da carga não linear (i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}), como entradas e a ação de controle (m_a , m_b e m_c) do conversor, como saídas;

Por outro lado, todo o circuito de potência desse trabalho foi embarcado no RTDS, tais como: o modelo equivalente do painel solar, o conversor CC-CC *boost*, o modelo do banco de baterias utilizado, o conversor CC-CC bidirecional em corrente, o conversor CC-CA de interface, as cargas, as linhas de transmissão, o modelo do Sistema Elétrico de Potência (SEP) e a máquina síncrona.

É mostrado na Figura 37 uma descrição geral da configuração da simulação em HIL nesse trabalho. Nessa Figura, observa-se que a placa cartão analógico de saída (*Giga Transceiver Analogue Output Card*) (GTAO) do RTDS realiza a amostragem dos sinais de tensão e corrente descritos, que são enviado ao dSPACE para realização das lógicas de controle, externando os sinais de controle que são amostradas novamente no RTDS pela placa cartão analógico de entrada (*Giga Transceiver Analogue Input Card*) (GTAI). Itera-se que no esquemático da Figura 37 não está representada a placa de entrada e saída de sinais analógicos do dSPACE (Figura 39).

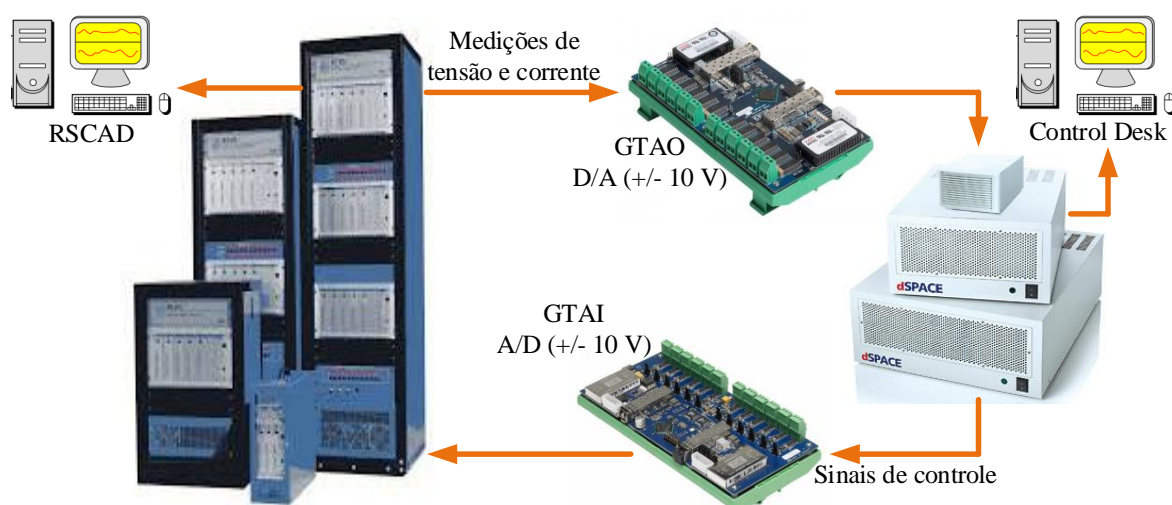


Figura 37: Configuração da simulação em HIL.

Destá forma, com o auxílio desse tipo de simulação, estratégias de controle avançadas podem ser testadas em um ambiente mais seguro, de baixo custo e com condições de simulação que estão mais próximas da realidade. E ainda, contribuições podem ser alcançadas em sistemas simulados dessa forma já que é possível a investigação de novas ideias, novas topologias construtivas de determinados sistemas.

3.6.4 COMUNICAÇÃO ENTRE RTDS E DSPACE

Como já foi dito, a comunicação entre os equipamentos se dá através de cartões de entrada e saída (do inglês, *Input/Output* - I/Os). No RTDS, os cartões responsáveis pela interface de sinais analógicos de entrada e saída são os GTA0 e GTAI, respectivamente, conforme a Figura 38.

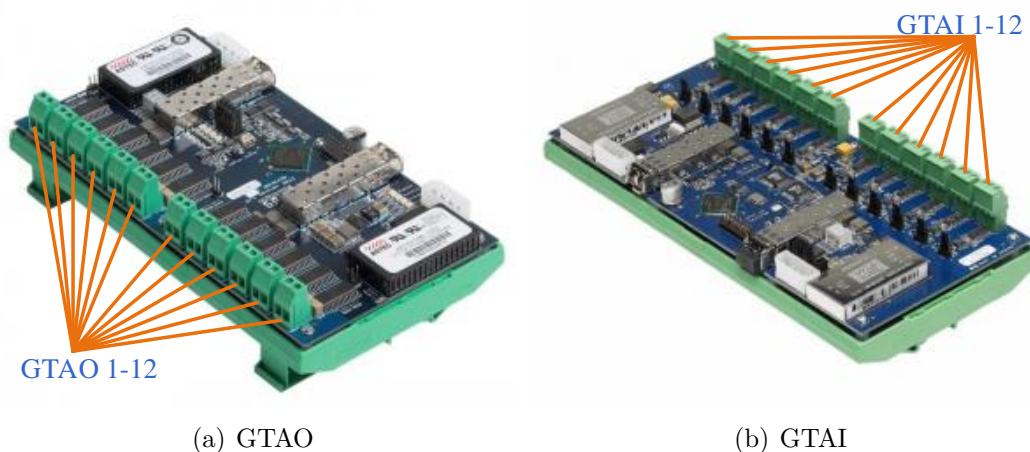


Figura 38: Placas de de entrada e saída de sinais analógicos no RTDS. Fonte: adaptado do manual do fabricante.

O GTA0 (Figura 38(a)) fornece saída analógica opticamente isolada da simulação para equipamentos externos. Esse cartão, inclui doze canais de saída analógicos com uma faixa de saída de ± 10 volts. Os conversores digital-analógico (D/A) de 16 bits fornecem uma ampla faixa dinâmica. Isto é frequentemente necessário ao fornecer sinais de tensão e corrente medidos para os dispositivos de proteção, assim como os de controle. O GTA0 pode fornecer sinais analógicos de tensão e corrente (nesse caso, sinal analógico de tensão que representa um sinal de corrente) com um taxa de amostragem de $1,0 \mu\text{s}$. Já o cartão GTAI (Figura 38 (b)) recebe entrada analógica opticamente isolada de equipamentos externos para a simulação. Esse cartão inclui 12 canais de entrada analógicos com cada canal configurado como uma entrada diferencial. A faixa de entrada é ± 10 volts. Conversores analógico-digital (A/D) de 16 bits são usados no GTAI. Todos os 12 canais analógicos são amostrados de forma síncrona, com as

amostras enviadas para a placa do processador a cada $6,0 \mu\text{s}$.

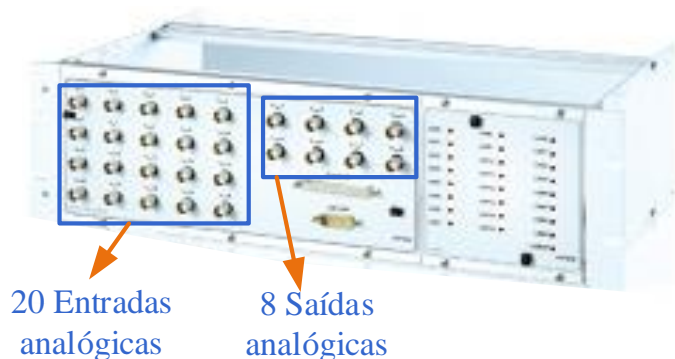


Figura 39: Placa de entrada e saída de sinais no dSPACE. Fonte: adaptado do manual do fabricante.

Agora, no dSPACE, a placa responsável pela interface de sinais analógicos de entrada e saída utilizada é a DS2201 que conta com vinte entradas e oito saídas, conforme a Figura 39. Este equipamento contém uma placa de processamento DS1006, baseada no processador Opteron de quatro núcleos da AMD, objetivando a simulação de modelos extensos, complicados e de processamento pesado.

3.7 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram apresentados e discutidos, principalmente, os projetos dos controladores do sistema: do conversor CC-CC *boost*, do conversor CC-CC bidirecional em corrente, do conversor CC-CA de interface. Inerentes a essa última topologia, apresentou-se os controladores do SRF-PLL, as parcelas do controlador PI e PI-SSI-SRF para o caso de filtro ativo de potência, e os controladores de tensão e frequência para o caso da máquina síncrona virtual. Por fim, descreveu-se como foi modelada a microrrede utilizada e como realizou-se a configuração da simulação em HIL.

4 RESULTADOS

Nesse capítulo, serão apresentados os resultados obtidos através da simulação em tempo real com controle *Hardware In the Loop* para os modos de funcionamento do sistema, são eles: filtro ativo de potência, máquina síncrona virtual e por fim, como gerenciador de energia.

4.1 SISTEMA ATUANDO COMO FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA

Para o modo de operação como filtro ativo, exclusivamente, considerou-se o sistema sem o PV, sem a bateria, e com a rede elétrica conectada. No barramento CC utilizou-se um capacitor e, com isso, efetuou-se o controle da tensão nesse barramento, a partir do conversor CC-CA. Algumas características de simulação para o modo de operação como filtro ativo de potência estão expostas na Tabela 3.

Tabela 3: Parâmetros de Simulação do modo de operação como Filtro Ativo.

Partes do Circuito	Descrição	Valores
Controladores	Ganho proporcional de tensão CC ($K_{p,cc}$)	$5.278 \frac{W}{V}$
	Ganho integral de tensão CC ($K_{i,cc}$)	$1421.300 \frac{W}{V.s}$
	Ganho proporcional de corrente (K_p)	8.400Ω
	Ganho integral de corrente (K_i)	1000Ω
	Constante de tempo do controlador de corrente (τ_i)	$0,500 \text{ ms}$
	Ganho integral do SSI 1 (K_{i6})	100Ω
	Ganho integral do SSI 2 (K_{i12})	75Ω
	Ganho integral do SSI 3 (K_{i18})	50Ω
	Ganho proporcional do PLL (K_{pPLL})	377 rad/s
	Ganho integral do PLL (K_{iPLL})	$142129 \text{ rad}^2/\text{s}^2$
Modelo da Rede Elétrica	Tensão no PAC (v_s)	180 V
	Frequência (f)	60 Hz
	Indutância da linha (L_s)	$1\mu H$
	Resistência da linha (R_s)	$0,3m\Omega$
Carga não linear	Potência Ativa (P_L)	10 kW
	Potência Reativa (Q_L)	1 kVAr
Conversor de Interface	Capacitor do barramento CC (C_{CC})	$10000\mu F$
	Indutância do filtro de saída (L_c)	2 mH
	Resistência do filtro de saída (R_c)	$0,5\Omega$
	Frequência de chaveamento (f_s)	15 kHz

Nesse modo de operação, o conversor CC-CA foi controlado de forma a compensar as correntes harmônicas de uma carga não linear e efetuar o controle no barramento CC. E a partir da metodologia adotada na seção anterior, obteve-se o resultados obtido na Figura 40.

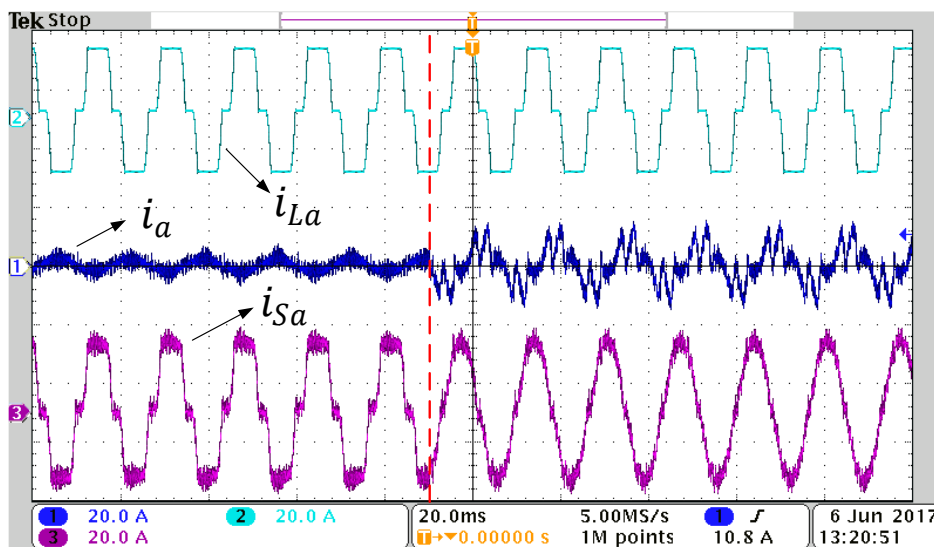


Figura 40: Compensação da corrente harmônica.

Na Figura 40 pode-se observar três curvas, a saber: i_{La} , i_a e i_{sa} que representam a corrente da carga, a corrente do conversor e a corrente da rede elétrica, respectivamente. Sendo assim, é possível observar a efetiva compensação das harmônicas presentes na corrente da carga. Tal compensação é iniciada imediatamente após a linha tracejada em vermelho na Figura 40.

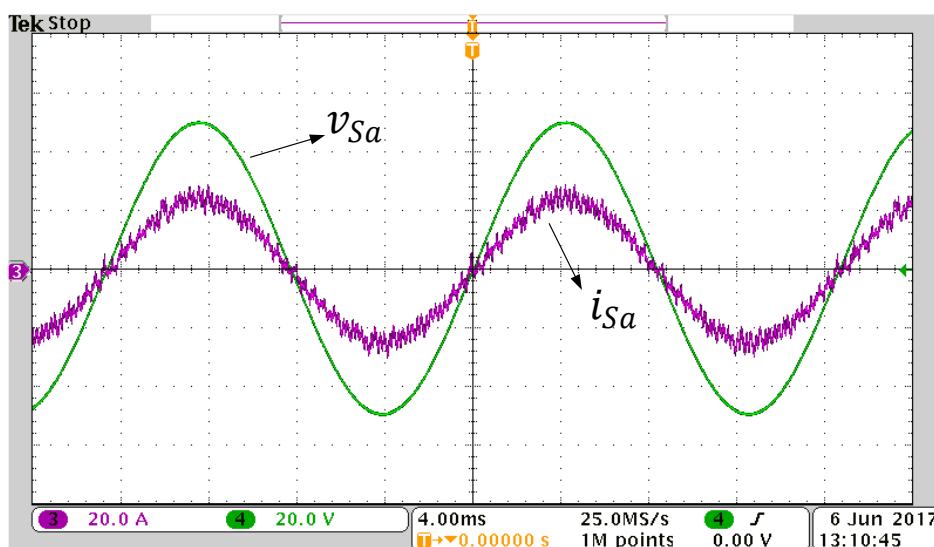


Figura 41: Tensão e corrente da rede elétrica em fase.

Como forma de comprovar a compensação da potência reativa demandada pela

carga não linear, exibe-se na Figura 41 a corrente e a tensão da rede elétrica, em fase. Com base nessa Figura, fica claro que o conversor fornece a potência reativa consumida pela carga.

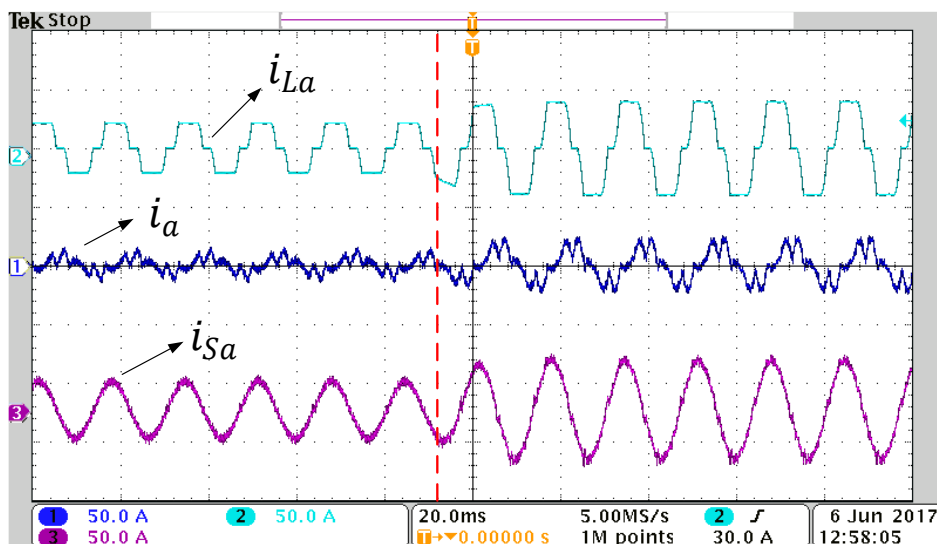


Figura 42: Resposta dinâmica ao degrau de carga.

Já em relação à Figura 42 pode-se observar a robustez do filtro ativo, já que a amplitude da corrente não senoidal demandada pela carga (i_{La}) é aumentada e o sistema de controle atua para que o filtro passe a injetar uma corrente através do conversor (i_a) também maior.

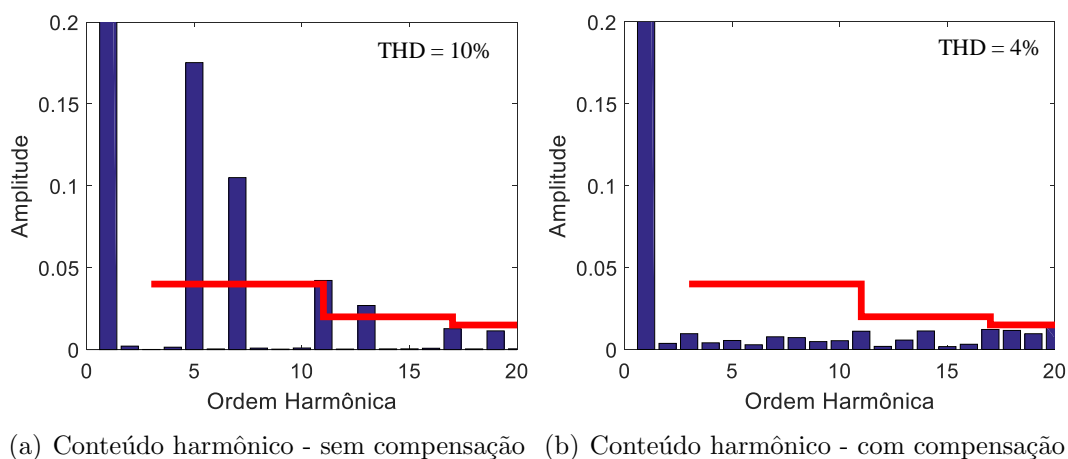


Figura 43: Distorção harmônica total da corrente da rede elétrica na fase A (i_{sa}).

Por fim, como forma de quantificar e qualificar a compensação mencionada na Figura 40, observa-se o conteúdo harmônico na corrente da rede elétrica antes (Figura 43 (a)) e depois (Figura 43 (b)) da compensação iniciada na linha tracejada em vermelho (Figura 40). Itera-se que a linha contínua em vermelho na Figura 43 mostra o limite

de conteúdo harmônico em cada ordem, de acordo com a IEEE-519 (II, 1993). Sendo assim, comprova-se a performance do filtro ativo de potência simulado.

4.2 SISTEMA ATUANDO COMO MÁQUINA SÍNCRONA VIRTUAL

Algumas características de simulação para o modo de operação como máquina síncrona virtual estão expostas na Tabela 4.

Tabela 4: Parâmetros de Simulação do modo de operação como Máquina Síncrona Virtual.

Partes do Circuito	Descrição	Valores
Controladores	Inércia virtual (J)	0,4 ms
	Coefficiente de amortecimento (D_p)	0,203
	Coefficiente de queda de tensão (D_q)	117,88
	Constante de tempo da malha de frequência (τ_i)	2 ms
	Constante de tempo da malha de tensão (τ_v)	2 ms
	Referência de frequência angular ($\dot{\theta}_{ref}$)	377 rad/s
	Tensão terminal de referência (v_{ref})	180 V
	Parâmetro K	88,882
Carga Linear	Potência Ativa (P_L)	80 kW
	Potência Reativa (Q_L)	0 kVAr
Conversor de Interface	Capacitor do barramento CC (C_{CC})	1000 μF
	Indutância do filtro de saída (L)	2 mH
	Resistência do filtro de saída (R)	0,5 Ω
	Capacitância do filtro de saída (C)	15 μF
	Frequência de chaveamento (f_s)	10 kHz

Para esse modo de operação, contou-se com a participação de todos os elementos do sistema (PV, bateria e rede/microrrede). Desta forma, o conversor CC-CA foi controlado de forma atuar como um regulador (ou estabilizador) da tensão e frequência no PAC. Para isso, incorporou-se uma inércia virtual (J) ao conversor para que o mesmo atuasse com características e dinâmica de uma máquina síncrona, por isso, esse modo de controle é chamado de Máquina Síncrona Virtual VSM na literatura (ZHONG & HORNIK, 2012; ZHONG & WEISS, 2011). Sendo assim, obteve-se alguns resultados para dois diferentes casos de operação do VSM, a saber: momento de queda da rede elétrica (analisar a dinâmica nos instantes pós-falta) e a inserção de flutuações de carga (tipicamente um degrau de carga).

4.2.1 MOMENTO DE ILHAMENTO

Para esse caso, quando ocorre o ilhamento do restante do sistema, ou seja, no momento em que o barramento infinito é desconectado, pode-se observar a dinâmica

do sistema restante (Microrrede e cargas) sem o VSM, conforme a Figura 45, para a tensão no PAC.

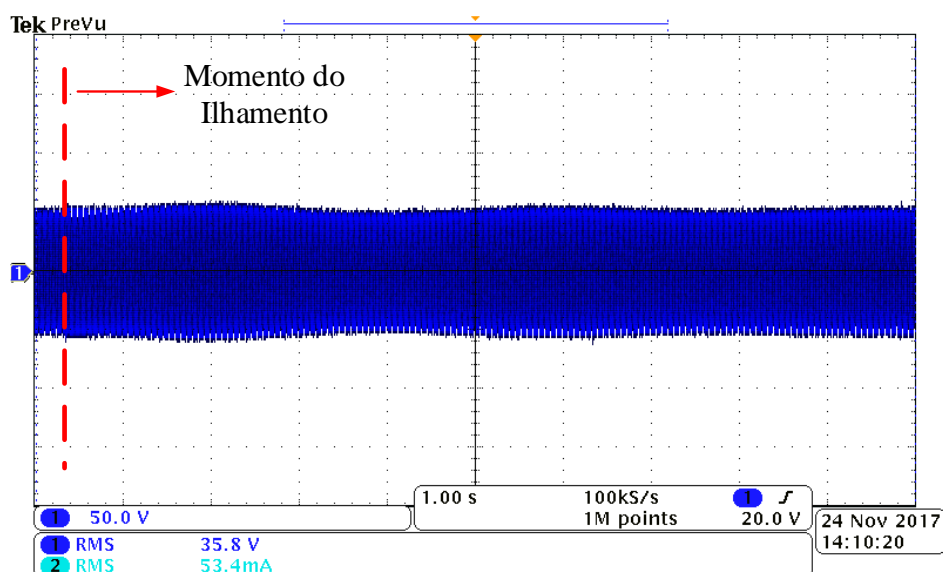


Figura 44: Tensão no PAC no momento do ilhamento, sem o VSM.

Em contraste com o exposto na Figura 44, a Figura 45 exibe a dinâmica da tensão no PAC, do barramento CC, da frequência e da corrente do inversor, quando o VSM está em operação, com as curvas retiradas de um osciloscópio.

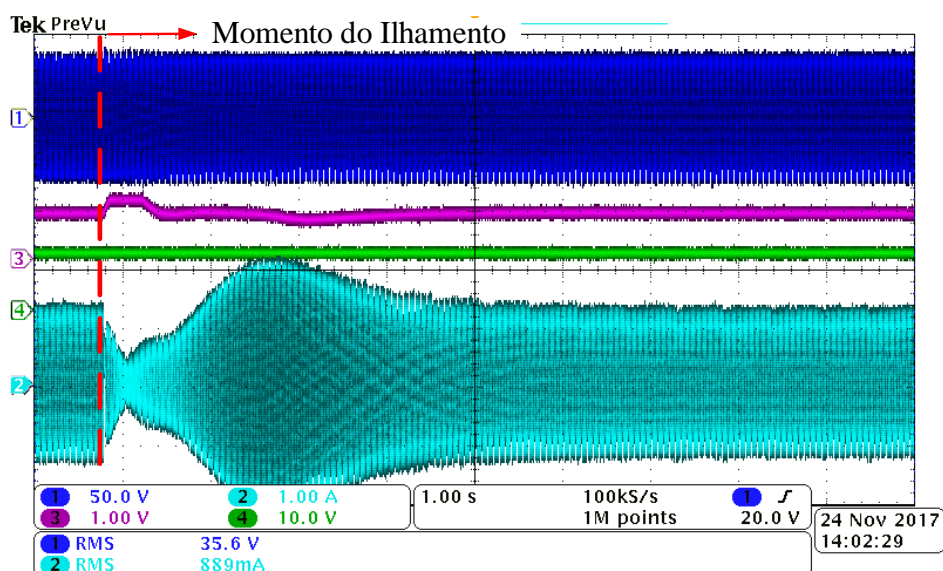


Figura 45: Operação do VSM no momento de ilhamento. Canal 1 (azul escuro): Tensão no PAC; Canal 2 (azul claro): Corrente do conversor; Canal 3 (roxo): Tensão do barramento CC; Canal 4 (verde): Frequência.

Dessa forma, agora com o funcionamento do VSM, as variações percebidas na tensão no PAC na Figura 44, já não são mais notadas na Figura 45, devido ao funcionamento

do VSM, estabilizando a mesma. Assim, é possível perceber uma comparação da amplitude da tensão no PAC com e sem o VSM, a partir da Figura 46.

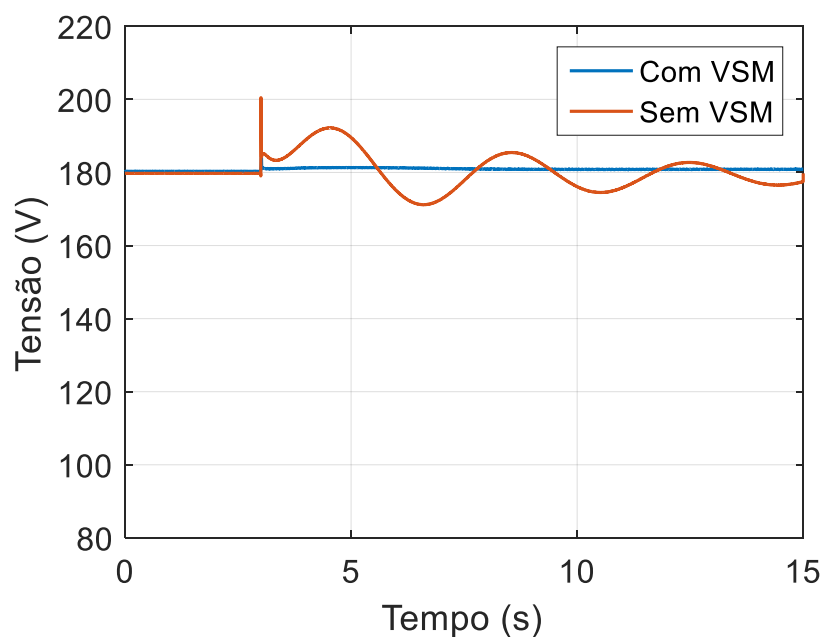


Figura 46: Amplitude da tensão no PAC com e sem o VSM, para o caso de desconexão da rede elétrica.

A variação de frequência não é percebida na Figura 45, devido a escala. Porém, como forma de comprovar o funcionamento desse modo de operação, a dinâmica da frequência pode ser observada na Figura 47 com e sem o VSM, a título de comparação.

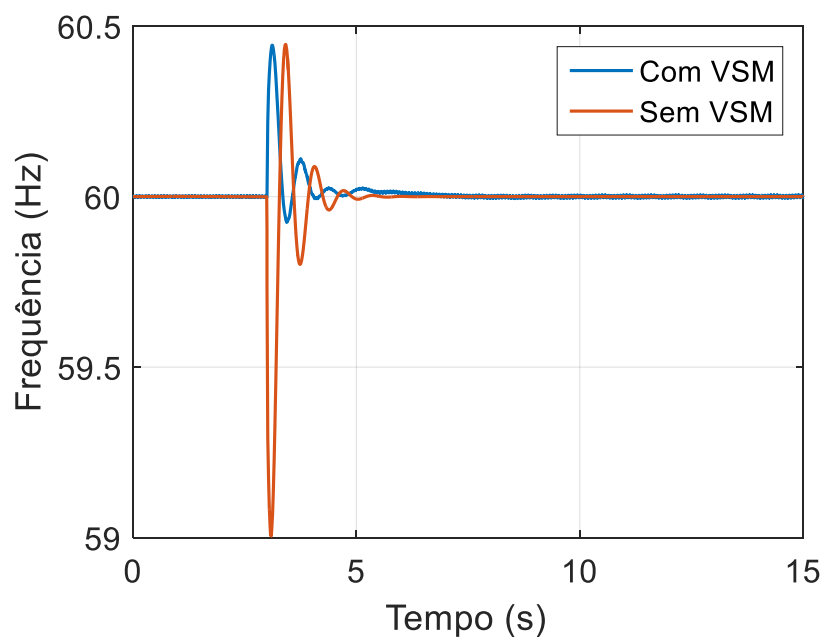


Figura 47: Frequência do sistema no momento do ilhamento, com e sem o VSM.

Com base na Figura 47, observa-se uma atenuação nas amplitudes das oscilações

da frequência assim como um tempo de assentamento menor.

Também pode-se analisar a dinâmica da tensão no barramento CC a partir da Figura 48, em que ocorre um pico de tensão no início do transitório. Este pico não prejudica a dinâmica do controle, que estabiliza a mesma após aproximadamente cinco segundos.

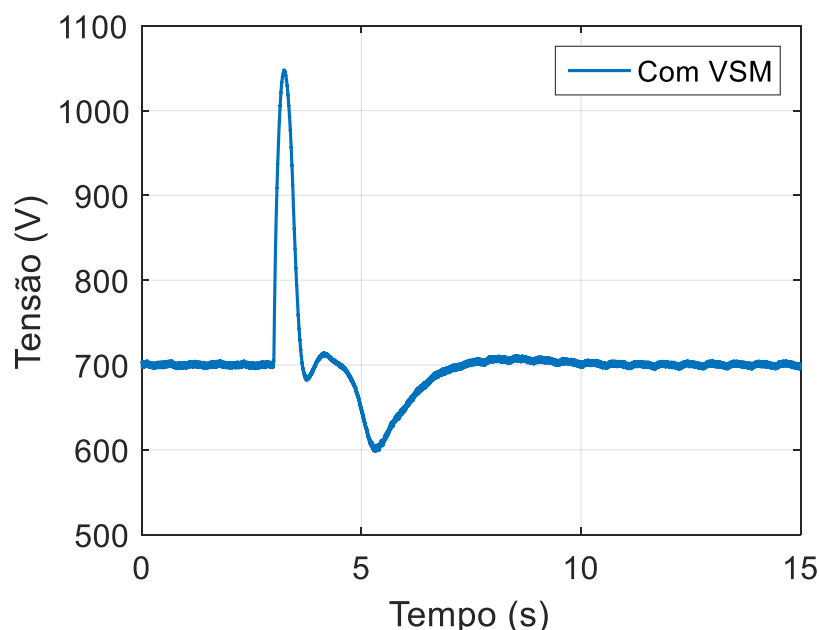


Figura 48: Tensão no barramento CC no momento do ilhamento.

4.2.2 FLUTUAÇÃO DE CARGA NO MODO DE MICRORREDE DES-CONECTADA DA REDE ELÉTRICA

Por fim, nesse último caso de operação do VSM com a microrrede, atuando ilhada, aplicou-se um variação de carga e com isso, observa-se flutuações na tensão (no caso sem o VSM), e na frequência do sistema.

O degrau de carga aplicado foi de 40% da potência nominal da máquina síncrona. Observa-se então, na Figura 49 a comparação da amplitude da tensão no PAC, com e sem o VSM.

Com base na Figura 49, observa-se um desvio considerável na tensão do PAC quando o VSM não está atuando como comentado, confirmando a vulnerabilidade da microrrede, quando opera de forma isolada (há uma oscilação muito grande no sistema). Já na Figura 50, exhibe-se a frequência do sistema também como forma de de comparar os desempenhos, com e sem o VSM.

Em relação à frequência (Figura 50), a regulação está intimamente ligada a esta-

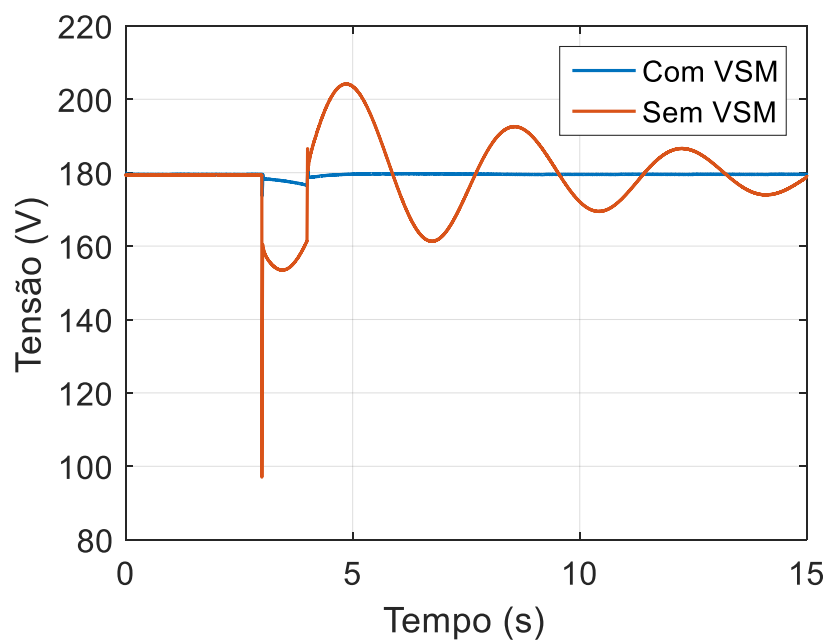


Figura 49: Amplitude da tensão no PAC, com e sem o VSM, para o caso da microrrede isolada.

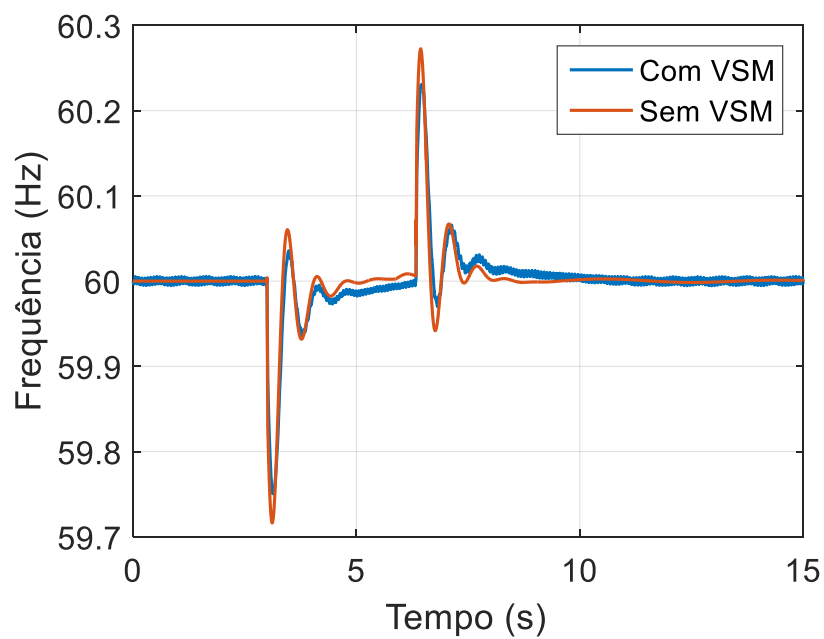


Figura 50: Frequência do sistema, como e sem o VSM.

bilização do sistema, como observado pelo mesmo tempo de assentamento, entretanto, em termo de resposta transitória, pouco altera-se, mas ainda assim, possui, de fato, as amplitudes da oscilações atenuadas.

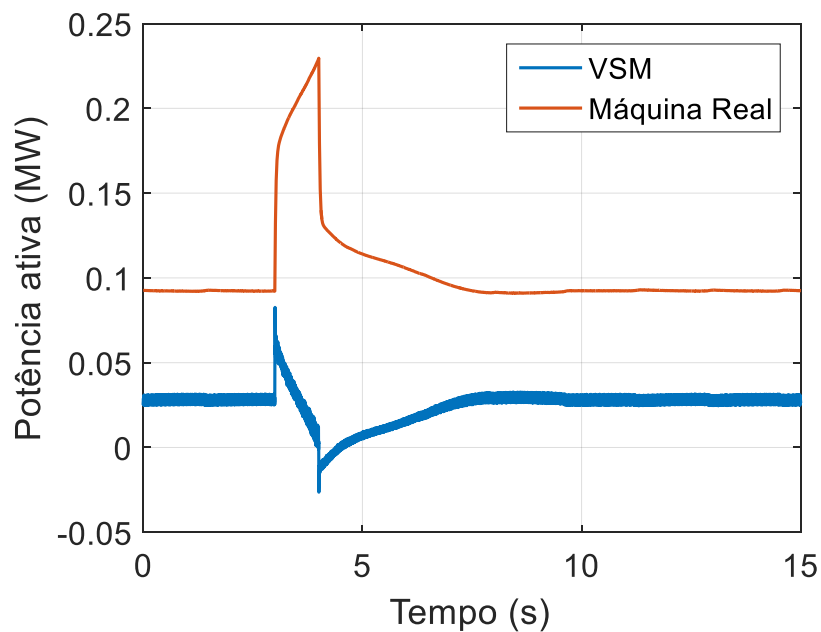


Figura 51: Potência ativa da máquina síncrona real e da virtual.

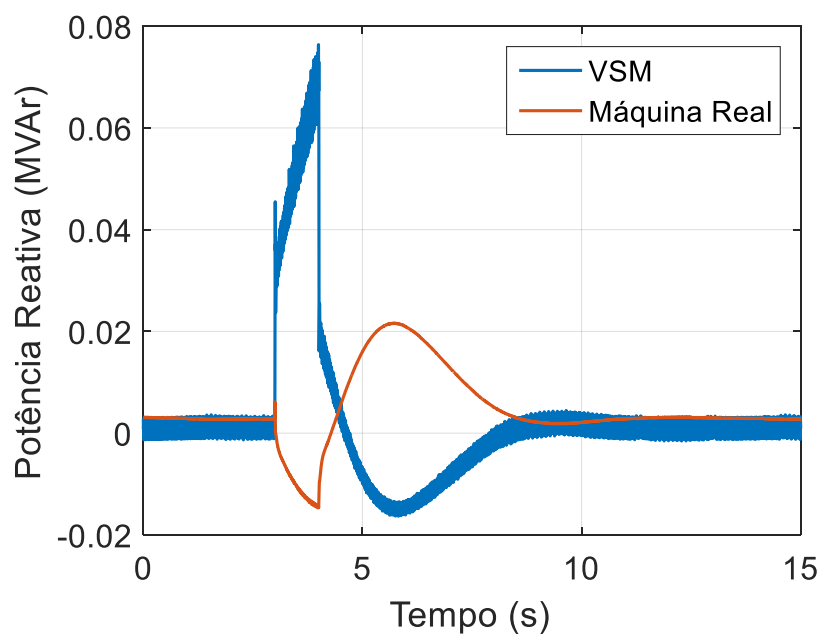


Figura 52: Potência reativa da máquina síncrona real e da virtual.

Assim, nesse caso de operação, observa-se nas Figuras 51 e 52, a comparação das potências ativa e reativa da máquina síncrona real e da virtual, obviamente, com o VSM em operação. Nessas Figuras, é possível observar que as curvas possuem dinâmica

complementar, mostrando que o VSM oferece estabilidade e regulação na tensão e na frequência.

Como visto na Figura 22, a dinâmica da potência ativa no VSM (Figura 51) possui a mesma característica de resposta para a regulação primária e secundária de frequência. Por outro lado, na Figura 52, observa-se a dinâmica assumida pelo VSM como forma de regulação da tensão terminal no PAC.

4.3 SISTEMA ATUANDO COMO GERENCIADOR DE POTÊNCIA

Por último, o terceiro modo de operação desse trabalho é com o sistema atuando como gerenciador de energia. Isto é, controlando o fluxo de potência da bateria, de acordo com a disponibilidade de potência do PV e as demandas da carga. Sendo assim, para esse caso, simulou-se o sistema durante 24 horas, com modelos de irradiação real no Município de Juiz de Fora e um modelo real residências de carga, também com demanda variável, conforme a Figura 53. É relevante informar que o tempo de simulação de 24 horas é fictício. Ou seja, configurou-se o RTDS para que a simulação acontecesse durante 10 minutos, e esse tempo, representasse as 24 horas comentadas. Itera-se também que os dados citados de irradiação solar e perfil de carga são dados conseguidos de uma concessionária de energia.

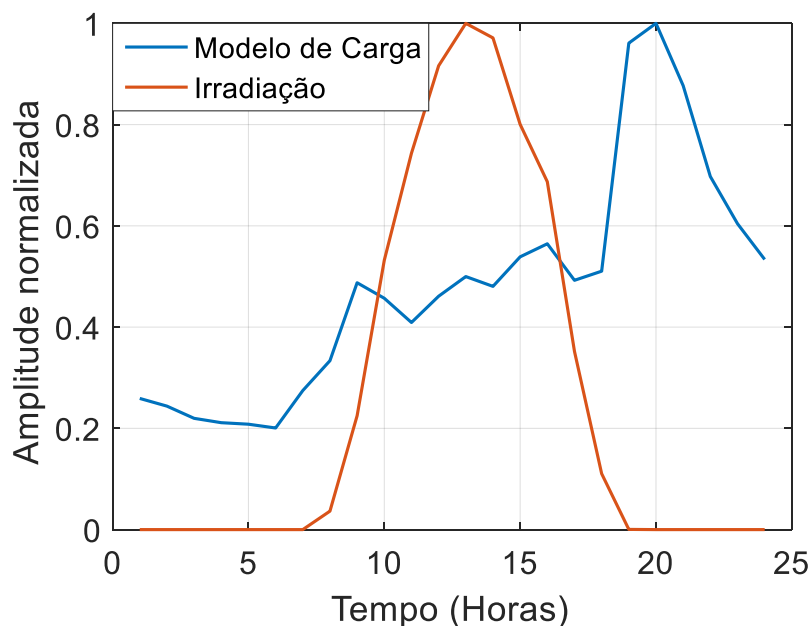


Figura 53: Dinâmica da irradiação e do modelo de carga.

De acordo com a Figura 53, observam-se as características clássicas das duas curvas. Ou seja, a irradiação atinge o seu ponto máximo próximo das 13:00 horas, e a

demanda maior de carga (perfil residencial) acontece em torno das 19:00, e continua com alta demanda até as 22:00 horas. Itera-se que a curva mostrada na Figura 53 está normalizada, ou seja, não diz respeito ao valores reais de potência da carga e do PV, apenas ilustram a dinâmica de variação.

Com base no exposto, tendo em mente o sistema completo, mostrado na Figura 24, com o PV, a bateria e a microrrede, basicamente, definiu-se como estratégia de controle, nesse caso, que a bateria é descarregada para manter a potência fixa da máquina (limite máximo). As curvas de potência de cada parte do sistema citado podem ser observadas na Figura 54.

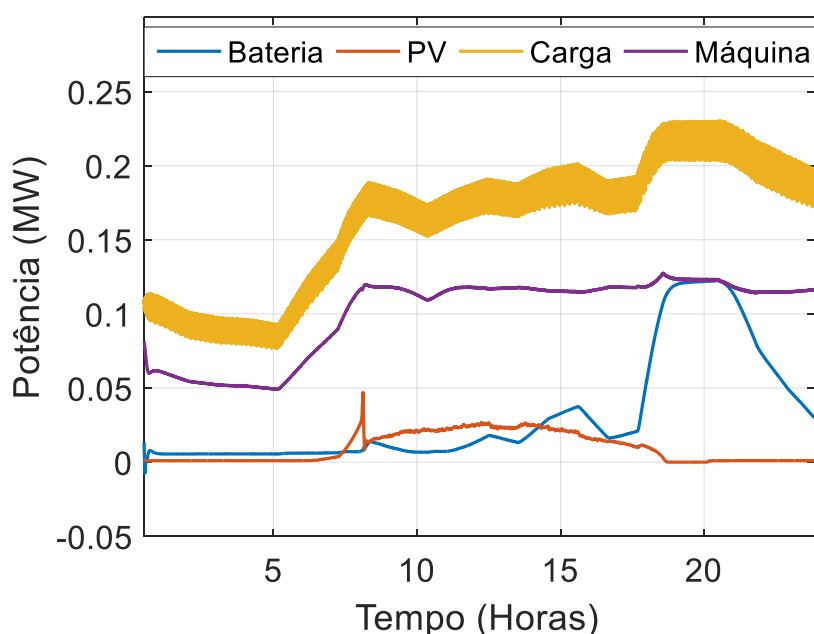


Figura 54: Dinâmica das potências: bateria, PV, carga e bateria.

Portanto, em relação a essa Figura, quando a demanda de carga ultrapassa o valor máximo que seria suportado pela máquina síncrona real, ou seja, $P_{bat} = P_{carga} - P_{maq}$, com uma saturação de zero até o máximo valor de descarga de potência da bateria, a mesma descarrega de forma a manter a potência fixa do gerador. Vale iterar que a soma das potências do PV, da bateria e da máquina devem ser exatamente igual a potência da carga, porém, devido as perdas nas linhas de distribuição e no transformador associado à máquina real, os valores de geração são ligeiramente maiores.

4.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram abordados alguns resultados com o sistema (i) atuando com filtro ativo de potência, para compensar a corrente harmônica de uma carga não linear,

(ii) atuando como máquina síncrona virtual a fim de regular (ou estabilizar) a tensão no PAC e a frequência do sistema e por fim, (iii) atuando como gerenciador de energia, para oferecer suporte de potência a microrrede, para equilibrar geração e demanda.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O principal objetivo desse trabalho foi - além do desenvolvimento de um sistema híbrido, o qual contava com um arranjo PV e com baterias - mitigar ou solucionar problemas relacionados à penetração de sistemas de geração distribuída, oferecendo suporte à rede elétrica a partir de algumas funcionalidades auxiliares do conversor CC-CA de interface. As funcionalidades estudadas, modeladas e implementadas nas simulações em tempo real foram (i) o sistema operando como filtro ativo de potência, (ii) como máquina síncrona virtual e também como (iii) gerenciador de energia.

O primeiro modo de funcionamento possui a característica de filtragem ativa de correntes harmônicas geradas por uma carga não linear. O segundo modo de operação permite regular a tensão e frequência no PAC em momentos de ilhamento e de variações bruscas de carga. E, por fim, a atuação como gerenciador de energia, permite trabalhar com o gerenciamento das fontes existentes no sistema, a fim de atender as necessidades de carga sem sobrecarregar a máquina síncrona real utilizada durante operação ilhada.

A partir da modelagem dessas funcionalidades tratadas, como descrito nos objetivos dessa dissertação, foi possível projetar os controladores necessários para desempenhar, com um boa performance, cada uma delas. Nos capítulos anteriores pode-se observar, principalmente, os controladores adotados no modo de operação como filtro ativo e como VSM. Por fim, caracterizaram-se e exemplificou-se algumas topologias de controle adotadas em microrredes, onde o sistema estudado também se insere.

Realizou-se também a descrição dos equipamentos utilizados nesse trabalho: RTDS e dSPACE, sendo também apresentadas as configurações para a simulação com o controle HIL, também como descrito na seção de objetivos no Capítulo 1.

No que tange aos resultados obtidos pela simulação em tempo real com controle em HIL, mostrou-se o desempenho das estratégias de controle adotadas, demonstrando que o inversor multifuncional pode ser um elemento chave em sistemas com alta penetração de renováveis.

Ao analisar os resultados, nota-se que houve sucesso no emprego da função filtro ativo, uma vez que na presença de carga não linear, as variáveis do sistema puderam ser mantidas dentro dos padrões de distorção recomendados pela IEEE 519 (II, 1993). No que tange a operação como VSM, vários desafios foram encontrados, uma vez que se trata de uma metodologia ainda recente na literatura. A implementação se deu com base em artigos, e não foi possível encontrar resultados que mostrem a efetividade em termos percentuais da correção/regulação de frequência, ou até que ponto o VSM é capaz de recuperar grandes oscilações. Pôde-se, entretanto, perceber uma funcionalidade robusta no que tange a regulação de tensão e frequência, para os casos aqui simulados. Por fim, para o emprego de gerenciador de energia, o inversor contou com o apoio dos controladores dos conversores CC-CC, de tal forma que, na presença de carga e irradiação dinâmicas, toda potência convertida pelos painéis foi utilizada, sendo complementada pelo banco de baterias em momentos de picos de carga.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

Como trabalhos futuros, é possível propor os seguintes desdobramentos:

- i.* Aprofundar o estudo dos conversores como gerenciadores em sistemas/microrredes com múltiplas fontes. Pode-se monitorar o estado de carga, do inglês, *State Of Charge* (SOC) da bateria para que ela atue entre limites desejáveis, e até mesmo incluir-se variações tarifárias que incentivem o armazenamento em determinadas horas.
- ii.* Substituição ou melhorias do *Hardware* utilizado para embarcar o controle (dSPACE), inclusive, no passo de simulação;
- iii.* Realizar testes dinâmicos em sistemas mais complexos, como por exemplo o IEEE 13 barras (*IEEE 13 Node Test System*);
- iv.* Implementação prática do sistema, no qual pode-se utilizar o Lab-solar da UFJF;
- v.* Estudo mais aprofundado das dinâmicas e estabilidade de sistemas ilhados, considerando parâmetros da máquina utilizada na alimentação, ou mesmo a não existência da mesma. Com isso, pode-se verificar que variações de frequência e tensão são realmente esperados e até que ponto o VSM consegue exercer a regulação;

- vi.* Estudar e dimensionar os elementos físicos do sistema, tais como: tamanho do PV, da bateria e da máquina síncrona.

REFERÊNCIAS

- ABU-RUB, H.; MALINOWSKI, M.; AL-HADDAD, K. *Power electronics for renewable energy systems, transportation and industrial applications*. : John Wiley & Sons, 2014.
- ADHIKARI, S.; LI, F. Coordinated v_f and p_q control of solar photovoltaic generators with mppt and battery storage in microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, IEEE, v. 5, n. 3, p. 1270–1281, 2014.
- AHMED, A. N. R. et al. Efficient pv array modelling by analyzing pv system (cell/module/array) based on matlab. In: IEEE. *Electrical Information and Communication Technology (EICT), 2015 2nd International Conference on*. 2015. p. 492–497.
- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. : John Wiley & Sons, 2017.
- ALBU, M. et al. Storage selection for dg applications containing virtual synchronous generators. In: IEEE. *PowerTech, 2009 IEEE Bucharest*. 2009. p. 1–6.
- ALMEIDA, P. Modelagem e controle de conversores estáticos fonte de tensão utilizados em sistemas de geração fotovoltaicos conectados à rede elétrica de distribuição. ufjf. juiz de fora. *Juiz de Fora*, 2011.
- ALMEIDA, P. M. d. et al. Contribuições ao estudo de conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica sem filtros passivos: projeto de controladores digitais para redução do conteúdo harmônico. Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), 2013.
- ALSIRAJI, H. A.; EL-SHATSHAT, R. Comprehensive assessment of virtual synchronous machine based voltage source converter controllers. *IET Generation, Transmission & Distribution*, IET, 2017.
- BELL, F. et al. Secondary voltage and reactive power support via smart inverters on a high-penetration distributed photovoltaic circuit. In: IEEE. *Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT), 2016 IEEE Power & Energy Society*. 2016. p. 1–6.
- BENINI, M. et al. Battery energy storage systems for the provision of primary and secondary frequency regulation in italy. In: IEEE. *Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2016 IEEE 16th International Conference on*. 2016. p. 1–6.
- BEVRANI, H.; ISE, T.; MIURA, Y. Virtual synchronous generators: A survey and new perspectives. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Elsevier, v. 54, p. 244–254, 2014.
- BIDRAM, A.; DAVOUDI, A. Hierarchical structure of microgrids control system. *IEEE Transactions on Smart Grid*, IEEE, v. 3, n. 4, p. 1963–1976, 2012.

- BRITO, M. et al. Contribuição ao estudo dos principais algoritmos de extração da máxima potência dos painéis fotovoltaicos. *Eletrônica de Potência*, v. 17, n. 3, p. 592–600, 2012.
- BRITO, M. A. D. et al. Avaliação das principais técnicas para obtenção de mppt de painéis fotovoltaicos. In: IEEE. *Industry Applications (INDUSCON), 2010 9th IEEE/IAS International Conference on*. 2010. p. 1–6.
- CASARO, M. M.; MARTINS, D. C. Modelo de arranjo fotovoltaico destinado a análises em eletrônica de potência via simulação. *Eletrônica de Potência*, v. 13, n. 3, p. 141–146, 2008.
- CAVALCANTI, M. et al. Comparative study of maximum power point tracking techniques for photovoltaic systems. *Eletrônica de Potência*, v. 12, n. 2, p. 163–171, 2007.
- CHAKRABORTY, S.; SIMÕES, M. G.; KRAMER, W. E. Power electronics for renewable and distributed energy systems. *A Sourcebook of Topologies, Control and Integration*, Springer, p. 235–265, 2013.
- CHAPMAN, S. J. *Fundamentos de máquinas elétricas*. : AMGH Editora, 2013.
- CHEN, Y. et al. Comparison of methods for implementing virtual synchronous machine on inverters. In: *International Conference on Renewable Energies and Power Quality*. 2012. p. 1–6.
- CHUNG, S.-K. A phase tracking system for three phase utility interface inverters. *IEEE Transactions on Power electronics*, IEEE, v. 15, n. 3, p. 431–438, 2000.
- D'ARCO, S.; SUUL, J. A. Virtual synchronous machines?classification of implementations and analysis of equivalence to droop controllers for microgrids. In: IEEE. *PowerTech (POWERTECH), 2013 IEEE Grenoble*. 2013. p. 1–7.
- D'ARCO, S.; SUUL, J. A. Equivalence of virtual synchronous machines and frequency-droops for converter-based microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, IEEE, v. 5, n. 1, p. 394–395, 2014.
- D'ARCO, S.; SUUL, J. A.; FOSSO, O. B. Small-signal modelling and parametric sensitivity of a virtual synchronous machine. In: IEEE. *Power Systems Computation Conference (PSCC), 2014*. 2014. p. 1–9.
- D'ARCO, S.; SUUL, J. A.; FOSSO, O. B. A virtual synchronous machine implementation for distributed control of power converters in smartgrids. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, v. 122, p. 180–197, 2015.
- DSPACE. *Digital Signal Processing and Control Engineering*. nov. 2017. Disponível em: <<https://www.dspace.com/>>.
- FARRET, F. A.; SIMOES, M. G. *Integration of alternative sources of energy*. : John Wiley & Sons, 2006.
- FARUQUE, M. O. et al. Real-time simulation technologies for power systems design, testing, and analysis. *IEEE Power and Energy Technology Systems Journal*, IEEE, v. 2, n. 2, p. 63–73, 2015.

FERREIRA, R. A. F. et al. Controle de microrredes cc baseado em droop adaptativo de tensão-simulação em tempo real com control-hardware-in-loop. Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), 2015.

FITZGERALD, A. E. et al. *Electric machinery*. : McGraw-Hill New York, 2003.

FOGLI, G. A. et al. Integração de um grupo motor gerador diesel em uma rede secundária de distribuição através de um conversor estático fonte de tensão. Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), 2014.

FRACK, P. F. et al. Control strategy for frequency control in autonomous microgrids. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, IEEE, v. 3, n. 4, p. 1046–1055, 2015.

FURTADO, P. C. d. S. et al. Topology and control of a two-phase residential pv system with load compensation capability. In: IEEE. *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. 2015. p. 1127–1132.

GARDNER, F. M. *Phaselock techniques*. : John Wiley & Sons, 2005.

GHETTI, F. T. et al. Estudo comparativo de técnicas de controle de corrente aplicadas a filtros ativos shunt. In: *XVIII Congresso Brasileiro de Automática*. 2010. p. 12–16.

GRAINGER, J. J. S.; GRAINGER, W. D. J. J.; STEVENSON, W. D. *Power system analysis*. 1994.

GRUNOW, P. et al. Weak light performance and annual yields of pv modules and systems as a result of the basic parameter set of industrial solar cells. In: *19th European Photovoltaic Solar Energy Conference*. 2004. p. 2190–2193.

HATZIARGYRIOU, N. *Microgrids: Architectures and Control*. 1. ed. Wiley-IEEE Press, 2013. ISBN 978-1-118-72068-4,9781118720677,1118720687,978-1-118-72064-6,978-1-118-72065-3. Disponível em: <<http://gen.lib.rus.ec/book/index.php?md5=4f8dd159adc675a9ce25bbb4ce08967c>>.

II, I. F. Ieee recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems. 1993.

JAYALAKSHMI, N. et al. Battery-ultracapacitor storage devices to mitigate power fluctuations for grid connected pv system. In: IEEE. *India Conference (INDICON), 2015 Annual IEEE*. 2015. p. 1–6.

JIAYI, H.; CHUANWEN, J.; RONG, X. A review on distributed energy resources and microgrid. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 12, n. 9, p. 2472–2483, 2008.

JR, P. de A. S. et al. Analysis of mppt techniques applied to the dcm multiphase boost converter for the mitigation of partial shading in pv arrays. *Eletrônica de Potência*, v. 18, n. 4, p. 1138–1148, 2013.

KARAPANOS, V.; HAAN, S. de; ZWETSLOOT, K. Testing a virtual synchronous generator in a real time simulated power system. In: *Proc. Int. Conf. on Power Systems Transients (IPST)*. 2011.

- KIM, J.-Y. et al. Cooperative control strategy of energy storage system and microsources for stabilizing the microgrid during islanded operation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 25, n. 12, p. 3037–3048, 2010.
- KRAUSE, P. et al. *Analysis of electric machinery and drive systems*. : John Wiley & Sons, 2013.
- KROPOSKI, B.; BASSO, T.; DEBLASIO, R. Microgrid standards and technologies. In: IEEE. *Power and Energy Society General Meeting-Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*. 2008. p. 1–4.
- KUNDUR, P.; BALU, N. J.; LAUBY, M. G. *Power system stability and control*. : McGraw-hill New York, 1994.
- LIMONGI, L. et al. Digital current-control schemes. *IEEE industrial electronics magazine*, IEEE, v. 3, n. 1, p. 20–31, 2009.
- LUCAS, A.; CHONDROGIANNIS, S. Smart grid energy storage controller for frequency regulation and peak shaving, using a vanadium redox flow battery. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Elsevier, v. 80, p. 26–36, 2016.
- MALEKPOUR, A. R.; PAHWA, A. A dynamic operational scheme for residential pv smart inverters. *IEEE Transactions on Smart Grid*, IEEE, 2017.
- MARRA, F. et al. A decentralized storage strategy for residential feeders with photovoltaics. *IEEE Transactions on Smart Grid*, IEEE, v. 5, n. 2, p. 974–981, 2014.
- MATHISEN, E. R. *Application of Virtual Synchronous Machines for Integration of Offshore Wind Turbines into the Power System of Offshore Oil and Gas Platforms*. Dissertação (Mestrado) — NTNU, 2016.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M. *Power electronics: converters, applications, and design*. : John Wiley & Sons, 2007.
- MUSSE, B. F. et al. Real time simulation of pv system integration to the distribution grid using dynamic load model. In: IEEE. *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2017 IEEE 8th International Symposium on*. 2017. p. 1–6.
- PALIZBAN, O.; KAUHANIEMI, K.; GUERRERO, J. M. Microgrids in active network management?part i: Hierarchical control, energy storage, virtual power plants, and market participation. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 36, p. 428–439, 2014.
- PARHIZI, S. et al. State of the art in research on microgrids: A review. *IEEE Access*, IEEE, v. 3, p. 890–925, 2015.
- PERERA, A. *Virtual synchronous machine-based power control in active rectifiers for micro grids*. Dissertação (Mestrado) — Institutt for elkraftteknikk, 2012.
- QUIJANO, N.; PASSINO, K.; JOGI, S. A tutorial introduction to control systems development and implementation with dspace. *Tutorial, The Ohio State University, Columbus, OH*, 2002.

- RANAWEERA, I.; SANCHEZ, S.; MIDTGÅRD, O.-M. Residential photovoltaic and battery energy system with grid support functionalities. In: IEEE. *2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. 2015. p. 1–7.
- RASHID, M. H. *Power electronics: circuits, devices, and applications*. : Pearson Education India, 2015.
- RIBEIRO, P. F. et al. *Power systems signal processing for smart grids*. : John Wiley & Sons, 2013.
- RODRIGUES, M. et al. Microrrede híbrida cc/ca baseada em fontes de energia renovável aplicada a um edifício sustentável.
- RODRIGUEZ, P. et al. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In: JEJU, SOUTH KOREA. *Power Electronics Specialists Conference*. 2006. p. 1–7.
- RTDS, T. *Real Time Digital Simulator Technologies*. nov. 2017. Disponível em: <<https://www.rtds.com/>>.
- SATTAR, A. et al. Experimental study and performance evaluation of the renewable energy conversion systems under realistic grid conditions using rtds. In: IEEE. *Innovative Smart Grid Technologies-Asia (ISGT-Asia), 2016 IEEE*. 2016. p. 412–417.
- SCHOENUNG, S. Energy storage systems cost update. *SAND2011-2730*, 2011.
- SHUVRA, M. A.; CHOWDHURY, B. H. Autonomous control of smart inverters in grid connected and islanded mode. In: IEEE. *Power & Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT), 2017 IEEE*. 2017. p. 1–5.
- STETZ, T.; MARTEN, F.; BRAUN, M. Improved low voltage grid-integration of photovoltaic systems in germany. *IEEE Transactions on sustainable energy*, IEEE, v. 4, n. 2, p. 534–542, 2013.
- THORBERGSSON, E. et al. Primary frequency regulation with li-ion battery based energy storage system-evaluation and comparison of different control strategies. In: VDE. *Telecommunications Energy Conference 'Smart Power and Efficiency' (INTELEC), Proceedings of 2013 35th International*. 2013. p. 1–6.
- TORRES, M.; LOPES, L. A. A virtual synchronous machine to support dynamic frequency control in a mini-grid that operates in frequency droop mode. *Energy and Power Engineering*, Scientific Research Publishing, v. 5, n. 03, p. 259, 2013.
- TSAI, M.-j.; CHANG, Y.-j.; CHENG, P.-t. Verification of the power converter based virtual synchronous machine. In: IEEE. *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2016 19th International Conference on*. 2016. p. 1–7.
- VAN, T. V. et al. Virtual synchronous generator: An element of future grids. In: IEEE. *Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe), 2010 IEEE PES*. 2010. p. 1–7.

- VENTURI, C. et al. Hardware in the loop simulation of dg integration to the distribution grid using rtds and dspace. In: IEEE. *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. 2015. p. 1–6.
- VISSCHER, K.; HAAN, S. W. H. D. Virtual synchronous machines (vsg?s) for frequency stabilisation in future grids with a significant share of decentralized generation. In: IET. *SmartGrids for Distribution, 2008. IET-CIRED. CIRED Seminar*. 2008. p. 1–4.
- WALKER, J. H. *Large synchronous machines*. : Clarendon Press, 1981.
- WANIK, M.; BOUSSELHAM, A.; ELRAYYAH, A. Real-time simulation modeling for pv-battery based microgrid system. In: IEEE. *Power System Technology (POWERCON), 2016 IEEE International Conference on*. 2016. p. 1–6.
- WEI, Z.; JIE, C.; CHUNYING, G. Small signal modeling and analysis of synchronverters. In: IEEE. *Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), 2015 IEEE 2nd International*. 2015. p. 1–5.
- YAZDANI, A.; IRAVANI, R. *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*. : John Wiley & Sons, 2010.
- YI, Z.; DONG, W.; ETEMADI, A. H. A unified control and power management scheme for pv-battery-based hybrid microgrids for both grid-connected and islanded modes. *IEEE Transactions on Smart Grid*, IEEE, 2017.
- YUAN, C. et al. Energy storage configuration strategy for virtual synchronous machine. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2016 IEEE*. 2016. p. 1–6.
- ZHAN, W.; WU, Z. Virtual synchronous generator design method based on stable voltage and frequency of the machine. In: IEEE. *Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics (IHMSC), 2016 8th International Conference on*. 2016. v. 2, p. 480–483.
- ZHAO, H. et al. Voltage and frequency regulation of microgrid with battery energy storage systems. *IEEE Transactions on Smart Grid*, IEEE, 2017.
- ZHONG, Q.-C.; HORNIK, T. *Control of power inverters in renewable energy and smart grid integration*. : John Wiley & Sons, 2012.
- ZHONG, Q.-C.; WEISS, G. Synchronverters: Inverters that mimic synchronous generators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 58, n. 4, p. 1259–1267, 2011.