

**UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS**

Pedro Inácio de Nascimento e Barbalho

**Análise da Contribuição de um Banco de Baterias para a
Regulação de Tensão em um Sistema de Distribuição**

São Carlos

2018

Pedro Inácio de Nascimento e Barbalho

**Análise da Contribuição de um Banco de Baterias para a
Regulação de Tensão em um Sistema de Distribuição**

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia Elétrica com Ênfase em Sistemas de Energia e Automação, da Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Tit. Denis Vinicius Coury

**São Carlos
2018**

AUTORIZO A REPRODUÇÃO E DIVULGAÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica preparada pela Seção de Atendimento ao
Usuário do Serviço de Biblioteca
"Prof. Dr. Sérgio Rodrigues Fontes" da EESC/USP

B228a Barbalho, Pedro Inácio de Nascimento e
 Análise da contribuição de um banco de baterias para
 regulação de tensão de um sistema de distribuição / Pedro
 Inácio de Nascimento e Barbalho ; orientador Denis
 Vinicius Coury. -- São Carlos, SP, 2018.

 Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica - Ênfase
 em sistemas de energia e automação) -- Escola de
 Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo.

 1. Armazenamento distribuído. 2. VSC. 3. BESS.
 4. Regulação de tensão. I. Coury, Denis Vinicius.
 II. Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Pedro Inácio de Nascimento e Barbalho

Título: “Análise da contribuição de um banco de baterias para a regulação de tensão em um sistema de distribuição”

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 25 / 06 / 2018,

com NOTA 9,83 (nove , oitenta e três), pela Comissão Julgadora:

Prof. Titular Denis Vinicius Coury - Orientador - SEL/EESC/USP

Prof. Associado Mário Oleskovicz - SEL/EESC/USP

Mestre Pedro Henrique Aquino Barra - Doutorando - SEL/EESC/USP

Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica - EESC/USP:
Prof. Associado Rogério Andrade Flauzino

Dedico este trabalho à minha família.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente aos meus pais, José Barbalho e Maria Nely, e meu irmão Gabriel Antônio pelos votos de confiança e apoio dados a mim durante a graduação. Com certeza, a existência deles foi um dos principais fatores que possibilitaram a conclusão deste trabalho.

Agradeço à minha namorada, Gabriella, pelo carinho e pelo apoio. Agradeço também aos meus amigos, conquistados durante a graduação. Sem dúvida, essas pessoas contribuíram para que São Carlos se tornasse também minha casa.

Agradeço aos professores da Escola de Engenharia de São Carlos pelos conhecimentos transmitidos durante minha formação. Em especial, agradeço ao professor Denis Vinicius Coury pela oportunidade e orientação dadas para a realização deste trabalho.

Agradeço a todos os pesquisadores do Laboratório de Sistemas de Energia Elétrica (LSEE) pelo acolhimento e contribuição neste trabalho. Agradeço especialmente ao Vinícius A. Lacerda pela paciência, pelos conhecimentos transmitidos, apoio e amizade.

RESUMO

BARBALHO, P.I.N. **Análise da Contribuição de um Banco de Baterias para a Regulação de Tensão em um Sistema de Distribuição**. 2018. 112p. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2018.

O objetivo deste trabalho foi realizar a modelagem de um sistema de armazenamento de energia e analisar sua contribuição para a regulação de tensão em um sistema de distribuição/microrrede. Portanto, este trabalho apresenta a análise de diferentes tipos de tecnologias de armazenamento com posterior justificativa da escolha da tecnologia utilizada, baseando-se em critérios apresentados. Em seguida, o embasamento teórico dos princípios de funcionamento dos conversores CC-CC e CC-CA foi descrito. Vale adiantar que foram implementados controladores do tipo proporcional-integrativo e *fuzzy* no conversor CC-CA. Além disso, há a descrição de alguns modelos matemáticos utilizados para simular o elemento armazenador selecionado. Ademais, foi modelada também uma rede de distribuição para analisar a contribuição da conexão desse sistema de armazenamento na sua regulação de tensão. Por fim, as contribuições do elemento armazenador à rede de distribuição foi analisada a partir do perfil de tensão e da área de vulnerabilidade da rede em situações de faltas trifásicas e partidas de uma grande carga. De posse dos resultados, concluiu-se que a conexão do BESS na rede de distribuição contribuiu de forma positiva na sua regulação de tensão. Ainda, a malha de controle com o controlador *fuzzy* apresentou desempenho similar à malha com proporcional-integrativo.

Palavras-chave: Armazenamento distribuído. BESS. Regulação de tensão. VSC.

ABSTRACT

BARBALHO, P.I.N. **Analysis of the Contribution of a Battery Bank to Voltage Regulation in a Distribution System.** 2018. 112p. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2018.

The main goal of this project it was to study the modeling and control techniques of an energy storage system with subsequent simulation and analyze the system contribution to voltage regulation in a distribution system/microgrid. Thus, this project presents the analysis of different types of existing storage technologies, and later, the criteria suggested in the literature is presented to justify the technology chosen. After, it was studied the theory of DC-DC and DC-AC converters. In addition, it was chosen one of the DC-AC controllers to employ conventional proportional-integrative compensators and fuzzy controllers to compare the system performance. Moreover, some mathematical battery models, that are used to estimate real batteries behavior, were studied and are described in this project. Afterwards, a distribution grid was modeled based on an existing benchmark and the energy storage system was connected to it in order to analyze the improvement of this grid voltage regulation. This contribution was analyzed by assembling the areas of vulnerability and comparing the grid voltage profile with and without the storage system in situations of short-circuits and start-up of a large load. From the results obtained, it was possible to conclude that the energy storage system contributed positively to grid voltage regulation and improved its voltage profile. Furthermore, the system response with fuzzy controller operated similarly to the system with conventional proportional-integrative controllers.

Keywords: BESS. Distributed storage. VSC. Voltage regulation.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Equivalente elétrico do modelo 1.	41
Figura 2 – Equivalente elétrico do modelo baseado em Thévenin.	42
Figura 3 – Equivalente elétrico do modelo baseado em tempo real de operação da bateria.	43
Figura 4 – Equivalente elétrico do modelo baseado em tempo real de operação da bateria e característica Corrente-Tensão.	44
Figura 5 – Modelo de bateria genérica.	45
Figura 6 – Inversor trifásico.	47
Figura 7 – Conversor CC-CA monofásico ponte completa.	50
Figura 8 – Fasor espacial no plano complexo.	53
Figura 9 – Fasor espacial no plano complexo com as coordenadas dq	56
Figura 10 – Sistema de armazenamento de energia.	57
Figura 11 – Diagrama unifilar de um sistema com duas fontes de tensão trifásica. . .	61
Figura 12 – Conversor fonte de tensão a dois níveis.	65
Figura 13 – Malha externa de controle da tensão CA com o controlador <i>fuzzy</i>	75
Figura 14 – Funções de pertinência relacionadas à entrada do erro multiplicado pelo ganho proporcional.	78
Figura 15 – Funções de pertinência relacionadas à entrada da derivada do erro multiplicada por um fator.	78
Figura 16 – Funções de pertinência relacionadas à saída do controlador.	78
Figura 17 – Superfície que contém as possíveis soluções para o conjunto de regras criado.	79
Figura 18 – Conversor elevador/abaixador de tensão.	80
Figura 19 – Gráfico da corrente no indutor durante um período de chaveamento. . .	82
Figura 20 – Gráfico da indutância pelo ciclo de trabalho.	83
Figura 21 – Diagrama de blocos dos controles do conversor CC-CC.	85
Figura 22 – Diagrama de blocos dos controles do VSC.	86
Figura 23 – Rede de distribuição de média tensão.	87
Figura 24 – Comparativo entre as curvas de descarga obtidas pelo autor e pelo PSCAD.	90
Figura 25 – Resposta das componentes dq das correntes trifásicas a uma variação degrau na referência.	91
Figura 26 – Resposta da corrente de eixo em quadratura a uma variação degrau na referência.	92
Figura 27 – Resposta da tensão do elo CC a variações da referência.	92
Figura 28 – Resposta da tensão do elo CC durante faltas trifásicas.	93

Figura 29 – Resposta da tensão CA do nó para variação na referência.	94
Figura 30 – Potências injetadas pelo sistema de armazenamento para situação de curto-circuito no nó 1.	95
Figura 31 – Potências injetadas pelo sistema de armazenamento para situação de curto-circuito no PC.	95
Figura 32 – Potência da bateria.	96
Figura 33 – Matriz de tensão do sistema de distribuição para faltas aplicadas em cada nó indicado (sistema sem BESS).	98
Figura 34 – Matriz de tensão do sistema de distribuição para faltas aplicadas em cada nó indicado (sistema com BESS descarregando a bateria).	98
Figura 35 – Matriz de tensão do sistema de distribuição para faltas aplicadas em cada nó indicado (sistema com BESS carregando a bateria).	99
Figura 36 – Matriz referente ao aumento porcentual das tensões do sistema em situações de faltas após a conexão de um elemento armazenador.	100
Figura 37 – Área de vulnerabilidade para o nó 10 caso faltas trifásicas ocorram no sistema.	100
Figura 38 – Partida direta do motor de indução utilizado neste trabalho.	102
Figura 39 – Aumento porcentual das tensões nodais do sistema no início da partida de um motor após conexão de um BESS.	102
Figura 40 – Área de vulnerabilidade com relação ao nó 10 para partida de cargas de elevada potência.	103
Figura 41 – Comparação entre a resposta do sistema com o controlador fuzzy e com o controlador convencional.	104
Figura 42 – Comparativo entre o controlador <i>fuzzy</i> e o PI convencional para situações de faltas.	105

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Classificação das variações de tensão de curta duração.	29
Tabela 2 – Classificação das variações de tensão de curta duração segundo ANEEL (2018).	30
Tabela 3 – Especificações técnicas dos elementos armazenadores.	39
Tabela 4 – Parâmetros do transformador de interface do BESS.	57
Tabela 5 – Dados do banco de baterias <i>Intensium Max+ 20E</i>	58
Tabela 6 – Dados do banco de baterias equivalente.	60
Tabela 7 – Tensão do elo CC para diferentes modos de operação.	62
Tabela 8 – Características elétricas de operação dos semicondutores.	64
Tabela 9 – Ganhos calculados para o controlador <i>fuzzy</i>	76
Tabela 10 – Funções de pertinência para a entrada relativa ao erro.	76
Tabela 11 – Funções de pertinência para a derivada do erro.	76
Tabela 12 – Funções de pertinência da saída.	77
Tabela 13 – Definição da fronteira dos conjuntos de entrada e saída.	77
Tabela 14 – Regras definidas para o controlador <i>fuzzy</i>	77
Tabela 15 – Parâmetros das Cargas.	88
Tabela 16 – Parâmetros dos transformadores.	88
Tabela 17 – Parâmetros das linhas.	89
Tabela 18 – Dados nominais do BESS.	89
Tabela 19 – Variação das referências de corrente no tempo.	90
Tabela 20 – Tensões de pré-falta dos nós do sistema de distribuição.	97
Tabela 21 – Dados do motor de indução trifásico de rotor bobinado.	101

LISTA DE SIGLAS

BESS *Battery Energy Storage System*

CHS *Combined Heat and Power*

CAES *Compressed Air Energy Storage*

CIGRE *Conseil International des Grands Réseaux Électriques*

DHT *Distorção Harmônica Total*

DDT *Distorção de Demanda Total*

DS *Distributed Storage*

ESS *Energy Storage System*

FBES *Flow Battery Energy Systems*

FC-HES *Fuel Cells-Hydrogen Energy Storage*

FES *Flywheel Energy Storage*

GD *Geração Distribuída*

IGBT *Insulated Gate Bipolar Transistor*

MR *Microrredes*

MMC *Modular Multilevel Converter*

OCV *Open-Circuit Voltage*

PLL *Phase-Locked Loop*

PAC *Ponto de Acoplamento Comum*

PC *Ponto de Conexão*

PLC *Power Line Communication*

PI *Proporcional Integrativo*

PWM *Pulse-Width Modulation*

PHS *Pumped Hydro Storage*

SSCAES *Small-scale Compressed Air Energy Storage*

SMES *Superconducting Magnetic Energy Storage*

SOC *State of Charge*

TES *Thermal Energy Storage*

VRB *Vanadium Redox Batteries*

VSC *Voltage Source Converter*

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	23
1.1	Objetivos	23
1.2	Divisão do Trabalho	24
2	QUALIDADE DA ENERGIA DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA	25
2.1	Introdução	25
2.1.1	Definição de qualidade da energia	25
2.2	Termos e definições	26
2.2.1	Transitórios	26
2.2.1.1	Transitórios impulsivos	26
2.2.1.2	Transitórios oscilatórios	26
2.2.2	Variações de tensão de longa duração	26
2.2.2.1	Sobretensão	27
2.2.2.2	Subtensão	27
2.2.2.3	Interrupção sustentada	27
2.2.3	Desequilíbrio de tensão	27
2.2.4	Distorção da forma de onda	27
2.2.4.1	Nível CC	27
2.2.4.2	Componentes harmônicas	28
2.2.4.3	Inter-harmônicos	28
2.2.4.4	<i>Notching</i>	28
2.2.4.5	Ruído	28
2.2.5	Flutuação de tensão	29
2.2.6	Variações de frequência	29
2.3	Variações de tensão de curta duração	29
2.3.1	Causas dos afundamentos e interrupções	30
2.3.2	Área de vulnerabilidade	30
2.3.3	Sensibilidade de equipamentos para afundamentos de tensão	31
3	ELEMENTOS ARMAZENADORES DE ENERGIA	33
3.1	Tecnologias de Sistemas de Armazenamento de Energia	33
3.1.1	Armazenamento por bombeamento de água (<i>Pumped Hydro Storage - Pumped Hydro Storage (PHS)</i>)	33
3.1.2	Armazenamento baseado em energia térmica (<i>Thermal Energy Storage - Thermal Energy Storage (TES)</i>)	33

3.1.2.1	TES de baixa temperatura	33
3.1.2.2	TES de alta temperatura	34
3.1.3	Armazenamento baseado em ar comprimido (<i>Compressed Air Energy Storage</i> - <i>Compressed Air Energy Storage</i> (CAES))	34
3.1.4	CAES de pequeno porte (<i>Small-scale Compressed Air Energy Storage</i> - <i>Small-scale Compressed Air Energy Storage</i> (SSCAES))	35
3.1.5	Sistemas de armazenamento de energia por baterias (<i>Battery Energy Storage System</i> - <i>Battery Energy Storage System</i> (BESS))	35
3.1.5.1	Baterias de chumbo-ácido	35
3.1.5.2	Baterias de sódio-enxofre	36
3.1.5.3	Baterias de íons de lítio	36
3.1.5.4	Bateria de fluxo (<i>flow battery</i>)	36
3.1.6	Células combustíveis (<i>Fuel Cells-Hydrogen Energy Storage</i> - <i>Fuel Cells-Hydrogen Energy Storage</i> (FC-HES))	37
3.1.7	Armazenamento de energia em <i>Flywheel</i> (<i>Flywheel Energy Storage</i> - <i>Flywheel Energy Storage</i> (FES))	37
3.1.8	Armazenamento de energia em elemento magnético supercondutor (<i>Superconducting Magnetic Energy Storage</i> - <i>Superconducting Magnetic Energy Storage</i> (SMES))	37
3.1.9	Supercapacitores	38
3.2	Comparativo de desempenho dos elementos armazenadores	38
3.3	Escolha e modelagem dos elementos armazenadores de energia	39
3.4	Filosofias de Controle do Elemento Armazenador de Energia	40
4	MODELAGEM DE BATERIAS	41
4.1	Modelo de bateria simplificado	41
4.2	Modelo baseado no equivalente elétrico de Thévenin	42
4.3	Modelo baseado no tempo de execução	42
4.4	Modelo de previsão das características de tempo de execução e da relação corrente-tensão da bateria	43
4.5	Modelo de Shepherd	44
5	O CONVERSOR FONTE DE TENSÃO (<i>Voltage Source Converter</i> (VSC))	47
5.1	Estruturas trifásicas	47
5.2	Reversibilidade dos conversores CC-CA de tensão	48
5.3	Controle dos conversores CC-CA de tensão	48
5.3.1	Modulação por largura de pulsos (PWM) senoidal	49
5.3.1.1	Inversor monofásico de tensão com aplicação de modulação PWM senoidal a dois níveis	50

5.3.1.2	Inversor monofásico de tensão com aplicação de modulação PWM senoidal a três níveis	50
5.3.1.3	Inversor de tensão trifásico	51
5.3.1.4	Geração dos sinais de comando PWM senoidal	51
5.3.2	Sistemas de Fasores Espaciais	52
5.3.2.1	Fasores espaciais	52
5.3.2.2	Transformação $\alpha\beta$	54
5.3.2.3	Transformação dq	55
6	MODELAGEM DO SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA	57
6.1	Modelagem do Banco de Baterias	58
6.2	Conversor de Fonte de Tensão	60
6.2.1	Elo CC	60
6.2.1.1	Tensão do Elo CC	60
6.2.1.2	Capacitor do elo CC	62
6.2.2	Dimensionamento dos Semicondutores	64
6.2.3	Controle do conversor fonte de tensão	64
6.2.3.1	Malha interna de controle	65
6.2.3.2	Malhas externas de controle	69
6.2.3.2.1	Controle de Tensão CC	69
6.2.3.2.2	Controle da Tensão CA	70
6.2.3.2.3	Especificações do saturador e <i>anti-windup</i>	73
6.2.3.2.4	Controlador <i>Fuzzy</i>	74
6.3	Conversor Abaixador de Tensão	79
6.3.1	Controle do Conversor Abaixador	82
6.4	Conversor Elevador de Tensão	83
6.4.1	Controle do Conversor Elevador	84
6.5	Diagramas de Controle	85
7	DESEMPENHO DO SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA	87
7.1	Especificações do Sistema de Armazenamento de Energia	89
7.2	Banco de Baterias	89
7.3	Controle de Corrente do VSC	90
7.4	Controle de Tensão do Elo CC	92
7.5	Controle de Tensão CA	93
7.6	Controle do Conversor CC-CC	95
7.7	Aplicação de Faltas na Rede de Distribuição	96
7.8	Partida de Motor de Indução na Rede	101

7.9	Desempenhos do Controlador <i>Fuzzy</i> e <i>anti-windup</i>	103
8	CONCLUSÃO	107
8.1	Trabalhos Futuros	108
8.2	Publicações Decorrentes deste Trabalho	108
	REFERÊNCIAS	111

1 INTRODUÇÃO

Como alternativa à geração centralizada, o uso da geração distribuída vêm aumentando nas últimas décadas. Esse modelo de geração é caracterizado pela conexão de geradores próximos aos centros de consumo, pela redução da área de instalação e pelo maior uso de fontes renováveis de energia. Adicionalmente, esse modelo pode colaborar com a qualidade da energia, com a confiabilidade do sistema e até operar ilhado caso o fornecimento do alimentador da subestação seja interrompido (HATZIARGYRIOU et al., 2007).

Dessa forma, métodos de operação de pequenas redes com base na geração distribuída vêm sendo desenvolvidos a fim de garantir ao consumidor final maior eficiência, menor custo de consumo, maior qualidade e segurança. Essas pequenas redes, também chamadas de Microrredes (MR), geralmente operam em baixa ou média tensão e podem atender vários tipos de consumidores (HATZIARGYRIOU et al., 2007).

Em suma, a área de estudo das microrredes é composta pela área de Geração Distribuída (GD), pela área de armazenamento distribuído (*Distributed Storage* (DS)), pelo sistema de controle próprio e por um Ponto de Acoplamento Comum (PAC). A GD pode ser composta tanto por geradores elétricos, quanto por uma combinação entre geração de calor e eletricidade, também chamada de *Combined Heat and Power* (CHS) e é responsável por suprir a MR mesmo que o PAC seja desconectado. Além disso, busca-se compor uma DG com pelo menos uma fonte de energia que pode ser utilizada independente das condições climáticas (KATIRAEI et al., 2008).

Os elementos armazenadores de energia devem ser capazes de fornecer potência enquanto a geração for insuficiente para a demanda e devem possuir rápida resposta mediante variações positivas de consumo. É devido ao DS, aliado a um sistema de controle, que fontes intermitentes como painéis fotovoltaicos e turbinas eólicas podem ser utilizadas, sem que a MR perca autonomia e qualidade (KATIRAEI et al., 2008).

Portanto, para que seja possível cada vez mais ampliar a formação de microrredes na rede principal sem prejudicá-la e, conseqüentemente, os consumidores conectados a ela, é preciso desenvolver modelos de elementos armazenadores de energia junto a estratégias de controle com o intuito de garantir a qualidade da energia dentro de uma rede de distribuição/MR (LU; WANG; GUO, 2016).

1.1 Objetivos

Nesse contexto, o presente trabalho teve como objetivo realizar o estudo das diferentes tecnologias de elementos armazenadores de energia, escolher uma dessas tecnologias

segundo critérios sugeridos pela literatura, modelar um sistema de armazenamento baseado no armazenador selecionado, analisar a contribuição desse sistema na regulação de tensão de uma rede de distribuição/microrrede e analisar a contribuição do controlador *fuzzy* no desempenho do controle de uma das malhas do conversor fonte de tensão.

1.2 Divisão do Trabalho

Este trabalho está dividido da seguinte maneira. No Capítulo 2, foram descritos os principais fenômenos que surgem no sistema de distribuição, com foco nos afundamentos e interrupções de tensão.

No Capítulo 3, foram descritas as diferentes tecnologias de elementos armazenadores de energia que estão sendo utilizadas atualmente. Além disso, a partir de critérios retirados da literatura, foi escolhida uma dessas tecnologias para aplicar no sistema de armazenamento modelado. Ainda, foram apresentadas as principais filosofias adotadas no controle de fontes distribuídas em microrredes.

No Capítulo 4, foram apresentados alguns modelos matemáticos de baterias.

No Capítulo 5, há uma breve descrição da estrutura do conversor fonte de tensão trifásico. Ademais, foram introduzidos conceitos de controle desse tipo de conversor e, por fim, foram apresentados os conceitos de fasores espaciais, das transformações $\alpha\beta$ e dq .

No Capítulo 6, é apresentado todo o desenvolvimento teórico para realizar a modelagem do sistema de armazenamento de energia e o controle dos conversores que o compõem.

No Capítulo 7, estão apresentados os resultados obtidos da análise do desempenho das malhas de controle do sistema de armazenamento, e também aqueles obtidos da análise da contribuição desse sistema na regulação de tensão de uma rede de distribuição modelada.

2 QUALIDADE DA ENERGIA DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

Este capítulo trata da definição da qualidade de energia elétrica e detalha alguns distúrbios que ocorrem nos sistemas elétricos. Dentre eles, estão destacadas as variações de curta duração, com ênfase nas interrupções e nos afundamentos de tensão por ocorrerem com maior frequência na rede. Ainda, as informações contidas neste capítulo foram retiradas de Dugan, McGranaghan e Beaty (2012).

2.1 Introdução

Há um aumento da preocupação com a qualidade da energia tanto por parte dos geradores quanto dos consumidores finais. Essa preocupação se deve principalmente:

- À nova geração de cargas com controles baseados em microprocessadores e com dispositivos da eletrônica de potência que são cada vez mais sensíveis à variação da qualidade de energia;
- À crescente preocupação em aumentar a eficiência do sistema que tem levado ao maior emprego de controladores ajustáveis de motores, dispositivos com alta eficiência e capacitores *shunt* para correção de fator de potência. Esse cenário tem colaborado com o aumento de componentes harmônicas indesejadas na rede;
- Ao maior esclarecimento dos consumidores sobre os afundamentos, interrupções e transitórios de chaveamento. O que tem desafiado os fornecedores a melhorar a qualidade da energia; e
- Ao maior número de processos que estão integrados na rede. A falha de um pode ocasionar graves consequências.

2.1.1 Definição de qualidade da energia

A qualidade da energia é, em resumo, um problema que impacta o consumidor. Sua definição varia dependendo do que se prioriza. Uma empresa de geração pode defini-la como confiabilidade, enquanto um consumidor pode definir como uma característica que o fornecimento de energia deve ter para que seus equipamentos funcionem corretamente.

Em Dugan, McGranaghan e Beaty (2012), a qualidade da energia é tratada como qualquer problema de desvio de tensão, corrente ou frequência no suprimento de energia que é responsável pelo mal funcionamento ou por tornar impossível a operação do equipamento do consumidor.

2.2 Termos e definições

Para o estudo da qualidade da energia, é preciso que se tenha conhecimento dos diferentes distúrbios que podem surgir no sistema. Abaixo, estão descritos os principais.

2.2.1 Transitórios

Os transitórios são eventos indesejados momentâneos nos quais as formas de onda de tensão e/ou corrente sofrem distorção. Os transitórios podem ser classificados em duas categorias: impulsivo e oscilatório.

2.2.1.1 Transitórios impulsivos

Mudança brusca de frequência, tensão e/ou corrente que é unidirecional em polaridade. A causa mais comum desses eventos são as descargas atmosféricas. Como são envolvidas altas frequências, a forma do transitório impulsivo pode alterar rapidamente - uma consequência dos componentes do circuito - apresentando diferenças significativas nas características quando ele é visto a partir de pontos diferentes do sistema.

Esses transitórios não se propagam muito longe de seu ponto de origem, mas podem excitar a frequência fundamental da rede e provocar o surgimento de transitórios oscilatórios.

2.2.1.2 Transitórios oscilatórios

É um transitório momentâneo, não altera a frequência base do sistema e que altera a condição de regime da tensão e/ou corrente com ambas as polaridades negativas e positivas. É compreendido por uma tensão ou corrente que muda a polaridade rapidamente. É um fenômeno caracterizado por seu conteúdo espectral, duração e magnitude.

Os transitórios de alta frequência são aqueles cujo harmônico principal possui frequência superior a 500 kHz e duram em torno de microssegundos. Transitórios de média frequência são aqueles cuja frequência do principal harmônico está entre 5-500 kHz e duram em torno de dezenas de microssegundos. Os de baixa frequência são aqueles cuja frequência do principal harmônico é inferior a 5 kHz e duram entre 0,3 e 50 ms. Exemplos de eventos que podem provocar esses transitórios: energização de banco de capacitores, transformadores, linhas e eliminação de faltas.

2.2.2 Variações de tensão de longa duração

Trata-se de variações de valores eficazes (RMS) na frequência base com duração maiores que 1 minuto. Essas variações são classificadas como sobretensão, subtensão e interrupção sustentada. Podem ocorrer devido a variação de carga no sistema e chaveamentos.

2.2.2.1 Sobretensão

É um aumento do valor eficaz da tensão maior do que 110% com duração maior do que 1 minuto. Resultado de chaveamento de cargas pesadas, energização de banco de capacitores; configuração errada de *tap* de transformadores; sistema fraco para regular a tensão e sistema de controle inadequado.

2.2.2.2 Subtensão

É uma diminuição do valor rms da tensão a um valor menor que 90% com duração maior do que 1 minuto.

2.2.2.3 Interrupção sustentada

É considerada interrupção sustentada quando a tensão fornecida é zero por um período maior do que 1 minuto, segundo a normatização do IEEE. Essas situações normalmente exigem intervenção humana por serem geralmente permanentes.

2.2.3 Desequilíbrio de tensão

É definida utilizando componentes simétricas. O percentual de desbalanço pode ser especificado a partir da razão entre a componente de sequência negativa sobre a componente de sequência positiva e a razão entre a componente de sequência zero sobre a componente de sequência positiva. Uma das principais causas de desbalanço inferior a 2% são as cargas monofásicas e circuitos trifásicos. Pode ser resultado também de queima de fusível em uma fase de um banco trifásico de capacitores. As condições de desbalanço mais severos (superiores a 5%) podem ser, por exemplo, resultado de interrupção de fornecimento da tensão em uma das fases de um motor.

2.2.4 Distorção da forma de onda

Definida como um desvio em regime permanente da onda de uma senoide ideal. Há cinco principais tipos de distorção.

2.2.4.1 Nível CC

Presença de um componente CC na tensão ou corrente num sistema elétrico CA. Pode ser produto de uma assimetria de conversores conectados à rede.

A presença de componente CC em sistemas CA pode saturar os transformadores em operação nominal e causar corrosão eletrolítica nos eletrodos de aterramento e outros conectores.

2.2.4.2 Componentes harmônicas

Ocorre quando as ondas de tensão e/ou corrente possuem componentes de frequências múltiplas inteiras da fundamental (nominal de operação). Surgem com a não linearidade de cargas e dispositivos conectados ao sistema de potência.

Essa distorção é determinada ao caracterizar a amplitude e fase das componentes harmônicas do sinal. É comum utilizar também a Distorção Harmônica Total (DHT), porém, pode confundir. Isso ocorre, porque, nos casos em que uma carga opera com potência inferior à nominal, a corrente pode apresentar um grande número de componentes harmônicas com baixa amplitude, apresentando elevada DHT. Essa situação não será necessariamente alarmante já que essas harmônicas são pequenas com relação às que surgem quando a carga opera na potência nominal. Para melhor clareza, é utilizada a Distorção de Demanda Total (DDT). É o mesmo que DHT. Entretanto, a distorção é expressa como porcentagem de uma corrente de carga determinada.

2.2.4.3 Inter-harmônicos

Presença de componentes harmônicos na tensão e/ou corrente cuja frequência não são múltiplos inteiros da fundamental. Surgem principalmente devido à presença de conversores de frequência estáticos, ciclo-conversores, fornos indutivos e a arco no sistema. Podem ser responsáveis por cintilações (*flickers*) e afetar o envio de sinal em *Power Line Communication* (PLC).

2.2.4.4 *Notching*

Distúrbio de uma tensão periódica causada pela operação de dispositivos de eletrônica de potência quando a corrente é comutada de uma fase a outra. Pode ser caracterizado pelo espectro de componentes harmônicas. As frequências associadas ao *Notching* podem ser elevadas e de difícil medição por equipamentos de análise harmônica.

2.2.4.5 Ruído

São sinais elétricos indesejados com faixa de frequência inferior a 200 kHz sobrepostos à tensão e/ou corrente do sistema elétrico. São encontrados nos condutores de fase, de neutro ou nas linhas de sinal. Podem ser causados por dispositivos de eletrônica de potência, circuitos de controle, equipamentos a arco, cargas com retificadores de estado sólido e fontes de energia chaveadas. São intensificados por mal aterramento que é responsável por conduzir o ruído para a terra. São, basicamente, qualquer distúrbio indesejado no sistema elétrico que não pode ser classificado como distorção harmônica ou transitório.

2.2.5 Flutuação de tensão

São variações da amplitude da tensão ou uma série de mudanças aleatórias de tensão que se repetem sistematicamente, sem que a magnitude ultrapasse valores especificados. É um fenômeno eletromagnético que, em algumas cargas, pode causar cintilações. Podem ser causados por fornos a arco. É caracterizado por seu valor eficaz expresso em porcentagem com relação ao valor eficaz da fundamental.

2.2.6 Variações de frequência

As variações de frequência são definidas como desvios da frequência nominal. Podem ser causadas por momentâneas diferenças entre a potência mecânica e a elétrica de geradores síncronos, como nos casos de faltas mais graves no sistema de transmissão ou desconexão de cargas muito elevadas do sistema. Essas variações são raras de acontecer.

2.3 Variações de tensão de curta duração

As variações de tensão de curta duração são divididas em interrupção, afundamento e elevação de tensão. Essas variações podem ser instantâneas, momentâneas ou temporárias, sendo o valor eficaz da onda e duração do fenômeno os indicadores analisados para caracterizar esses desvios. Suas principais causas são situações de curtos-circuitos, energização de grandes cargas que demandam elevadas correntes durante o processo e perda intermitente de conexão entre os cabos da rede elétrica.

A Tabela 1 classifica as variações de tensão de curta duração da mesma forma que em Dugan, McGranaghan e Beaty (2012). Entretanto, a ANEEL (2018) classifica conforme a Tabela 2.

Tabela 1 – Classificação das variações de tensão de curta duração.

Categoria		Duração Típica	Tensão Típica (p.u.)
Instantânea	Interrupção	0.5 - 30 ciclos	<0.1
	Afundamento	0.5 - 30 ciclos	0.1 - 0.9
	Elevação	0.5 - 30 ciclos	1.1 - 1.8
Momentânea	Interrupção	30 ciclos - 3 s	<0.1
	Afundamento	30 ciclos - 3 s	0.1 - 0.9
	Elevação	30 ciclos - 3 s	1.1 - 1.4
Temporária	Interrupção	3 s - 1 min	<0.1
	Afundamento	3 s - 1 min	0.1 - 0.9
	Elevação	3 s - 1 min	1.1 - 1.2

Fonte: Dugan, McGranaghan e Beaty (2012)

Tabela 2 – Classificação das variações de tensão de curta duração segundo ANEEL (2018).

	Categoria	Duração Típica	Tensão Típica (p.u.)
Momentânea	Interrupção	≤ 3 s	$<0,1$
	Afundamento	1 ciclo - 3 s	0,1 - 0,9
	Elevação	1 ciclo - 3 s	$>1,1$
Temporária	Interrupção	3 s - 3 min	$<0,1$
	Afundamento	3 s - 3 min	0,1 - 0,9
	Elevação	3 s - 3 min	$>1,1$

Fonte: ANEEL (2018)

2.3.1 Causas dos afundamentos e interrupções

As interrupções e afundamentos de tensão são geralmente causadas por faltas no sistema. Se a falta ocorrer no mesmo alimentador do consumidor, pode ser que ele presencie o efeito de afundamento seguido de interrupção quando os equipamentos de proteção atuarem para isolar o defeito. Normalmente, o disjuntor leva em torno de 5 ou 6 ciclos para operar durante o tempo em que o afundamento é detectado. Ainda, é comum que esse dispositivo mantenha-se aberto, no mínimo, entre 12 ciclos a 5 segundos, dependendo da filosofia do operador do sistema. Quase sempre, equipamentos sensíveis falharão durante interrupções. As faltas ocorrem com maior frequência em alimentadores do sistema de distribuição paralelos ao consumidor e podem ocorrer também nos alimentadores do sistema de transmissão.

Em qualquer um desses casos, a falta poderá fazer com que as cargas conectadas à rede parem de operar corretamente. O impacto que o defeito terá no sistema de transmissão e distribuição dependerá das características estruturais desses sistemas e da sensibilidade das cargas sob condições de afundamentos de tensão.

2.3.2 Área de vulnerabilidade

O conceito de área de vulnerabilidade foi desenvolvido com o intuito de conhecer a probabilidade de um equipamento sensível, conectado à rede de distribuição, ficar sujeito a tensões abaixo da mínima necessária para sua adequada operação. A área de vulnerabilidade é determinada pela área de um circuito que, caso ocorra uma falta nela, a magnitude da tensão fornecida ao consumidor ficará abaixo da mínima necessária para o funcionamento de seus equipamentos. Assim, o número de afundamentos de tensão que uma unidade consumidora deve esperar é estimado a partir da área de vulnerabilidade e a partir do histórico desse tipo fenômeno no sistema.

2.3.3 Sensibilidade de equipamentos para afundamentos de tensão

Devido aos diferentes tipos de carga, configurações de controle e aplicação, é difícil identificar para qual característica de um afundamento a falha da operação torna-se mais provável de ocorrer. Geralmente, afundamentos são caracterizados pela magnitude da tensão e duração. Entretanto, outros parâmetros como desbalanço e ângulo da tensão no instante de início e término do afundamento podem ser analisados para caracterizar o fenômeno.

Genericamente, os equipamentos sensíveis a afundamentos podem ser sensíveis a magnitude de tensão apenas, como, por exemplo, relés de subtensão e acionador de motor. Podem ser sensíveis tanto a duração quanto a magnitude da tensão do fenômeno, como, por exemplo, os equipamentos que utilizam fontes eletrônicas de energia. Adicionalmente, podem também ser sensíveis a outras características que não sejam duração e magnitude da tensão do fenômeno.

Geralmente, para os consumidores, o parâmetro mais importante é a menor tensão sob a qual o equipamento consegue operar normalmente. Além disso, a maior parte dos eventos de afundamento ocorrem entre 4 e 5 ciclos que é tempo suficiente para alguns equipamentos funcionarem de forma inadequada.

Nesse contexto, os elementos armazenadores de energia poderiam ser conectados na rede com o objetivo de reduzir áreas de vulnerabilidade, permitindo que os equipamentos sensíveis operem com maior segurança. Realizar então a modelagem e conexão de um elemento armazenador de energia a um sistema de distribuição, via *software*, podem dar os resultados necessários para a análise do impacto dessa conexão em determinados índices de qualidade de energia.

3 ELEMENTOS ARMAZENADORES DE ENERGIA

Neste capítulo, estão descritas diversas tecnologias de armazenamento de energia que já estão sendo utilizadas, além de justificar a escolha daquela utilizada no projeto. Na Seção 3.4, foi feito um resumo das filosofias de controle empregadas em sistemas de armazenamento distribuídos.

3.1 Tecnologias de Sistemas de Armazenamento de Energia

3.1.1 Armazenamento por bombeamento de água (*Pumped Hydro Storage* - PHS)

A tecnologia necessária já está disponível para aplicação em larga escala. Este sistema, durante os horários de pico de consumo de energia, envia a água do reservatório superior para o inferior e a energia potencial do fluido é convertida em eletricidade. Fora dos horários de pico, utiliza a energia elétrica da rede para bombear a água do reservatório inferior ao superior (IBRAHIM; ILINCA; PERRON, 2008).

Este sistema possui eficiência aproximada de 65 – 80%. Ainda, 1 tonelada de água a 100m de altura gera 0,272 kWh e seu uso é recomendado para a demanda de elevada potência, gerenciamento de energia e em larga escala. É, também, um dos tipos de sistema de armazenamento de energia (*Energy Storage System* (ESS)) que consegue fornecer maior potência por períodos longos, compreendidos entre 1h a 24h. Ademais, pode durar em torno de 40 – 60 anos e produzir energia de baixo custo (IBRAHIM; ILINCA; PERRON, 2008). Entretanto, o PHS ocupa considerável área e seu tempo de resposta está na escala de minutos (LUO et al., 2015), o que é relativamente longo.

3.1.2 Armazenamento baseado em energia térmica (*Thermal Energy Storage* - TES)

O armazenamento baseado em energia térmica possui um dos menores custos dentre os outros sistemas de armazenamento e, relativamente, possui poucas perdas por auto descarregamento. Além disso, é recomendado para uso em grande escala e há projetos que estimam eficiência de 60% (IBRAHIM; ILINCA; PERRON, 2008). Em Luo et al. (2015), não se recomenda esse sistema para respostas rápidas. Dessa forma, seu uso em microrredes seria ineficaz. Há dois tipos de sistemas TES: os de alta temperatura e os de baixa (LUO et al., 2015).

3.1.2.1 TES de baixa temperatura

Alguns dos tipos existentes de TES de baixa temperatura serão descritos a seguir:

- TES baseado no resfriamento de água: Em horários fora de pico, a água é resfriada e então armazenada para ser utilizada durante os horários de maior consumo de

energia a fim de ajudar as máquinas de refrigeração, reduzindo assim o custo de operação (LUO et al., 2015); e

- Sistema de armazenamento criogênico: Utiliza uma substância criogênica, como o nitrogênio na sua forma diatômica. Em horários de baixo consumo de eletricidade, a substância é resfriada a temperaturas muito baixas e quando o consumo aumenta, a substância é aquecida e utilizada para gerar energia (LUO et al., 2015).

3.1.2.2 TES de alta temperatura

Dois dos tipos existentes de TES de alta temperatura serão descritos a seguir:

- Armazenamento de energia em concreto: Nesse caso, utiliza-se concreto para absorver calor que é transmitido para o sistema através de um óleo sintético (LUO et al., 2015); e
- Armazenamento em materiais com mudança de fase: Nesse tipo de armazenamento, um material que está em condição de transição de fase é utilizado para absorver ou transferir calor. Nesse processo, a temperatura não varia e há apenas troca de calor latente (LUO et al., 2015).

3.1.3 Armazenamento baseado em ar comprimido (*Compressed Air Energy Storage - CAES*)

Já está disponível uma tecnologia consolidada para o emprego do CAES e diversos projetos de alta potência são baseados nele. A diferença do CAES para uma usina a gás padrão é o armazenamento do ar em caverna rochosa. Preferivelmente, utilizam-se cavernas que armazenavam gás natural ou são antigas minas de sal. O ar é comprimido nessas cavernas durante os horários de baixo consumo da energia elétrica da rede principal. Nos horários de pico, o ar comprimido sofre expansão e é utilizado na queima do gás combustível. O produto disso é enviado às turbinas, gerando até três vezes mais energia do que a consumida durante os períodos de compressão (IBRAHIM; ILINCA; PERRON, 2008).

Nesse sistema, o ar é armazenado sob alta pressão e temperatura próxima à ambiente. Além disso, há estudos que indicam uma melhoria na eficiência caso o ar seja comprimido em tubulações subterrâneas o que permite a aplicação do CAES em regiões que não são geologicamente favorecidas. Esse sistema possui uma eficiência estimada em 70% e densidade de energia de 12 kWh/m^3 (IBRAHIM; ILINCA; PERRON, 2008), (LUO et al., 2015).

Esse sistema, junto ao PHS, consegue fornecer uma das maiores potências com tempos de descarga relativamente longos. Ademais, possui custo, em função da potência gerada, intermediário, e baixo custo em função da energia gerada. O CAES é indicado

para controle de fluxo de potência e fornecimento perene de energia. Possui ainda rápida resposta à demanda de potência (LUO et al., 2015).

3.1.4 CAES de pequeno porte (*Small-scale Compressed Air Energy Storage* - SSCAES)

Como boa solução para aplicações de pequeno e médio porte, o gás é comprimido e armazenado em tubos cilíndricos, geralmente subterrâneos. O compressor pode ser utilizado como gerador durante os períodos de recuperação do gás. Além disso, possui uma eficiência média de 50% e limitado número de ciclos devido, principalmente, ao desgaste dos cilindros. Já foi proposta sua utilização como suporte temporário da rede. Com características de operação similares ao CAES, o SSCAES pode ser bem utilizado em microrredes. Além de ocupar menor área, a resposta deste sistema é rápida perante variações de carga (LUO et al., 2015).

3.1.5 Sistemas de armazenamento de energia por baterias (*Battery Energy Storage System* - BESS)

Os principais componentes de um BESS são as baterias e também o sistema de controle e condicionamento de potência (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009). As baterias são um dos elementos armazenadores de energia mais utilizados em aplicações de sistemas de potência (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009). Além disso, as tecnologias relacionadas a elas vêm sendo desenvolvidas há muitos anos. Assim, é possível encontrar vários tipos de baterias para diferentes aplicações. Para determinar qual o melhor tipo em aplicações de microrredes, é preciso verificar se o banco de baterias é capaz de atender a demanda de potência, analisar a viabilidade comercial e a disponibilidade do tipo de bateria escolhido, verificar se possui alta confiabilidade durante o fornecimento de energia, se sua durabilidade é alta, se é um sistema com elevada eficiência, se sua composição agride ou agredirá o meio ambiente, se seu tempo de descarregamento é suficiente para atender a carga e se sua resposta é suficiente para atender variações esperadas ou não dessa (SARASUA; MOLINA; MERCADO, 2013). No que segue, estão descritos 4 dos tipos de baterias mais utilizados nos sistemas de potência (LUO et al., 2015), (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009).

3.1.5.1 Baterias de chumbo-ácido

Essa bateria é uma das mais utilizadas do mundo. O cátodo dessa é formado por dióxido de chumbo (PbO_2) e o ânodo pelo chumbo puro (Pb). O eletrólito da bateria, responsável pela reação química, e, conseqüentemente, pela troca de carga entre os dois terminais é o ácido sulfúrico. Essa bateria pode possuir alta eficiência, entre 63% – 90%, e baixas perdas por auto descarregamento. Embora esse tipo tenha relativa curta duração de uso e baixa densidade de energia por volume, ele possui rápida resposta à demanda de potência, o que justifica seu uso mundialmente (LUO et al., 2015).

3.1.5.2 Baterias de sódio-enxofre

O sódio, nessa bateria, forma o ânodo e o enxofre o cátodo. Sendo os dois elementos utilizados no estado líquido, o eletrólito formado por beta-alumina separa as duas soluções. Para que a reação ocorra, é preciso que o sistema se encontre a 300°C o que torna este tipo de elemento armazenador um sistema de difícil controle e alocação. Entretanto, essa bateria pouco agride o meio ambiente, além de ser composta por elementos capazes de serem reciclados. Sua eficiência é estimada em torno de 89%, possui expectativa de pleno funcionamento em 15 anos e sua densidade de energia chega a ser até 3 vezes maior que a bateria de chumbo-ácido (SARASUA; MOLINA; MERCADO, 2013).

3.1.5.3 Baterias de íons de lítio

Nesta bateria, o cátodo é formado por um óxido metálico de lítio e o ânodo de carbono grafite. O eletrólito dela é geralmente formado por uma solução aquosa na qual estão dissolvidos sais de lítio. Este tipo é recomendado para aplicações que exigem rápida resposta à demanda e espaço ocupado reduzido. Além disso, sua eficiência chega até 97%. Entretanto, a manutenção de bancos formados por essas baterias é alta (LUO et al., 2015).

3.1.5.4 Bateria de fluxo (*flow battery*)

Em uma *flow battery*, há dois eletrólitos em solução com componentes que estão no estado líquido e responsáveis pelo armazenamento de energia. Durante a produção de energia elétrica, não há formação de resíduos no estado sólido, e é reversível. Entretanto, é um sistema com massa limitada (LUO et al., 2015). Alguns dos tipos de *flow batteries* são:

- Bateria redox de Vanádio (*Vanadium Redox Batteries* (VRB));
- Bateria de Brometo de Zinco; e
- Bateria de brometo polissulfúrico.

Comparado aos outros sistemas de armazenamento de energia, é possível obter potência de saída próxima a 10 MW e armazenamento de energia de até pouco mais que 1 GWh. Além disso, os sistemas baseados em *flow batteries* são usualmente utilizados em demandas de baixa e média potência. Em média, possuem um rendimento em torno de 75% (LUO et al., 2015).

Em Luo et al. (2015), os sistemas que são compostos por *flow batteries* são classificados como *Flow Battery Energy Systems* (FBES) e são estudados separadamente de um BESS. Porém, como em Sarasua, Molina e Mercado (2013) e Divya e Østergaard (2009), a análise de *flow batteries* foi incluída nas análises de BESS.

3.1.6 Células combustíveis (*Fuel Cells-Hydrogen Energy Storage* - FC-HES)

Esse sistema é baseado na eletrólise da água a fim de obter hidrogênio que será utilizado como combustível para geração de energia elétrica. Além disso, é utilizado um reservatório de hidrogênio para que a quantidade certa do gás seja fornecida durante os períodos de geração de eletricidade. Cada célula combustível irá diferenciar no tipo de eletrólito utilizado, na temperatura de operação, na estrutura e no campo de aplicação. (IBRAHIM; ILINCA; PERRON, 2008)

Recomenda-se o uso do FC-HES em pontos que demandam baixa e média potência e produção descentralizada de eletricidade. Possui baixo rendimento, em torno dos 35%, alto custo e vida útil curta. Sua resposta à demanda de carga é rápida (LUO et al., 2015).

3.1.7 Armazenamento de energia em *Flywheel* (*Flywheel Energy Storage* - FES)

Esse sistema é composto por um *flywheel* acoplado a um motogerador e suportes, geralmente magnéticos. Toda essa estrutura é montada em uma câmara de baixa pressão a fim de reduzir as perdas (IBRAHIM; ILINCA; PERRON, 2008).

O FES pode trabalhar por um número elevado de ciclos, porém sua eficiência decai com o tempo, atingindo 85% quando utilizado em curtos períodos. Dessa forma, não é recomendado seu uso para fornecimento de pontos de elevada demanda de potência o que pode ser superado ao combinar o FES a um banco de baterias. Dessa forma, é possível armazenar energia suficiente para fornecer potência elevada durante o horário de pico de consumo. Embora a resposta de um FES seja rápida, para que este sistema seja mais confiável, é preciso associar a ele um banco de baterias. Assim, investir somente em BESS pode acabar sendo mais viável em aplicações para MRs (IBRAHIM; ILINCA; PERRON, 2008), (LUO et al., 2015).

3.1.8 Armazenamento de energia em elemento magnético supercondutor (*Superconducting Magnetic Energy Storage* - SMES)

O SMES armazena energia ao aplicar uma corrente CC a uma bobina de baixa resistência. Caso a bobina possuísse resistência considerável, ao aplicar essa corrente, a energia seria dissipada em forma de calor. Por isso, o indutor é construído por um material supercondutor que, quando submetido a uma temperatura abaixo da temperatura crítica de supercondução, apresenta resistência próxima a zero. Dessa forma, utilizando essa estratégia, o SMES consegue armazenar energia com quase nenhuma perda (LUO et al., 2015).

O SMES é eficiente para pequenos intervalos de uso de (95%). Ainda, consegue descarregar quase que completamente, ao contrário das baterias baseadas em reações eletroquímicas. Ademais, O SMES é recomendado para estabilização da rede devido a sua rápida resposta. Entretanto, exige um sistema de resfriamento, o que torna a operação

do SMES difícil e dispendiosa. Ainda, ocupa grandes áreas para maiores demandas de energia. Recomenda-se a instalação do SMES no subsolo a fim de evitar problemas de infraestrutura (IBRAHIM; ILINCA; PERRON, 2008), (LUO et al., 2015).

O SMES é estudado como possível solução em aplicações de co-geração de energia e microrredes. Em Hsu (2002), foi proposto um método de controle de potências reativa e ativa da unidade de geração local aplicados juntamente a um SMES capaz de manter a estabilidade do sistema após ilhamento e regulação do balanço entre demanda e consumo.

3.1.9 Supercapacitores

Esse sistema armazena energia em um banco de capacitores com características de uma pilha eletrolítica, porém, não há reação eletroquímica. Nesse sistema, os supercapacitores são formados por dois eletrodos separados por um eletrólito iônico e assim a energia elétrica é armazenada no campo elétrico criado entre os dois eletrodos. O supercapacitor é mais caro que o capacitor, porém possui maior densidade de energia (LUO et al., 2015).

Em desvantagem, é necessário associar em série os supercapacitores para atingir tensões padrões de operação em aplicações de fornecimento de energia. Ademais, a energia armazenada neste sistema deve ser utilizada rapidamente, devido ao seu auto-descarregamento de 5% a 40% ao dia. Entretanto, este sistema possui boa durabilidade e eficiência em torno de 95%. Devido a sua auto descarga elevada, os supercapacitores teriam uso limitado em aplicações nas quais é desejado fornecer potência por períodos longos, mas podem auxiliar em controle e estabilidade de tensão da rede (LUO et al., 2015).

3.2 Comparativo de desempenho dos elementos armazenadores

Para escolher o elemento armazenador mais adequado para a aplicação em microrredes, foi realizado um comparativo entre tempo de resposta, capacidade de armazenamento, capacidade de potência, durabilidade e eficiência do ciclo. A Tabela 3 foi montada baseada em Luo et al. (2015).

Tabela 3 – Especificações técnicas dos elementos armazenadores.

Elemento Armazenador	Tempo de Resposta	Durabilidade (anos)	Capacidade de Armazenamento (MWh)	Capacidade de Potência	Eficiência do Ciclo (%)
SMES	ms, <1/4 ciclo	>20	0,0008-0,001	100 kW - 10 MW	95-98
BESS (Íon de Lítio)	ms, <1/4 ciclo	5-15	0,004 - 10	0,005 - 100 MW	75-97
Supercapacitor	ms, <1/4 ciclo	10-30	0,0005	0,001-0,3 MW	84-97
FES	<1 ciclo, s	15-20	0,0052; >5	>5 MW	90-95
TES	-	10-30	-	0,1-300 MW	30-60
BESS(VRB)	<1/4 ciclo	5-20	<60; 2; 3,6	0,03-3 MW	65-85
CAES	minutos	>20	<1000	>300 MW	42; 54
PHS	minutos	>40	500-8000	100 -5000 MW	70-85
FC-HES	s, <1/4 ciclo	5-15, >20	0,312	<50 MW	20-66

Fonte: Adaptado de Luo et al. (2015)

Além disso, os elementos armazenadores, segundo Luo et al. (2015), possuem categorias de aplicações em sistemas elétricos de potência em que melhor se encaixam dependendo de suas potências e tempo de descarga. Essas categorias estão descritas a seguir:

- **Qualidade de energia:** Para essa aplicação, as baterias, SMES, *flywheel*, supercapacitor e capacitor são mais adequados devido à rápida resposta desses elementos.
- **Gerenciamento de energia:** São mais adequados para essa aplicação o PHS e CAES, porque possuem alta capacidade de armazenamento e conseguem manter elevada potência de saída por até dias.
- **Bridging Power:** Esse termo se refere ao ato de transferir a responsabilidade de fornecer potência a uma carga de uma fonte que está com defeito a uma que opera normalmente. Para essa aplicação, são indicadas baterias, células combustíveis devido ao rápido tempo de resposta e ao longo período de descarga que elas possuem.

3.3 Escolha e modelagem dos elementos armazenadores de energia

A fim de atender as necessidade de uma microrrede, em Jarnut, Werminiński e Wańkiewicz (2017), são apresentados critérios que são utilizados para a escolha de elementos armazenadores de energia. Alguns deles são a alta eficiência energética, a capacidade de armazenamento alta e por longos períodos, rápida resposta, a capacidade de fornecer elevada potência, a possibilidade de ser utilizado em pequena escala, duração longa, em ciclos, e baixo ou nenhum impacto ambiental devido ao uso do ESS.

Analisando os diferentes tipos de ESS, nota-se que o PHS é um dos que possuem maior potência de saída, tempo de descarga e armazenamento de energia. Entretanto, seu tempo de resposta é na ordem de minutos, o que é indesejado. Espera-se que o elemento armazenador consiga responder instantaneamente a um ilhamento ou demanda imediata

de carga. Outro extremo é o caso de supercapacitores. Esses armazenadores são capazes de fornecer de média a baixa potência, armazenam pouca energia e, por isso, descarregam rapidamente. Embora seu tempo de resposta seja rápido, devido à baixa capacidade de armazenamento, os capacitores não atenderiam também aos critérios.

Por ser um ESS com tecnologias mais maduras e se encaixar nos critérios citados, foram escolhidas para a modelagem as baterias eletroquímicas. Como dito anteriormente, esses elementos armazenadores são os mais empregados em sistemas elétricos de potência. Ademais, escolheu-se utilizar as baterias de íons de Lítio devido à sua alta eficiência, durabilidade e capacidade de armazenamento.

3.4 Filosofias de Controle do Elemento Armazenador de Energia

O controle do elemento armazenador de energia deve ser capaz de fazê-lo responder da melhor forma possível em diferentes cenários aos quais a microrrede é submetida. A principal função do controle é manter a magnitude e frequência da tensão no barramento comum constantes e dentro de uma faixa especificada e/ou controle de potências ativa/reactiva (HATZIARGYRIOU et al., 2007).

No caso de manter potências ativa e reativa especificadas, é utilizada uma estratégia de controle baseada na corrente do BESS. A partir dessa corrente, é gerada uma tensão de referência para a modulação por largura de pulsos (*Pulse-Width Modulation* (PWM)) do conversor. A PWM será sincronizada com a frequência da rede a partir da leitura da tensão no Ponto de Conexão (PC) entre a microrrede e o sistema de armazenamento (HATZIARGYRIOU et al., 2007).

Nessa estratégia de controle, pode ser implementada a transformação de Park. Com essa transformação, as correntes medidas no referencial abc são projetadas num referencial rotativo. Assim, as correntes de saída do conversor, quando balanceadas, são divididas no eixo em quadratura (q) e eixo direto (d). O primeiro está relacionado com a potência reativa, enquanto o segundo está relacionado com a potência ativa. Na saída da malha de controle, serão enviados os sinais de tensão de eixo direto e de quadratura. Realizando então a transformação inversa de Park, os sinais de tensão serão enviados, no referencial abc , como referência para a PWM (HATZIARGYRIOU et al., 2007).

Uma maneira de definir a corrente de eixo direto e de quadratura indiretamente é utilizando duas novas malhas de controle, estabelecendo uma potência reativa de referência e uma tensão do elo CC de referência. Assim, controlando a tensão do elo CC em um valor estabelecido, uma corrente de eixo direto é enviada como referência para o controle de potência ativa. Controlando a potência reativa, é fornecido para o controle de corrente um valor de referência para o eixo de quadratura (HATZIARGYRIOU et al., 2007).

4 MODELAGEM DE BATERIAS

A modelagem de baterias é importante para estimar suas características elétricas computacionalmente. Com esse objetivo, diversos modelos matemáticos foram desenvolvidos. Neste Capítulo, estão descritos alguns deles e que foram retirados de Sun e Shu (2011) e Tremblay, Dessaint e Dekkiche (2007).

4.1 Modelo de bateria simplificado

Para aumentar a precisão do modelo mais básico de uma bateria que é a representação dela por uma fonte de tensão constante em série com uma resistência fixa, esse modelo, representado na Figura 1, considera a resistência interna (R_i) da bateria como função do estado de carga (*State of Charge* (SOC)). Sendo R_0 a resistência interna da bateria calculada quando essa está totalmente carregada, tem-se a seguinte expressão de R_i :

$$R_i = \frac{R_0}{S^k} \quad (4.1)$$

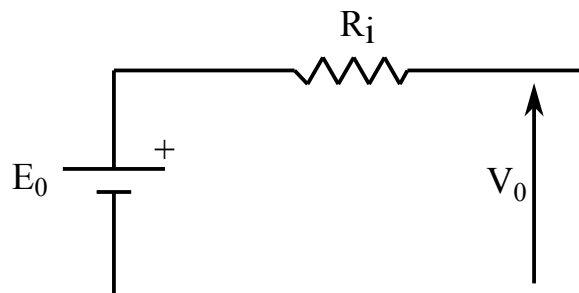
Sendo que, k é uma função que depende da velocidade de descarga da bateria e é calculado a partir de parâmetros dados pelo fabricante. O fator S varia entre 0 (bateria totalmente descarregada) e 1 (bateria totalmente carregada) e pode ser determinado por:

$$S = 1 - \frac{Q_{Ah}}{C^{10}} \quad (4.2)$$

Considerando que, C^{10} é a capacidade, em Ah, da bateria de manter determinada corrente por 10 horas. Q_{Ah} é a carga atual da bateria.

Esse modelo não considera a perda de eficiência da bateria com o seu uso.

Figura 1 – Equivalente elétrico do modelo 1.

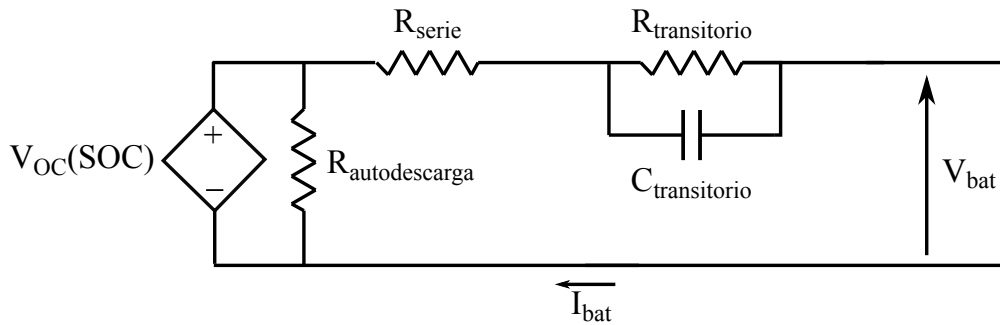


Fonte: Adaptado de Sun e Shu (2011).

4.2 Modelo baseado no equivalente elétrico de Thévenin

O modelo de bateria baseado no equivalente de Thévenin, representado na Figura 2, utiliza um resistor série a um ramo RC paralelo a fim de prever a resposta da bateria a uma mudança transitória de carga considerando um determinado SOC e tensão de circuito aberto (*Open-Circuit Voltage* (OCV)) fixas. Além disso, o modelo considera a autodescarga da bateria adicionando uma resistência paralela à fonte de tensão V_{OC} . Em contrapartida, não é possível obter a resposta do elemento armazenador em condições de mudança na tensão de regime permanente ou obter resposta em tempo real.

Figura 2 – Equivalente elétrico do modelo baseado em Thévenin.



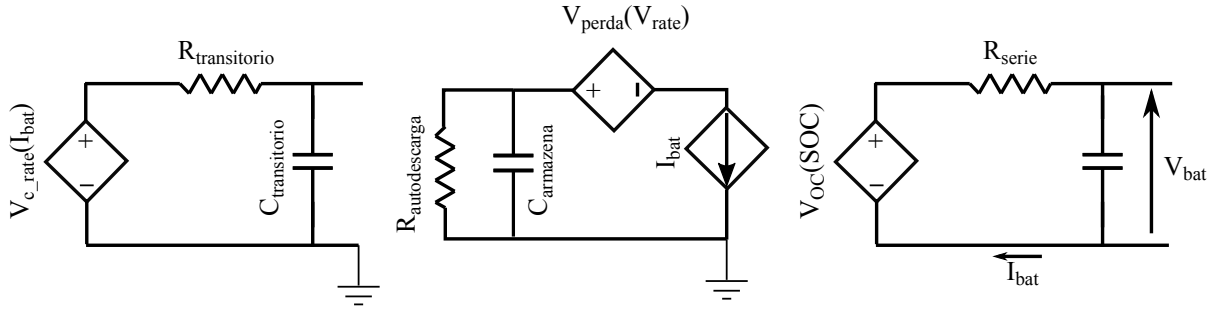
Fonte: Fonte: Adaptado de Sun e Shu (2011).

4.3 Modelo baseado no tempo de execução

O modelo em tempo real, representado na Figura 3, é dividido em 3 partes distintas. A primeira é composta por uma resistência ($R_{transitoria}$) e uma capacitância ($C_{transitoria}$) que representam o comportamento transitório da bateria. A segunda parte é composta pela resistência $R_{autodescarga}$, a capacitância ($C_{armazena}$) e a fonte de tensão V_{lost} que representam a autodescarga da bateria, a capacidade de armazenamento total e a queda de tensão devido às perdas internas respectivamente. Ademais, I_{bat} corresponde à corrente da bateria. A última parte dá a informação do SOC e da tensão terminal da bateria. Possui uma resistência R_{serie} que representa a resistência interna do elemento e possui uma fonte de tensão $V_{OC}(SOC)$ que representa o estado de carga.

Esse modelo utiliza um complexo circuito para simular a resposta em tempo real e a resposta CC da bateria. Entretanto, esse modelo possui pouca precisão quando a corrente de carga varia.

Figura 3 – Equivalente elétrico do modelo baseado em tempo real de operação da bateria.



Fonte: Fonte: Adaptado de Sun e Shu (2011).

4.4 Modelo de previsão das características de tempo de execução e da relação corrente-tensão da bateria

Nesse modelo, que está representado na Figura 4, o capacitor ($C_{armazena}$) e a fonte de corrente controlada por corrente representam a capacidade de armazenamento, o SOC e o tempo de operação da bateria. O circuito RC ($R_{transitorio}$ e $C_{transitorio}$) simulam a resposta transitória. A fonte de tensão controlada por tensão é usada para aliar o SOC à tensão em circuito aberto da bateria.

Esse modelo simula precisamente a resposta em regime permanente e transitória da bateria, além de também calcular outras características elétricas dinâmicas, como capacidade de armazenamento útil e tensão de circuito aberto. Entretanto, a precisão não é suficiente para cargas de curta duração (inferior a 1 s). Isso se dá pelo modelo considerar a capacidade de descarga da bateria uma função apenas da taxa de descarregamento ($i(t)$), temperatura ($f_2[T(t)]$) e número de ciclos ($f_3[n_{ciclo}]$). Para tornar a análise mais precisa, deve ser utilizado um fator de descarga ($f_1[i(t)]$) que representa a perda da capacidade da bateria devido ao aumento da corrente.

Assim, o modelo final em forma de circuito é mostrado na Figura 4 e é regido pelas seguintes equações:

$$SOC[i(t), T(t), n_{ciclo}, t] = SOC_{inicial} + \int_0^t f_1[i(t)] f_2[T(t)] f_3[n_{ciclo}] i(t) dt \quad (4.3)$$

$$V_{bat} = V_{OC}(SOC, T) - i_{bat} R_{int}(SOC, T) + i_{bat}(t) R_{transitoria}(\tau_s, \tau_m, \tau_h) \quad (4.4)$$

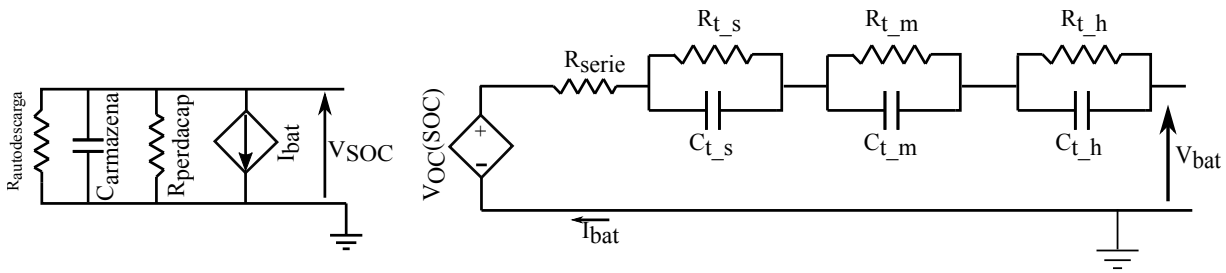
$$R_{transitoria} = R_s(SOC) e^{-\frac{1}{R_s(SOC) C_s(SOC)}} + R_m(SOC) e^{-\frac{1}{R_m(SOC) C_m(SOC)}} + A \quad (4.5)$$

$$A = R_h(SOC)e^{-\frac{1}{R_h(SOC)C_h(SOC)}} \quad (4.6)$$

Sendo que, τ é a constante de tempo do respectivo circuito RC e R_{cap_fade} é uma resistência adicionada com o intuito de incluir o fator de descarga.

Em Kroeze e Krein (2008), foi detalhado um método de obter os parâmetros desse circuito.

Figura 4 – Equivalente elétrico do modelo baseado em tempo real de operação da bateria e característica Corrente-Tensão.



Fonte: Adaptado de Sun e Shu (2011).

4.5 Modelo de Shepherd

Conforme Tremblay, Dessaint e Dekkiche (2007), a bateria é modelada por uma fonte de tensão controlada em série com uma resistência constante, representada na Figura 5. A tensão de circuito aberto é uma função não linear do estado de carga da bateria dada por (4.7). Dessa forma, a tensão no terminal da bateria (V_{bat}) é dada por (4.8).

$$E = E_0 - K \frac{Q}{Q - \int idt} + Ae^{-B \int idt} \quad (4.7)$$

$$V_{bat} = E - Ri \quad (4.8)$$

Sendo:

E : Tensão de circuito aberto da bateria (V);

Q : Capacidade da bateria (Ah);

$\int idt$: Carga entregue ou consumida pela bateria (Ah);

E_0 : Tensão constante da bateria (V);

K : Tensão de polarização (V);

A : Amplitude da zona exponencial (V);

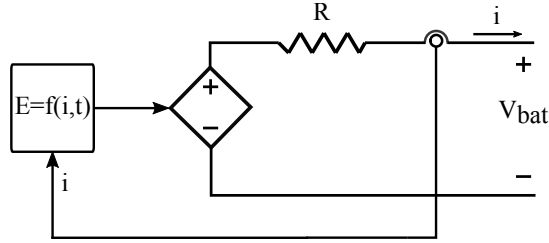
B : Taxa de decaimento da zona exponencial (Ah^{-1});

R : Resistência interna da bateria (Ω);

i : Corrente da bateria (A); e

V_{bat} : Tensão nos terminais da bateria (V).

Figura 5 – Modelo de bateria genérica.



Fonte: Adaptado de: Tremblay, Dessaint e Dekkiche (2007).

Nesse modelo, a resistência interna da bateria é considerada constante durante a recarga e descarga, assim como a capacidade de armazenamento do elemento. Além disso, assume-se que os parâmetros de (4.7) e (4.8) são iguais tanto para a descarga, quanto para a recarga. Ainda, a temperatura não interfere no comportamento do modelo. Além disso, a auto-descarga e o efeito memória da bateria não são considerados.

O limite inferior da tensão, sem carga, da bateria é 0 V, enquanto não há limitante superior. Ademais, a capacidade mínima da bateria é de 0 Ah, enquanto a máxima não possui limite. Dessa forma, o SOC, calculado por (4.9), pode ser superior a 100 %.

$$SOC = \frac{Q - \int i dt}{Q} \quad (4.9)$$

5 O CONVERSOR FONTE DE TENSÃO (VSC)

Este Capítulo foi escrito baseado no livro Martins e Barbi (2005). Nele, são descritos os conversores CC-CA de fonte de tensão, para sua topologia trifásica, e tipos de modulação utilizadas.

Os conversores CC-CA de tensão, ou inversores, conseguem produzir na saída de seus terminais tensão e corrente alternadas a partir de uma fonte CC. As fontes podem ser banco de baterias, painéis fotovoltaicos, células combustíveis ou circuitos retificadores.

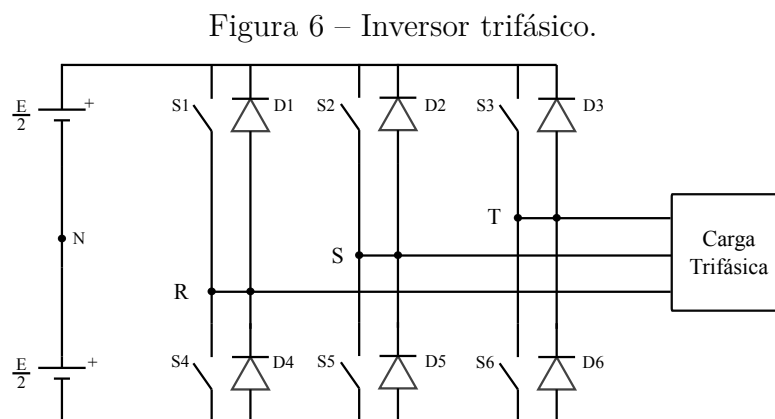
Os inversores são estruturas que servem para controlar o fluxo de energia entre uma fonte de tensão contínua e uma carga trifásica ou monofásica que necessita ser alimentada por tensão alternada, controlando a frequência, a fase e amplitude da tensão de saída.

5.1 Estruturas trifásicas

O inversor trifásico, de forma de onda retangular na saída, é bastante empregado nas indústrias em alta potência devido a sua eficiência em obter tensões trifásicas com frequência controlável. Seu funcionamento é o mesmo de um conversor CC-CA monofásico em ponte. O inversor trifásico está representado na Figura 6.

Sua estrutura é composta por 6 chaves comandadas e seus respectivos diodos de roda-livre (para cargas indutivas) conectados em antiparalelo. São 3 braços inversores em meia ponte responsáveis por suas associadas fases. Ademais, as cargas são geralmente balanceadas.

O efeito trifásico é obtido conectando alternadamente o terminal de saída de cada braço inversor, a cada meio período, aos terminais positivo e negativo da fonte CC. A sequência de chaveamento é tal que a defasagem entre as ondas seja mantida em 120° .



Fonte: Adaptado de Martins e Barbi (2005).

5.2 Reversibilidade dos conversores CC-CA de tensão

Em alguns casos de aplicação de inversores, a carga, além de receber a energia proveniente do banco de baterias que alimenta o conversor CC-CA, também pode servir como fonte de energia e recarregar essas baterias. Um exemplo dessa aplicação é a utilização de inversores em carros elétricos. Durante a aceleração, a bateria do carro fornece energia elétrica para ele que a converte em energia cinética. Porém, durante a frenagem, o carro passa a funcionar como fonte de energia elétrica, convertendo energia cinética em eletricidade.

A potência de um inversor em ponte depende do ângulo de defasagem entre a corrente de carga e a tensão de carga fundamental. Portanto, é possível controlar o fluxo de energia, controlando essa diferença de fase.

5.3 Controle dos conversores CC-CA de tensão

Os conversores CC-CA são empregados para controlar ou regular a tensão nos terminais de entrada da carga. O controle de tensão pode ser empregado quando é necessário manter o fluxo magnético no entreferro de uma máquina de corrente alternada variando o nível de tensão na entrada dela ao realizar um ajuste de velocidade. Ainda, a regulação pode ser feita ao alimentar cargas críticas a partir de um banco de baterias. Nesse caso, a tensão de saída precisa ser regulada, já que o estado de carga, as impedâncias internas da bateria e as impedâncias do próprio circuito inversor alteram a tensão nos terminais de saída.

Para isso, são empregados os seguintes métodos:

a) Controle de tensão na saída do inversor:

Pouco empregado por gerar componentes harmônicas indesejadas na carga e por ser mais complicado.

b) Controle de tensão na entrada do inversor:

Comumente empregado. Dependendo do tipo de fonte, pode ser empregado um conversor CC-CC quando o inversor for alimentado por baterias ou pode ser empregado também um retificador controlado caso o inversor seja alimentado por uma rede alternada.

c) Controle da tensão dentro do inversor por modulação ou por defasagem:

Método mais eficiente atualmente. Ele consiste em utilizar o controle por modulação ou defasagem dentro do circuito inversor, ajustando o intervalo de condução das chaves estáticas em relação ao período de comutação. Para seu emprego, há 4 técnicas que

são utilizadas com maior frequência: controle de tensão por defasagem; modulação por largura de pulsos múltiplos e iguais entre si; modulação por largura de pulsos múltiplos selecionados; modulação por largura de pulso senoidal.

A seguir, será feita uma análise em cima de uma das técnicas citadas no método do item (c).

5.3.1 Modulação por largura de pulsos (PWM) senoidal

Este método é utilizado, pois é possível, a partir dele, reduzir com maior eficiência as componentes harmônicas indesejadas e o fator de distorção da saída do inversor quando comparado aos métodos PWM lineares. Ele compara uma onda de referência senoidal (onda moduladora) de baixa frequência ($f = \frac{1}{T}$) com uma onda triangular (portadora) de maior frequência ($f_p = \frac{1}{T_p}$) que a anterior. O sinal de comando das chaves controladas tem duração definida pela intersecção entre essas duas ondas. A largura dos pulsos da tensão de carga seguem uma função senoidal. A cada semiperíodo o pulso central possui maior largura enquanto os outros vizinhos seguem a função senoidal.

A frequência da onda moduladora senoidal define a frequência do harmônico fundamental da tensão de carga e a frequência da portadora define a frequência de comutação das chaves. A amplitude da tensão na carga é igual à tensão aplicada na entrada do inversor a partir da fonte CC. Aqui, o número de pulsos por semiperíodo é definido pela equação (5.1) e quanto maior for N , maior será a frequência de chaveamento, o que aumenta a frequência das componentes harmônicas diferentes da natural, facilitando a filtragem. Entretanto, na prática, não é interessante aumentar demasiadamente a frequência de comutação das chaves já que, como consequência disso, as perdas por comutação aumentam além dos dispositivos semicondutores possuírem limitação de comutação.

$$N = \frac{T}{2T_p} \quad (5.1)$$

Outro parâmetro também utilizado para controle é o índice de modulação. Os valores eficazes e de pico da componente fundamental da tensão de carga são diretamente proporcionais a este índice. Portanto, é possível, quando necessário, manter a tensão de saída constante mesmo quando varia-se a tensão da fonte CC de entrada ou até mesmo variar a amplitude da tensão de carga para uma tensão de entrada constante.

A principal função deste método é eliminar as componentes harmônicas de mais baixa ordem (de difícil filtragem), além de regular tensão e frequência da tensão de saída. Duas maneiras de realizar modulação PWM senoidal são:

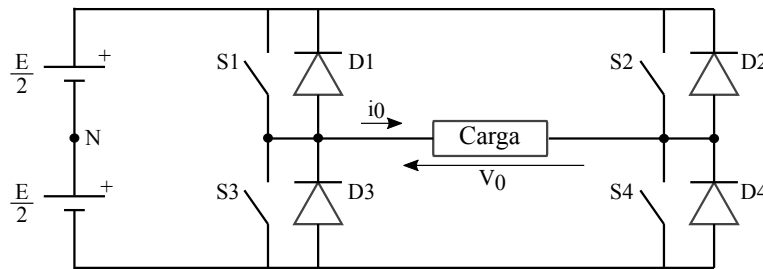
1. Modulação PWM senoidal a dois níveis; e
2. Modulação PWM senoidal a três níveis.

5.3.1.1 Inversor monofásico de tensão com aplicação de modulação PWM senoidal a dois níveis

Esse tipo de modulação possui essa denominação porque a tensão de saída assume apenas dois níveis: $+E$ e $-E$. Considerando a tensão da onda portadora V_{tri} , da onda moduladora V_{sen} e a tensão de saída V_0 , tem-se $V_0 = +E$ para $V_{sen} > V_{tri}$ e $V_0 = -E$ para $V_{sen} < V_{tri}$. Para esta modulação, tanto o inversor em ponte completa, quanto o meia ponte, podem ser utilizados.

Tomando como exemplo a estrutura monofásica em ponte completa da Figura 7, será feita uma análise sobre as estratégias de comando. Na primeira etapa, S1 e S4 conduzem se $V_{sen} > V_{tri}$ e, então, $V_0 = E$. Se $V_{sen} < V_{tri}$, então S1 e S4 são bloqueadas e D2 e D3 conduzem e $V_0 = -E$. Na segunda etapa, S2 e S3 conduzem se $V_{sen} < V_{tri}$ e $V_0 = -E$. Se $V_{sen} > V_{tri}$, então S2 e S3 são bloqueadas e D1 e D4 começam a conduzir e $V_0 = E$.

Figura 7 – Conversor CC-CA monofásico ponte completa.



Fonte: Adaptado de Martins e Barbi (2005).

Nas estruturas em ponte completa, então, é necessário apenas um pulso de comando para ativar um par de chaves e o complementar dele para o outro par. Na prática, é necessário ter um retardo entre o pulso de comando e o seu complementar para evitar curto circuito entre os pares de chaves.

5.3.1.2 Inversor monofásico de tensão com aplicação de modulação PWM senoidal a três níveis

Nesse caso, o sinal de comando é gerado a partir da intersecção de duas ondas moduladas senoidais, defasadas em 180° e de amplitudes iguais, com uma onda portadora triangular. Dessa forma, considerando a Figura 7, para um par de chaves comandadas (S1 e S3) o sinal de comando é gerado pela intersecção entre uma onda moduladora senoidal (V_{seno1}) e a onda triangular portadora. O sinal de comando para o outro par de chaves estáticas (S2 e S4) é gerado pela intersecção da outra onda senoidal (V_{seno2}), complementar a anterior, com a onda portadora triangular. A tensão resultante de saída é formada por

um conjunto de pulsos retangulares com largura que segue uma função senoidal. Além disso, neste método, a tensão de saída pode assumir valores iguais a $+E$, 0 ou $-E$.

Neste caso, o número de pulsos gerados por semi período é o dobro se comparado com o caso anterior para uma mesma frequência de comutação das chaves comandadas. Além disso, a frequência das componentes harmônicas mais próximas à fundamental aumenta, facilitando então a filtragem delas. Entretanto, é um método de controle mais complexo de ser implementado e não pode ser utilizado em inversores com estrutura meia-ponte.

Considerando que as chaves de um mesmo braço nunca podem conduzir ao mesmo tempo, há dois níveis possíveis de tensão do nó de cada braço. Ainda, como V_0 é obtido a partir da diferença das tensões dos nós de cada braço inversor, é possível montar 6 combinações possíveis de forma que a tensão de saída possua 3 níveis distintos como dito no parágrafo anterior. Em uma dessas combinações, haverá casos de um diodo e uma chave conduzirem ao mesmo tempo. Nesses casos, a tensão de saída será zero. A tensão sempre varia de 0 a algum nível possível quando há comutação de condução entre chaves.

Na modulação PWM senoidal a três níveis utilizando duas ondas senoidais moduladoras, as componentes harmônicas do sinal de saída iniciam a partir de $n = 2m_f$, porém, quando há apenas uma onda moduladora, as componentes harmônicas iniciam a partir de $n = m_f$. Sendo que, m_f é dada por (5.2).

$$m_f = \frac{T}{T_p} = \frac{f_p}{f} \quad (5.2)$$

5.3.1.3 Inversor de tensão trifásico

Assim como nos inversores monofásicos, a técnica PWM senoidal aplicada a inversores monofásicos também é vantajosa em reduzir a relevância das harmônicas de baixa frequência e em controlar a amplitude do harmônico fundamental da tensão de saída.

Os sinais de comando são gerados pela comparação de três ondas senoidais moduladoras, sendo uma para cada braço inversor, defasadas 120° uma das outras e de mesma amplitude e frequência, com uma onda portadora triangular. Da mesma forma que nos inversores monofásicos, a frequência das ondas moduladoras define a frequência do sinal de saída e a frequência da onda triangular define a frequência de chaveamento das chaves estáticas.

5.3.1.4 Geração dos sinais de comando PWM senoidal

Os sinais de comando para as chaves estáticas nos inversores utilizando a modulação PWM senoidal são gerados pela comparação entre um sinal senoidal retificado e uma onda triangular. A fonte de sinal senoidal retificado é conectada à entrada não inversora e a

fonte da onda triangular é conectada à entrada inversora de um comparador. Durante o intervalo que a amplitude da onda triangular for maior que a amplitude da senoide, a saída do comparador terá tensão nula e quando ocorrer o contrário, a saída do comparador terá elevada tensão. Dessa forma, um sinal de controle formado por pulsos de comando é criado e pode ser enviado para as chaves comandadas. Como a amplitude da onda triangular é geralmente fixada, controla-se a amplitude do harmônico fundamental da tensão de saída do inversor variando-se a amplitude da onda moduladora.

5.3.2 Sistemas de Fasores Espaciais

Quando se trata de conversores fonte de tensão, um dos desafios é controlar correntes alternadas trifásicas. O motivo disso pode ser visto considerando a função de transferência de um sistema, cujo controle da planta é realizado por um compensador do tipo Proporcional Integrativo (PI). Essa função de transferência em malha fechada com constante de tempo (τ_i) está representada na equação (5.3) (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

$$G_{mp} = \frac{1}{\tau_i s + 1} = \frac{H(s)}{H_{ref}(s)} \quad (5.3)$$

Seja um sinal de referência senoidal:

$$h_{ref}(t) = \hat{h} \cos(\omega_0 t + \phi) u(t) \quad (5.4)$$

Sendo que, $u(t)$ é a função degrau unitário.

A resposta $h(t)$ a esse sinal de referência nesse sistema será da forma (YAZDANI; IRAVANI, 2010):

$$h(t) = \frac{\hat{h}}{\sqrt{1 + (\tau_i \omega_0)^2}} \cos(\omega_0 t + \phi + \psi) \quad (5.5)$$

Com $\psi = -\text{atan}(\tau_i \omega_0)$, nota-se na saída uma atenuação e atraso que dependem da constante de tempo do sistema. Além deste empecilho, como são sinais trifásicos, há três sinais a serem controlados. Para evitar esses problemas, o conceito de fasores espaciais é comumente utilizado (YAZDANI; IRAVANI, 2010). Neste capítulo, foram reproduzidos os conceitos de fasores espaciais e, complementarmente, foram introduzidos os conceitos das transformações $\alpha\beta$ e dq desenvolvidos no livro Yazdani e Iravani (2010).

5.3.2.1 Fasores espaciais

Sejam as seguintes funções senoidais balanceadas trifásicas:

$$\begin{aligned}
f_a(t) &= \hat{f} \cos(\omega t + \theta_0) \\
f_b(t) &= \hat{f} \cos(\omega t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) \\
f_c(t) &= \hat{f} \cos(\omega t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3})
\end{aligned} \tag{5.6}$$

Para o sistema acima, o fasor espacial \vec{f} é definido como:

$$\vec{f}(t) = \frac{2}{3} [e^{j0} f_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_b(t) + e^{-j\frac{2\pi}{3}} f_c(t)] \tag{5.7}$$

Utilizando a relação de Euler da equação (5.8) e a identidade da equação (5.9),

$$\cos(x) = \frac{e^{jx} + e^{-jx}}{2} \tag{5.8}$$

$$e^{j0} + e^{j\frac{2\pi}{3}} + e^{-j\frac{2\pi}{3}} = 0 \tag{5.9}$$

e substituindo as funções senoidais de (5.6) em (5.7), tem-se:

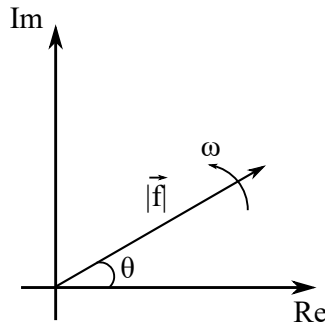
$$\vec{f}(t) = \frac{2}{3} [e^{j0} \hat{f} \cos(\omega t + \theta_0) + e^{j\frac{2\pi}{3}} \hat{f} \cos(\omega t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) + e^{-j\frac{2\pi}{3}} \hat{f} \cos(\omega t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3})]$$

$$\vec{f}(t) = \frac{1}{3} \hat{f} [e^{j(\omega t + \theta_0)} + e^{-j(\omega t + \theta_0)} + e^{j(\omega t + \theta_0)} + e^{-j(\omega t + \theta_0)} + e^{j(\omega t + \theta_0)} + e^{-j(\omega t + \theta_0)}]$$

$$\vec{f}(t) = (\hat{f} e^{j\theta_0}) e^{j\omega t} \tag{5.10}$$

Pela expressão (5.10), se \vec{f} for constante, o termo $\hat{f} e^{j\theta_0}$ é um fasor convencional. Além disso, o fasor espacial \vec{f} é um vetor no plano complexo com amplitude constante que gira em torno da origem com o tempo. Na Figura 8, está a representação vetorial desse fasor.

Figura 8 – Fasor espacial no plano complexo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

De forma mais geral, a frequência do sistema pode variar e a expressão (5.6) se torna

$$\begin{aligned} f_a(t) &= \hat{f}(t)\cos(\theta(t)) \\ f_b(t) &= \hat{f}(t)\cos(\theta(t) - \frac{2\pi}{3}) \\ f_c(t) &= \hat{f}(t)\cos(\theta(t) + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (5.11)$$

Sendo,

$$\theta(t) = \theta_0 + \int_0^t w(\tau)d\tau \quad (5.12)$$

Consequentemente, o fasor espacial de (5.11) é expresso por:

$$\vec{f}(t) = \hat{f}(t)e^{j\theta(t)} \quad (5.13)$$

Portanto, é possível extrair do fasor espacial informações de ângulo de fase, amplitude e frequência de um sistema trifásico. Para obter as funções trifásicas $f_a(t)$, $f_b(t)$ e $f_c(t)$ a partir de (5.13), basta tomar $Re(\vec{f}(t)e^{-j0})$, $Re(\vec{f}(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}})$ e $Re(\vec{f}(t)e^{j\frac{2\pi}{3}})$ respectivamente. A transformação do fasor espacial \vec{f} para os sistemas $\alpha\beta$ e dq se baseiam nesses conceitos e são explicadas nas Seções 5.3.2.2 e 5.3.2.3 respectivamente.

5.3.2.2 Transformação $\alpha\beta$

Quando o objetivo é controlar a amplitude e fase de sinais senoidais trifásicos, utiliza-se muito o conceito dos fasores espaciais. Entretanto, para a implementação e sintonia de controle, é preferível mapear os fasores espaciais em coordenadas cartesianas ao invés de polares, como na equação (5.13). Esse mapeamento em coordenadas cartesianas estacionárias pode ser feito no sistema $\alpha\beta$.

Considerando o fasor espacial da equação (5.7), ele pode ser decomposto em uma componente real e outra imaginária da forma:

$$\vec{f}(t) = f_\alpha(t) + jf_\beta(t) \quad (5.14)$$

Substituindo a equação (5.7) em (5.14), é possível obter a seguinte representação matricial:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\mathbf{C} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

Sendo que,

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} Re(e^{j0}) & Re(e^{j\frac{2\pi}{3}}) & Re(e^{-j\frac{2\pi}{3}}) \\ Im(e^{j0}) & Im(e^{j\frac{2\pi}{3}}) & Im(e^{-j\frac{2\pi}{3}}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

Esse tipo de transformação permite que o número de malhas de controle sejam reduzidos de três para duas. Entretanto, o controle ainda precisa rastrear sinais de referência que variam com o tempo. Dessa forma, utiliza-se o sistema dq para que esse problema seja eliminado.

5.3.2.3 Transformação dq

Da mesma forma que o sistema $\alpha\beta$, o dq mapeia o fasor espacial em dois eixos. Entretanto, ao contrário do anterior, os eixos dq rotacionam. Para produzir esse efeito, uma defasagem de $\epsilon(t)$ é aplicada em (5.14). Esse ângulo, descrito pela equação (5.17)

$$\epsilon(t) = \epsilon_0 + \int w(\tau) d\tau, \quad (5.17)$$

deve ter a mesma velocidade angular ω do fasor espacial, de tal maneira que as projeções dele nos eixos dq sejam:

$$f_d(t) + jf_q(t) = (\hat{f}e^{j\theta(t)})e^{-j\epsilon(t)} \quad (5.18)$$

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

$$f_d(t) + jf_q(t) = (\hat{f}(t)e^{j\theta(t)})e^{-j\epsilon(t)}$$

$$f_d(t) + jf_q(t) = (\hat{f}(t)\cos(\theta_0 - \epsilon_0)) + j(\hat{f}(t)\sin(\theta_0 - \epsilon_0)) \quad (5.19)$$

Portanto, é possível notar que as projeções $f_d(t)$ e $f_q(t)$ para sinais trifásicos balanceados em regime permanente são constantes. Além disso, é possível encontrar as projeções desses sinais nos eixos dq realizando apenas uma operação algébrica, como na transformação $\alpha\beta$. Essa operação é dada pela equação matricial (5.20).

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\mathbf{T} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

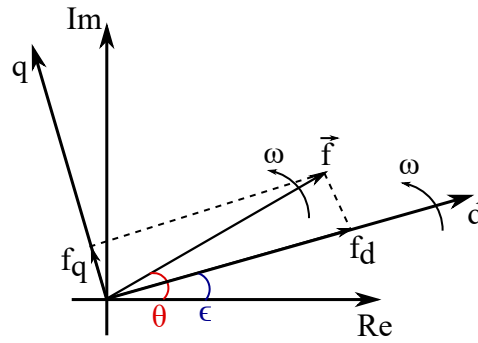
Sendo que,

$$\mathbf{T} = \mathbf{R}[\epsilon(t)]\mathbf{C} \quad (5.21)$$

$$\mathbf{R}[\epsilon(t)] = \begin{bmatrix} \cos(\epsilon(t)) & \sin(\epsilon(t)) \\ -\sin(\epsilon(t)) & \cos(\epsilon(t)) \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

Como mostrado, utilizando esse conceito, é possível controlar sinais periódicos a partir de grandezas CC, o que permite o emprego de compensadores de mais fácil sintonia. Ainda, o sistema dq é convencionalmente utilizado para formular e analisar grandes sistemas de energia (YAZDANI; IRAVANI, 2010). Na Figura 9, estão representados o fasor espacial \vec{f} e suas projeções nos eixos dq .

Figura 9 – Fasor espacial no plano complexo com as coordenadas dq .



Fonte: Elaborado pelo autor.

6 MODELAGEM DO SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

O sistema de armazenamento de energia foi modelado de forma que ele consiga trocar uma potência aparente de 2 MVA com um sistema de distribuição. Para este trabalho, foi utilizado um sistema alemão de média tensão real que está no *benchmark* realizado pelo Conselho Internacional de Grandes Rede Elétricas (*Conseil International des Grands Réseaux Électriques* (CIGRE)) em 2014 (CIGRÉ, 2014). Para realizar a interface entre o BESS e a rede, um transformador trifásico delta-estrela aterrado (20kV/4,16kV) de 2 MVA foi utilizado. Os parâmetros do transformador estão apresentados na Tabela 4. Adicionalmente, a impedância Z_t está referida ao secundário.

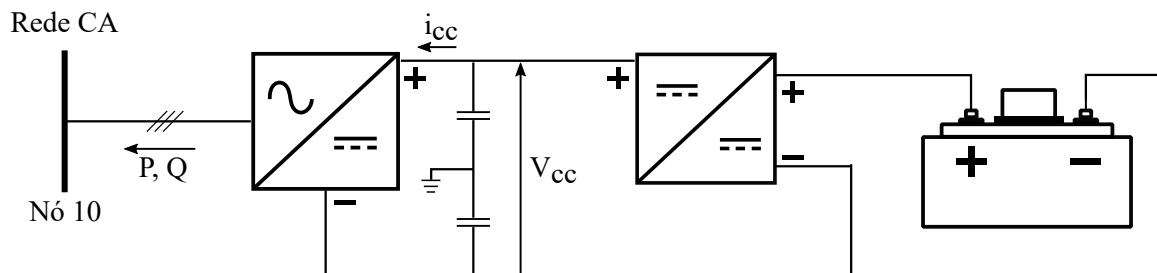
Tabela 4 – Parâmetros do transformador de interface do BESS.

Configuração	Z_t (Ω)	Tensão do Secundário (kV)	Tensão do primário (kV)	$S_{nominal}$ (MVA)
Delta-Estrela aterrado	j1,30	4,16	20,0	2,0

Fonte: Elaborada pelo autor.

O BESS foi composto por um banco de baterias, um VSC e um conversor CC-CC, que pode funcionar como abaixador (*buck*) ou elevador (*boost*) de tensão. A estrutura do sistema de armazenamento pode ser visto na Figura 10. O sistema opera em 3 possíveis modos. No primeiro e no segundo, a bateria é descarregada, a 1 MW, e carregada, a 0,5 MW, respectivamente. No terceiro, a potência ativa trocada entre o BESS e a rede é igual a zero. Além disso, em todos os três modos o BESS fornece potência reativa a fim de controlar a tensão do nó a que ele está conectado.

Figura 10 – Sistema de armazenamento de energia.



Fonte: Elaborado pelo autor.

6.1 Modelagem do Banco de Baterias

O modelo de Shepherd foi utilizado para estimar a dinâmica do banco de baterias *Intensium Max+ 20E* de íons de Lítio da fabricante Saft (SAFT, 2017). Os dados desse elemento armazenador estão compilados na Tabela 5.

Tabela 5 – Dados do banco de baterias *Intensium Max+ 20E*.

Baterias Intensium Max+ 20E	
Capacidade nominal - Q_{nom}	1,53 kAh
V_{nom}	771 V
Potência nominal	2,50 MW
Máxima corrente de descarga - I_{des}	3,24 kA
Máxima corrente de recarga - I_{rec}	0,22 kA
Tempo de descarga	0,5 h
Tempo de recarga	1,5 h

Fonte: Saft (2017)

O modelo de bateria utilizado foi o de Shepherd pela facilidade em obter seus parâmetros e por sua precisão, quando comparado aos outros modelos estudados. Para estimar os parâmetros necessários desse modelo, foi empregada a metodologia de Tremblay, Dessaint e Dekkiche (2007) neste trabalho. Nela, utilizam-se três pontos da curva de descarga da bateria. Entretanto, como o *datasheet* fornecido pela fabricante não possui essa curva, foi necessário assumir valores para alguns desses pontos.

Primeiramente, calculou-se a resistência interna (R_b) da bateria. Como a eficiência do elemento armazenador é por volta de 96% para descarga em corrente nominal, de Tremblay, Dessaint e Dekkiche (2007), tem-se:

$$R_b = V_{nom} \frac{1 - \eta}{Q_{nom}} \quad (6.1)$$

Resolvendo a equação (6.1), $R_b = 20,2 \text{ m}\Omega$.

Após o cálculo da perda interna, determinou-se o parâmetro A, que é igual a diferença entre a tensão interna da bateria em condição de carga total (E_{tot}) e a tensão no ponto exponencial (E_{exp}). Contudo, esses valores não foram dados pelo fabricante. Em Tremblay, Dessaint e Dekkiche (2007), $E_{exp} = 1,042E_{nom}$ para uma bateria do mesmo tipo. Dessa forma, como $V_{nom} = 771 \text{ V}$, E_{nom} pode ser encontrado aplicando a lei de Kirchhoff das tensões no circuito da bateria.

$$E_{nom} = V_{nom} + R_b I_{des} = 836,31 \text{ V}$$

Consequentemente, $E_{exp} = 871,15 \text{ V}$.

Ainda, considerou-se também que a máxima tensão terminal dada pelo *datasheet* é igual a V_{tot} . Assim, tem-se:

$$E_{tot} = V_{tot} + R_b I_{des} = 932,31 \text{ V}$$

Com isso, encontrou-se o parâmetro A.

$$A = E_{tot} - E_{exp} = 61,15 \text{ V} \quad (6.2)$$

Em seguida, deve ser calculado o parâmetro B. Para isso, precisou-se da carga (Q_{exp}) da bateria no fim da região exponencial. Esse parâmetro, em Tremblay, Dessaint e Dekkiche (2007), é igual à diferença entre a carga total (Q_{tot}) e a carga nominal (Q_{nom}). A carga nominal é conhecida, enquanto assumiu-se que a carga total é igual ao produto entre a máxima corrente de descarga com o tempo que o banco leva para descarregar. Então, admitindo $Q_{tot} = 3230 \times 0,5 = 1620 \text{ Ah}$, B foi encontrado por:

$$B = \frac{3}{Q_{tot} - Q_{nom}} = 0,033 \text{ (Ah)}^{-1}$$

Após determinar B, calculou-se o parâmetro K a partir da expressão:

$$K = \frac{(E_{full} - E_{nom} + A(e^{-BQ_{nom}} - 1))(Q_{tot} - Q_{nom})}{Q_{nom}} \quad (6.3)$$

Pela equação (6.3), $K = 2,05 \text{ V}$.

Por último, calculou-se a tensão interna constante da bateria (E_0).

$$E_0 = E_{tot} + K + R I_{des} - A \quad (6.4)$$

Substituindo os parâmetros na equação acima, foi encontrado $E_0 = 873,20 \text{ V}$.

Pelo conversor elevador de tensão possuir baixa eficiência quando opera com ganhos altos, o terminal de entrada do conversor CC-CC foi conectado a um banco de baterias equivalente (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007). Esse equivalente é constituído pela conexão série de três módulos do *Intensium*. Dessa forma, a tensão que era 771 V, agora se torna 2,31 kV, diminuindo o fator de elevação de tensão e aumentando a eficiência. Na Tabela 6, estão as especificações do banco de baterias resultante utilizado neste trabalho.

Tabela 6 – Dados do banco de baterias equivalente.

Banco de baterias	
Capacidade nominal (kAh)	1,53
V_{nom} (kV)	2,31
I_{boost} (kA)	0,43
I_{buck} (kA)	0,22

Fonte: Elaborada pelo autor.

6.2 Conversor de Fonte de Tensão

O VSC modelado é do tipo trifásico a dois níveis com modulação PWM senoidal. Ainda, o elo CC possui um nó central aterrado. Esse conversor foi responsável por injetar ou absorver potência ativa da rede, controlando a tensão do elo CC (V_{cc}), e foi responsável também por manter a tensão do nó a que o BESS foi conectado no seu valor nominal, controlando a troca de potência reativa entre o sistema de armazenamento e a rede.

6.2.1 Elo CC

6.2.1.1 Tensão do Elo CC

Considerando os seguintes sinais modulantes:

$$m_a(t) = \widehat{m} \cos(\gamma(t)) \quad (6.5)$$

$$m_b(t) = \widehat{m} \cos(\gamma(t) - \frac{2\pi}{3}) \quad (6.6)$$

$$m_c(t) = \widehat{m} \cos(\gamma(t) - \frac{4\pi}{3}) \quad (6.7)$$

A amplitude \widehat{m} deve possuir módulo inferior ou igual a 1. Essa restrição deve ser respeitada a fim de evitar o efeito de sobremodulação, que é responsável pelo surgimento de frequências de baixa ordem no espectro das tensões terminais (JOVCIC; AHMED, 2015). Pela técnica de PWM, a componente fundamental das tensões nos terminais do conversor ($v_T(t)$) devem ser da forma (YAZDANI; IRAVANI, 2010):

$$v_{TA}(t) = m_a(t) \frac{V_{cc}}{2} \quad (6.8)$$

$$v_{TB}(t) = m_b(t) \frac{V_{cc}}{2} \quad (6.9)$$

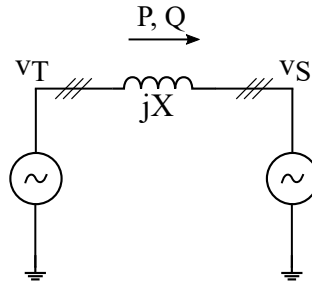
$$v_{TC}(t) = m_c(t) \frac{V_{cc}}{2} \quad (6.10)$$

Portanto, para que não ocorra a sobremodulação, considerando tensões trifásicas balanceadas, V_{cc} deve ser no mínimo (YAZDANI; IRAVANI, 2010):

$$V_{cc} \geq 2\widehat{v}_T = 2\sqrt{2}V_T \quad (6.11)$$

Para garantir que a potência de 2 MVA possa ser trocada entre o conversor e a rede, o limite inferior da tensão que o elo CC deve possuir foi calculado a partir das equações de transferência de potência entre dois terminais CA, desprezando a resistência entre eles. Considerando o diagrama unifilar de um sistema de duas fontes trifásicas conectadas por um reator representado na Figura 11.

Figura 11 – Diagrama unifilar de um sistema com duas fontes de tensão trifásica.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As potências ativa e reativa trocadas entre os nós são:

$$P = 3 \frac{V_T V_s}{X} \sin(\delta) \quad (6.12)$$

$$Q = 3 \left(\frac{V_T V_s}{X} \cos(\delta) - \frac{V_s^2}{X} \right) \quad (6.13)$$

Sendo que:

V_T : Tensão eficaz de fase no terminal do conversor (kV);

V_s : Tensão eficaz de fase da rede refletida para o secundário do transformador (kV);

X : Reatância equivalente do transformador referida para o secundário (Ω);

δ : Diferença angular entre as tensões das duas barras ($^\circ$);

P : Potência ativa (MW); e

Q : Potência reativa (MVar).

Utilizando a relação do triângulo de potências,

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (6.14)$$

as equações (6.12) e (6.13) podem ser resolvidas, já que a potência ativa, em regime permanente, é conhecida para os modos de operação do sistema de armazenamento. Além disso, para os cálculos, foi utilizado o máximo valor que V_s pode assumir sem que o conversor pare de operar. Por escolha de projeto, esse limite é 20% acima da tensão base (1,2 p.u.).

Dessa forma, sendo $S = 2$ MVA e $V_s = 1,2V_{sec}/\sqrt{3} = 2,88$ kV, a Tabela 7 apresenta os valores de V_{cc} para os diferentes modos de operação.

Tabela 7 – Tensão do elo CC para diferentes modos de operação.

$V_s = 2,88$ kV			
P (MW)	1,00	-0,50	0,00
Q (MVar)	1,73	1,94	2,00
V_{cc} (kV)	8,90	8,98	9,00
δ (°)	2,73	1,35	0,00

Fonte: Elaborada pelo autor.

Dos resultados, foi identificada a condição na qual é necessária a maior tensão de elo CC para adotá-la como nominal.

$$V_{cc} = 9 \text{ kV}$$

6.2.1.2 Capacitor do elo CC

Dentre outras, uma das funções do capacitor do elo CC (C_{elo}) de um VSC é reduzir ondulações de V_{cc} (YAZDANI; IRAVANI, 2010). Assim, para o dimensionamento desse elemento, as influências dos conversores CC-CA e *boost* devem ser consideradas. Os cálculos apresentados a seguir foram feitos considerando apenas o conversor fonte de tensão. Na Seção 6.4, é demonstrado o cálculo da capacitância que atende aos requisitos do conversor CC-CC. O maior valor encontrado foi escolhido.

Para o dimensionamento do capacitor foram feitas duas abordagens. A primeira utiliza um método proposto em Xu, Xiao e Zhang (2016) para aplicação em conversores modulares multiníveis (*Modular Multilevel Converter* (MMC)). Na segunda, a capacitância é determinada pelo método de Jovcic e Ahmed (2015).

No MMC, os níveis superiores e inferiores de cada braço são divididos em submódulos. Cada um desses possui um capacitor de mesma capacitância. Realizando chaveamento adequado, essa estrutura gera tensões trifásicas com baixo conteúdo harmônico.

O método de Xu, Xiao e Zhang (2016) introduz a equação (6.15). Nela, a capacitância de cada submódulo, a energia armazenada pelo conversor e um fator H são relacionados com a ondulação da tensão do elo CC com a finalidade de obter o melhor valor de capacitância por submódulo. O fator H representa o tempo que leva para a energia armazenada pelos submódulos chegar a zero quando o conversor é descarregado na potência nominal. Esse fator é inversamente proporcional à ondulação. Dessa forma, quanto maior for H , menor será a ondulação e maior será o capacitor.

$$C_{mod} = H \frac{N}{3} \frac{S_{MMC}}{V_{cc}^2} \quad (6.15)$$

Sendo que, N é o número de submódulos por nível do braço do conversor, S_{MMC} é a potência aparente do conversor e C_{mod} é a capacitância de cada submódulo.

Fazendo uma analogia entre um MMC e um VSC a dois níveis, a configuração do último é análogo a um MMC com dois submódulos por perna ($N = 1$). Ainda, o elo CC do VSC deste trabalho possui um nó central aterrado. Por isso, ele é constituído por dois capacitores de capacitâncias iguais a $2C_{elo} = C_{eq}$. Ademais, os capacitores que estão no mesmo nível de cada braço do MMC estão associados em paralelo e, por fim, é possível obter a relação abaixo:

$$C_{eq} = 3C_{mod} \quad (6.16)$$

Para obter C_{eq} , é preciso assumir um fator H que melhor atenda as especificações de desempenho desejadas. Como referência, é sugerido em Xu, Xiao e Zhang (2016) que o MMC opere com uma ondulação de 10-15 %, o que equivale à faixa de 35-45 ms desse fator para um sistema CA de 50 Hz. Ainda nesse artigo, mostra-se que a ondulação, para um mesmo H , é menor para sistemas com frequências maiores. Contudo, foi escolhido um fator $H=50$ ms, ainda maior que a faixa sugerida, a fim de manter a ondulação muito pequena. Além disso, como será mostrado a seguir, esse valor é ainda aceitável para projeto. Portanto, a capacitância C_{eq} é igual a:

$$C_{eq} = HN \frac{S_{MMC}}{V_{cc}^2} = 1235 \mu F$$

Outra forma de calcular a capacitância desejada do elo CC é a proposta por Jovcic e Ahmed (2015), dada pela equação (6.17).

$$C_{eq} = 4 \frac{SE_s}{V_{cc}^2} \quad (6.17)$$

Sendo que, E_s é a razão entre a energia total armazenada pelo elo CC e a potência total do conversor e recomenda-se que esteja na faixa 10-50 kJ/MVA (JOVCIC; AHMED, 2015).

Comparando as equações (6.15), (6.16) e (6.17), é possível notar que um fator H de 50 ms é equivalente a uma razão de energia igual a 12,5 kJ/MVA. Esse valor está dentro da faixa recomendada e confirma a escolha da capacitância C_{eq} .

6.2.2 Dimensionamento dos Semicondutores

Os transistores que compõem o braço do conversor devem ser capazes de suportar uma tensão reversa igual à do elo CC e uma corrente elevada já que se espera que o BESS opere em situações de falta na rede. Dessa forma, foi utilizado o módulo 5SNA 0600G650100 da fabricante ABB. Ele é composto por um conjunto de transistores do tipo *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT) em anti-paralelo com seus respectivos diodos. As resistências e quedas de tensão que esses semicondutores apresentam na operação foram estimadas pelos dados em ABB (2015). A Tabela 8 apresenta os parâmetros dos IGBT's e diodos utilizados.

Tabela 8 – Características elétricas de operação dos semicondutores.

	V_{CE} (V)	I_C (A)	r'_{on} (m Ω)	V'_{on} (V)
IGBT	6500	600	3,33	2,75
Diodo	6500	600	1,28	2,4

Fonte: Adaptada de ABB (2015).

Como esse módulo suporta apenas 6500 V de tensão reversa, foram associados dois em série. Portanto, a resistência utilizada para os cálculos foi $r_{on} = 2r'_{on}$. Ademais, as quedas de tensões dos semicondutores quando conduzem foram desconsideradas para cálculos de projeto.

6.2.3 Controle do conversor fonte de tensão

As aplicações de conversores fonte de tensão são diversas e podem ser divididas em três principais grupos. O primeiro é marcado pelo fato da rede impor a frequência de operação do sistema CA. No segundo, os VSC's possuem um controle supervisor que é responsável por controlar a frequência da rede a que estão conectados. Por fim, no terceiro, os VSC's tratam a frequência do sistema CA como uma variável de estado e operam em conjunto com máquinas elétricas (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

Neste trabalho, o VSC modelado faz parte do primeiro grupo. Nesse grupo, os conversores podem controlar, essencialmente, o fluxo de potência entre eles e a rede. Esse controle pode ser feito tanto de forma direta quanto indiretamente. Isso se deve pela possibilidade do conversor trocar potências ativa e reativa variáveis, controlando a tensão

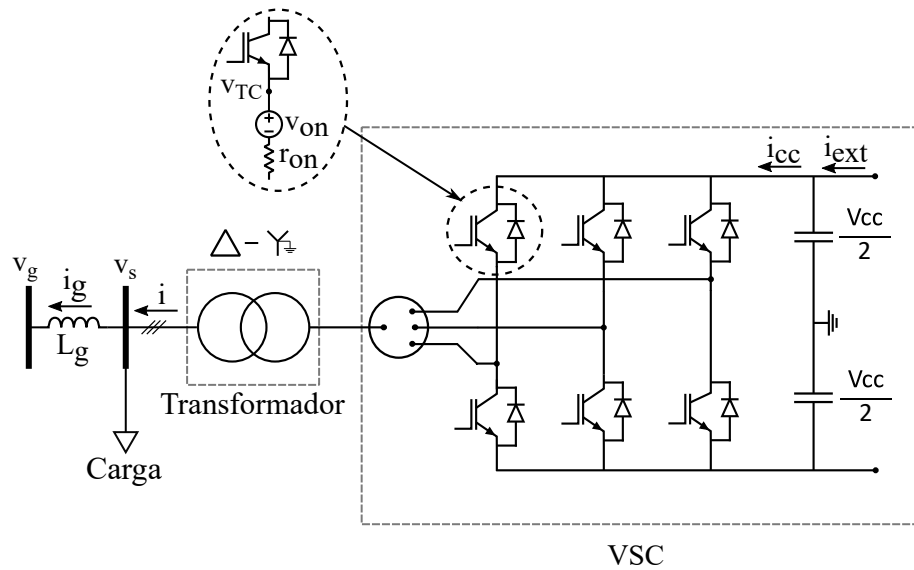
do elo CC e a tensão CA do ponto de conexão respectivamente (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

Considerando que era desejado descarregar, ou carregar, um banco de baterias e também melhorar o perfil de tensão da rede, o VSC foi projetado para ser capaz de controlar a tensão do elo CC e a tensão do nó a que ele foi conectado. Para tal, as malhas de controle do conversor são classificadas em duas. A primeira é a malha interna e é responsável pelo controle da corrente CA e a segunda é a malha externa. É nessa última que são especificados os níveis de tensão CC e CA que o conversor deve controlar. Ademais, a saída dessa malha é o sinal de referência da primeira (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

6.2.3.1 Malha interna de controle

A malha interna de controle do VSC é a responsável por enviar o sinal modulante adequado para o PWM a partir de um valor de referência de corrente. Seja o modelo de VSC trifásico a dois níveis da Figura 12, o conjunto de equações que descrevem a dinâmica do conversor é dado por (6.18) (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

Figura 12 – Conversor fonte de tensão a dois níveis.



Fonte: Adaptado de Yazdani e Iravani (2010).

$$\begin{aligned}
 L \frac{di_a(t)}{dt} &= -(R + r_{on})i_a(t) + v_{TA}(t) - v_{sA}(t) \\
 L \frac{di_b(t)}{dt} &= -(R + r_{on})i_b(t) + v_{TB}(t) - v_{sB}(t) \\
 L \frac{di_c(t)}{dt} &= -(R + r_{on})i_c(t) + v_{TC}(t) - v_{sC}(t)
 \end{aligned} \tag{6.18}$$

A partir das equações do conjunto (6.18), a seguinte equação de fasores espaciais é

obtida.

$$L \frac{d\vec{i}(t)}{dt} = -(R + r_{on})\vec{i}(t) + \vec{v}_T(t) - \vec{v}_s(t) \quad (6.19)$$

Sendo que, R e r_{on} são as resistências dos condutores e semicondutores quando em condução respectivamente e L é a indutância de dispersão de sequência positiva do transformador. Ainda, as tensões trifásicas $v_s(t)$ são da forma:

$$\begin{aligned} v_{sA}(t) &= \hat{v}_s \cos(\omega_0 t + \theta_0) \\ v_{sB}(t) &= \hat{v}_s \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{sC}(t) &= \hat{v}_s \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (6.20)$$

Para obter as equações equivalentes de (6.19) nos eixos dq , é necessário escolher uma defasagem $-\rho(t)$ da forma mais conveniente. No caso, ao definir $\rho(t)$ pela equação (6.21), é possível notar, por (5.19), que o fasor espacial \vec{v}_s não possui componente no eixo q ($v_{sq} = 0$).

$$\rho(t) = \omega_0 t + \theta_0 \quad (6.21)$$

Para que seja possível realizar a transformação dq com o ângulo $\rho(t)$ da equação (6.21), é preciso utilizar um dispositivo denominado de *Phase-Locked Loop* (PLL). A partir da leitura das tensões trifásicas $v_s(t)$, o PLL retorna a função de $\rho(t)$ com mesma frequência ω_0 e ângulo θ_0 . Neste trabalho, foi utilizado um bloco de PLL já existente no *software* PSCAD. A função de transferência do PLL é dada por:

$$\rho = H(s) \frac{V_{sq}(s)}{s} \quad (6.22)$$

Sendo que, $H(s)$ é uma função de transferência linear.

Utilizando a equação (5.19) e a defasagem $-\rho(t)$, pode-se decompor expressão (6.19) em componentes nos eixos direto e em quadratura dadas pelas equações (6.23) e (6.24) respectivamente (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

$$L \frac{di_d(t)}{dt} = -(R + r_{on})i_d(t) + v_{Td}(t) - v_{sd}(t) + L\omega_0 i_q \quad (6.23)$$

$$L \frac{di_q(t)}{dt} = -(R + r_{on})i_q(t) + v_{Tq}(t) - L\omega_0 i_d - v_{sq}(t) \quad (6.24)$$

Da mesma forma, é possível obter as projeções da tensão terminal do conversor nos eixos dq em função do sinal modulante (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

$$\begin{aligned} v_{Td}(t) &= m_d(t) \frac{V_{cc}}{2} \\ v_{Tq}(t) &= m_q(t) \frac{V_{cc}}{2} \end{aligned} \quad (6.25)$$

Nota-se que os eixos d e q estão acoplados por uma fator $L\omega_0$. Com isso, são sugeridas em Yazdani e Iravani (2010) leis de controle que desacoplam esses dois eixos que são dadas pelas expressões (6.26) e (6.27).

$$m_d(t) = \frac{2}{V_{cc}}(u_d(t) - L\omega_0 i_q(t) + v_{sd}(t)) \quad (6.26)$$

$$m_q(t) = \frac{2}{V_{cc}}(u_q(t) + L\omega_0 i_d(t) + v_{sq}(t)) \quad (6.27)$$

Substituindo as duas equações acima em (6.23) e (6.24), a dinâmica do sistema equivalente é descrita por (YAZDANI; IRAVANI, 2010):

$$L \frac{di_d(t)}{dt} = -(R + r_{on})i_d(t) + u_d(t) \quad (6.28)$$

$$L \frac{di_q(t)}{dt} = -(R + r_{on})i_q(t) + u_q(t) \quad (6.29)$$

Sendo que, $u_d(t)$ e $u_q(t)$ são os sinais de saída dos compensadores PI utilizados para rastrear as referências de correntes dq . Como as equações (6.28) e (6.29) são equivalentes, não há necessidade de projetar compensadores com diferentes ganhos para que ambas as malhas apresentem resposta semelhante. Assim, as expressões, no domínio da frequência (s), que definem esses sinais são (YAZDANI; IRAVANI, 2010):

$$U_d(s) = (K_p + \frac{1}{T_i s})(I_{d,ref}(s) - I_d(s)) \quad (6.30)$$

$$U_q(s) = (K_p + \frac{1}{T_i s})(I_{q,ref}(s) - I_q(s)) \quad (6.31)$$

Para a maioria das aplicações de sistemas VSC's, é recomendado em Yazdani e Iravani (2010) que a dinâmica da malha interna possua uma constante de tempo (τ_i) pequena, entre 0,5 ms e 5 ms. Para tal, deve-se escolher os ganhos do compensador da seguinte forma:

$$K_p = \frac{L}{\tau_i} \quad (6.32)$$

$$\frac{1}{T_i} = K_i = \frac{(R + r_{on})}{\tau_i} \quad (6.33)$$

Aplicando a transformada de *Laplace* nas equações (6.28) e (6.29) e substituindo nelas as relações (6.30) e (6.31), a dinâmica do sistema é dada por (YAZDANI; IRAVANI, 2010):

$$I_d(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1} I_{d,red}(s) \quad (6.34)$$

$$I_q(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1} I_{q,red}(s) \quad (6.35)$$

Sendo que,

$$\tau_i = 2,5 \text{ ms}$$

Esse valor da constante τ_i foi adotado para que a malha interna do conversor possa ter uma resposta rápida. Isso é desejado, porque o controle de corrente deve responder rapidamente a qualquer mudança de comando enviado pela malha externa. Entretanto, o valor dessa constante deve ser limitado inferiormente para que a dinâmica do sistema não seja mais rápida que o chaveamento dos semicondutores (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

A frequência de chaveamento do conversor a dois níveis impacta diretamente no conteúdo harmônico da tensão de saída. É recomendado em Jovcic e Ahmed (2015) que essa frequência para um conversor a dois níveis pertença à faixa de 1,62-1,98 kHz. Ainda, como não foi dimensionado um filtro passivo para instalação no terminal do BESS, escolheu-se um valor de 1,8 kHz. Dessa forma, as componentes harmônicas de maior ordem presentes nas tensões e correntes são valores múltiplos de três. Consequentemente, essas componentes circulam no delta do transformador e o conversor impacta menos no conteúdo harmônico da tensão da rede.

Como não está sendo considerada a resistência do transformador, há apenas as resistências dos transistores e diodos (r_{on}). Esses dois semicondutores estavam conectados em anti-paralelo e possuíam resistências de operação diferentes. Para simplificação, adotou-se r_{on} como o maior valor entre eles.

Portanto, os ganhos dos compensadores das malhas de controle de correntes dq foram:

$$K_p = 1,38$$

$$K_i = 2,67$$

Neste conversor, as leituras das tensões ($v_s(t)$) e correntes ($i(t)$) eram feitas no primário do transformador. Como esse dispositivo estava conectado em delta-estrela aterrado, essas tensões e correntes ficavam defasadas em 30° do secundário. Portanto, os sinais modulantes de eixo dq , resultantes da ação de controle, também apresentariam essa

defasagem da tensão terminal do inversor. Dessa forma, para solucionar este problema, na transformada dq inversa dos sinais modulantes, somou-se à saída do PLL ($\rho(t)$) o atraso introduzido pelo transformador.

6.2.3.2 Malhas externas de controle

As malhas externas são responsáveis por controlar a tensão do elo CC ou a potência ativa, produzindo a referência do controlador de corrente de eixo direto. Ademais, também podem controlar a tensão CA do ponto de conexão ou a potência reativa, gerando a referência do controlador de corrente de eixo em quadratura.

Considerando que as potências ativa e reativa podem ser escritas da seguinte forma nas coordenadas dq :

$$P = \frac{3}{2}[v_{sd}(t)i_d(t) + v_{sq}(t)i_q(t)] \quad (6.36)$$

$$Q = \frac{3}{2}[-v_{sd}(t)i_q(t) + v_{sq}(t)i_d(t)] \quad (6.37)$$

Nota-se que, por utilizar o PLL, torna-se possível zerar a componente q do fasor espacial \vec{v}_s . Dessa forma, a potência ativa depende apenas da corrente de eixo direto (d) e a potência reativa da corrente de eixo em quadratura (q). Portanto, as expressões (6.36) e (6.37) podem ser escritas como (YAZDANI; IRAVANI, 2010):

$$P = \frac{3}{2}v_{sd}(t)i_d(t) \quad (6.38)$$

$$Q = -\frac{3}{2}v_{sd}(t)i_q(t) \quad (6.39)$$

O controle da tensão CA e da tensão do elo CC foram baseado nessas considerações. Nas seções seguintes, foi desenvolvida a teoria necessária para a realização deste projeto.

6.2.3.2.1 Controle de Tensão CC

A tensão nos capacitores pode ser controlada variando a potência ativa que o VSC troca com a rede. Consequentemente, foi adicionado um compensador PI que, ao rastrear a referência de tensão CC desejada, produz uma saída que serve como referência de $i_d(t)$. Para projetar este controlador, foi considerada a dinâmica dos capacitores.

A capacitância equivalente (C_{elo}) do elo CC é metade de C_{eq} (JOVCIC; AHMED, 2015), (YAZDANI; IRAVANI, 2010). Pela lei de *Kirchhoff* das correntes no elo, é possível obter a corrente equivalente do capacitor:

$$C_{elo} \frac{dV_{cc}}{dt} = i_{ext}(t) - i_{cc}(t) \quad (6.40)$$

Sendo que, i_{ext} é um distúrbio e para o projeto do controlador será considerada igual a zero. Ainda, i_{cc} pode ser escrita da seguinte forma:

$$i_{cc}(t) = \frac{P}{V_{cc}} \quad (6.41)$$

Utilizando as equações (6.41) e (6.38) e substituindo na (6.40), tem-se uma relação entre a corrente $i_d(t)$ e a tensão do elo CC:

$$\frac{dV_{cc}^2}{dt} = -\frac{3v_d(t)i_d(t)}{C_{elo}} \quad (6.42)$$

A corrente de referência em função da tensão CC no domínio da frequência é igual:

$$V_{cc}(s) = (K_{pcc} + \frac{K_{icc}}{s})(I_{d,ref}(s) - I_d(s)) \quad (6.43)$$

Pode-se perceber que o sistema a ser controlado é não linear e os ganhos do controlador foram determinados por tentativa e erro, utilizando o *software* PSCAD. Os ganhos encontrados foram:

$$K_{pcc} = 0,22$$

$$K_{icc} = 13,33$$

6.2.3.2.2 Controle da Tensão CA

O conversor fonte de tensão, além de ser capaz de intermediar a troca de potência entre o banco de baterias e a rede, pode também controlar o fluxo de potência reativa entre a rede e o BESS. Dessa forma, o VSC pode realizar a regulação de tensão do sistema de distribuição. Considerando o sistema da Figura 12, tem-se os conjuntos de equações (6.44) e (6.45) de fasores espaciais.

$$\begin{aligned} v_{sd}(t) &= L_g \frac{di_{gd}}{dt} - L_g \omega i_{gq} + \hat{v}_g \cos(\omega_0 t + \phi_0 - \rho) \\ v_{sq}(t) &= L_g \frac{di_{gq}}{dt} + L_g \omega i_{gd} + \hat{v}_g \sin(\omega_0 t + \phi_0 - \rho) \end{aligned} \quad (6.44)$$

$$\begin{aligned} i_{gd}(t) &= i_d - i_{Ld} \\ i_{gq}(t) &= i_q - i_{Lq} \end{aligned} \quad (6.45)$$

Sendo que as equações trifásicas $v_g(t)$ são:

$$\begin{aligned}v_{gA}(t) &= \hat{v}_g \cos(\omega_0 t + \phi_0) \\v_{gB}(t) &= \hat{v}_g \cos(\omega_0 t + \phi_0 - \frac{2\pi}{3}) \\v_{gC}(t) &= \hat{v}_g \cos(\omega_0 t + \phi_0 + \frac{2\pi}{3})\end{aligned}$$

Utilizando o modelo de pequenos sinais, as variáveis que dependem do tempo podem ser aproximadas por um valor de regime somado a uma perturbação. Considerando isso, as variáveis de tensão e corrente das equações acima são da forma:

$$\begin{aligned}v_{sd}(t) &= v_{sd0} + \tilde{v}_{sd}(t), \\v_{sq}(t) &= 0 + \tilde{v}_{sq}(t), \\i_{gd}(t) &= i_{gd0} + \tilde{i}_{gd}(t), \\i_{gq}(t) &= i_{gq0} + \tilde{i}_{gq}(t), \\\omega_0 t + \phi_0 - \rho(t) &= -(\rho_0 + \tilde{\rho}(t))\end{aligned} \tag{6.46}$$

Realizando as aproximações de (6.47),

$$\begin{aligned}\cos(\rho_0 + \tilde{\rho}(t)) &= \cos(\rho_0) - \sin(\rho_0)\tilde{\rho}(t) \\ \sin(\rho_0 + \tilde{\rho}(t)) &= \sin(\rho_0) + \cos(\rho_0)\tilde{\rho}(t)\end{aligned} \tag{6.47}$$

foram obtidas as equações (6.48) e (6.49). Elas correspondem ao ponto de operação em regime permanente e à situação na qual uma perturbação é aplicada respectivamente.

$$\begin{aligned}v_{sd0} &= -L_g \omega_0 i_{gq0} + \hat{v}_g \cos(\rho_0), \\0 &= L_g \omega_0 i_{gd0} - \hat{v}_g \sin(\rho_0).\end{aligned} \tag{6.48}$$

$$\begin{aligned}\tilde{v}_{sd} &= L_g \frac{d\tilde{i}_{gd}}{dt} - L_g \omega_0 \tilde{i}_{gq} - L_g \omega_0 i_{gq0} \tilde{\omega} - (\hat{v}_g \sin(\rho_0)) \tilde{\rho}, \\\tilde{v}_{sq} &= L_g \frac{d\tilde{i}_{gq}}{dt} + L_g \omega_0 \tilde{i}_{gd} + L_g \omega_0 i_{gd0} \tilde{\omega} - (\hat{v}_g \cos(\rho_0)) \tilde{\rho}.\end{aligned} \tag{6.49}$$

Ao isolar os termos $\hat{v}_g \cos(\rho_0)$ e $\hat{v}_g \sin(\rho_0)$ no conjunto de equações (6.48) e substituí-los em (6.49), tem-se:

$$\begin{aligned}\tilde{v}_{sd} &= L_g \frac{d\tilde{i}_{gd}}{dt} - L_g \omega_0 \tilde{i}_{gq} - L_g \omega_0 i_{gq0} \tilde{\omega} - (L_g \omega_0 i_{gd0}) \tilde{\rho}, \\\tilde{v}_{sq} &= L_g \frac{d\tilde{i}_{gq}}{dt} + L_g \omega_0 \tilde{i}_{gd} + L_g \omega_0 i_{gd0} \tilde{\omega} - (v_{sd0} + L_g \omega_0 i_{gq0}) \tilde{\rho}.\end{aligned} \tag{6.50}$$

Como $\tilde{\omega} = \frac{d\tilde{\rho}}{dt}$, o conjunto de equações (6.50) pode ser escrito no domínio da frequência da seguinte maneira.

$$\begin{aligned}\tilde{V}_{sd}(s) &= L_g s \tilde{I}_{gd}(s) - L_g \omega_0 \tilde{I}_{gq}(s) - L_g (i_{gq0} s + \omega_0 i_{gd0}) \tilde{\rho}(s), \\\tilde{V}_{sq}(s) &= L_g s \tilde{I}_{gq}(s) + L_g \omega_0 \tilde{I}_{gd}(s) + [L_g i_{gd0} s - (V_{sd0} + L_g \omega_0 i_{gq0})] \tilde{\rho}(s).\end{aligned} \tag{6.51}$$

Sendo que,

$$\tilde{\rho}(s) = \frac{H(s)}{s} \tilde{V}_{sq}(s) \quad (6.52)$$

Para eliminar a equação que descreve a perturbação de \tilde{V}_{sq} , basta aplicar (6.52) na segunda expressão do conjunto (6.51). Assim, é possível descrever \tilde{V}_{sd} em função das componentes dq das correntes trifásicas $i_g(t)$, como mostra a equação (6.53)

$$\tilde{V}_{sd} = G_d(s) \tilde{I}_{gd}(s) + G_q(s) \tilde{I}_{gq}(s) \quad (6.53)$$

Sendo que $G_d(s)$ e $G_q(s)$ funções de transferência lineares que dependem das correntes i_{gd0} e i_{gq0} , é possível obter a relação entre \tilde{V}_{sd} e as correntes controladas pelo conversor utilizando as aproximações em (6.46) no conjunto (6.45), resultando em:

$$\begin{aligned} i_{gd0} &= i_{d0} - i_{Ld0}, \\ i_{gq0} &= i_{q0} - i_{Lq0}. \end{aligned} \quad (6.54)$$

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{gd} &= \tilde{i}_d - \tilde{i}_{Ld}, \\ \tilde{i}_{gq} &= \tilde{i}_q - \tilde{i}_{Lq}. \end{aligned} \quad (6.55)$$

Finalmente, encontra-se:

$$\tilde{V}_{sd} = G_d(s) \tilde{I}_d - G_q \tilde{I}_{Lq} - G_d \tilde{I}_{Ld} + G_q(s) \tilde{I}_q \quad (6.56)$$

Tanto as componentes dq das perturbações das correntes de carga quanto a componente de eixo direto da perturbação da corrente do VSC são variáveis que dependem de \tilde{V}_{sd} e não podem ser considerados como distúrbios. Entretanto, os termos associados a essas variáveis de corrente não são usualmente desprezados para o projeto do controlador da tensão CA.

Todo esse desenvolvimento é feito em Yazdani e Iravani (2010). Nessa mesma referência, é utilizado um modelo aproximado, negligenciando variações transitórias de ρ e ω . Portanto, a primeira equação do conjunto (6.50) depende apenas de \tilde{i}_{gd} e \tilde{i}_{gq} . Dessa forma, tem-se:

$$G_d(s) = L_g s \quad (6.57)$$

$$G_q(s) = -L_g \omega_0 \quad (6.58)$$

Neste trabalho, foram sintonizados dois tipos de controladores. O primeiro é do tipo proporcional integrativo convencional e o segundo é baseado na lógica *Fuzzy*. O

objetivo disso é comparar o desempenho de estratégias mais modernas de controle com as tradicionais.

Os ganhos do controlador PI convencional foram encontrados por tentativa e erro utilizando o software PSCAD. O sistema foi testado em situações de troca de potência entre o BESS e a rede de distribuição e situações de variação de carga. Considerando a função de transferência do controlador

$$I_{q,ref}(s) = (K_{p,ca} + \frac{K_{i,ca}}{s})(V_{sd,ref}(s) - V_{sd}(s)), \quad (6.59)$$

os ganhos encontrados foram:

$$K_{p,ca} = 1,5$$

$$K_{i,ca} = 25$$

O sinal de eixo direto (V_{sd}) da tensão v_s possui alta carga harmônica já que não há filtro no terminal do VSC. Dessa forma, utiliza-se um filtro *butterworth* de segunda ordem com frequência de corte igual a 20% da frequência de chaveamento.

Como na malha de controle da tensão CA há um saturador, foi empregado um *anti-windup* no controlador PI. A modelagem dessa estrutura está descrita na Subseção 6.2.3.2.3. Além disso, a teoria utilizada e o projeto do controlador *fuzzy* estão descritos na Subseção 6.2.3.2.4.

6.2.3.2.3 Especificações do saturador e *anti-windup*

Nos controladores que possuem um elemento integrativo, podem surgir problemas quando há, na saída do integrador, um saturador (SHARIFABADI et al., 2016). No caso deste trabalho, como o conversor controla a tensão do ponto de conexão, é preciso limitar a referência de corrente para que a máxima potência do conversor se mantenha como especificado, 2 MVA. Portanto, foi necessário utilizar um saturador na saída de controle da malha externa CA.

O limite da referência de corrente de eixo em quadratura foi calculada pelas equações (6.14) e (6.39). Sendo que, $S = 2$ MVA e a potência ativa (P) era igual à lida no primário do transformador. Assim, o limite do saturador variou de acordo com a potência ativa trocada entre o BESS e a rede à qual ele foi conectado.

Para solucionar este problema que surge com a instalação do saturador, foi utilizada uma estrutura denominada *anti-windup*. Em Sharifabadi et al. (2016), o método denominado de *back-calculation* foi empregado para evitar que o controlador proporcional ressonante não continue integrando o erro quando a saída atinge um limite. Baseado nisso,

este trabalho recorreu ao mesmo princípio e, na entrada do integrador, foi subtraído um valor do real erro (e).

$$e' = e - \frac{1}{K_{p,ca}}(i'_{q,ref} - i_{q,ref}) \quad (6.60)$$

Sendo que, $i'_{q,ref}$ é a corrente após o saturador.

Dessa forma, quando ocorre a saturação, uma carga é adicionada na entrada do integrador, fazendo que o controlador rastreie uma nova referência.

6.2.3.2.4 Controlador *Fuzzy*

Em meados do século XX, Lofti Asker Zadeh propôs uma nova definição de conjuntos. Na teoria clássica, um elemento apenas pode pertencer ou não a um conjunto. A solução de Zadeh é fazer essa classificação utilizando uma ponderação. O elemento pode pertencer a um conjunto com um grau dentro do intervalo $[0,1]$. Os sistemas que possuem tais conjuntos foram denominados de *fuzzy* (EREMIA; LIU; EDRIS, 2016).

Nesse contexto, foram desenvolvidos diversos tipo de abordagem de sistemas complexos que se baseiam na teoria de conjuntos *fuzzy* (EREMIA; LIU; EDRIS, 2016). Em Jantzen (2007), é utilizado um procedimento que sintoniza controladores *fuzzy* a partir de controladores proporcionais, integrativos e derivativos (PID, PI e P). Esse controlador *fuzzy* proposto é dividido em blocos. Esses blocos são o de pré-processamento, o de fuzzificação, o bloco composto que armazena regras e realiza inferência, o de defuzzificação e o de pós-processamento.

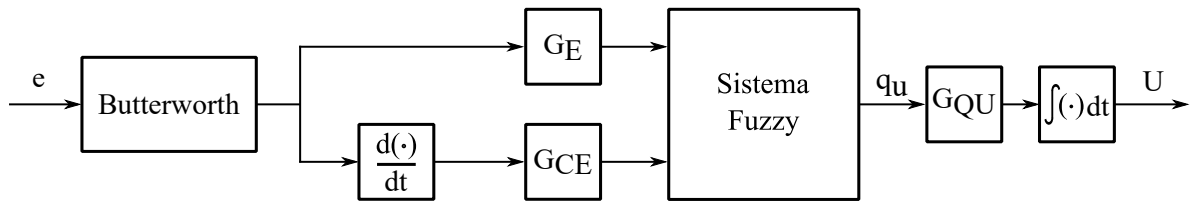
O bloco de pré-processamento normaliza e condiciona as medidas do sinal de entrada para que ele seja limitado ao universo de discurso do conjunto *fuzzy* e para reduzir o ruído de leitura. Em seguida, o bloco de fuzzificação utiliza as funções de pertinência para associar o sinal de entrada a um grau de pertinência. Assim como as entradas, as saídas do controlador *fuzzy* estão associadas a funções de peso. O peso de cada saída desejada é determinado pelos blocos de regras e inferência. Primeiro, a entrada é submetida a um conjunto de regras condicionais que geram os pesos utilizando o processo de implicação. Em seguida, é feita a agregação dos pesos. O peso resultante é então calculado pelo bloco de defuzzificação, gerando um sinal de saída. Finalmente, a saída passa pelo bloco de pós-processamento onde ele é re-escalado para níveis adequados (JANTZEN, 2007).

Dentre os métodos de inferência usualmente utilizados, este trabalho adotou o Mandani. Dessa forma, para realizar a implicação foi utilizado o operador de mínimo, a agregação foi feita com o operador de máximo e a defuzzificação foi realizada calculando o centróide do agregado.

Tendo em mãos o universo *fuzzy*, para projetar o controlador é preciso fazer uma analogia entre o PI convencional e o que se pretende alcançar. Em Jantzen (2007), o controlador *fuzzy* análogo ao PI convencional é chamado de *fuzzy* incremental. Considerando a estrutura da Figura 13, tem-se a seguinte relação entre a variável de saída ($U(n)$) e o erro (e);

$$U(n) = \sum_{j=1}^n (q_u(j) G_{QU} T_s) \quad (6.61)$$

Figura 13 – Malha externa de controle da tensão CA com o controlador *fuzzy*.



Fonte: Adaptado de Jantzen (2007)

Ainda, considerando um *fuzzy* linear, a expressão acima se torna:

$$U(n) = \sum_{j=1}^n (G_E e(j) + G_{CE} \dot{e}(j)) G_{QU} T_s \quad (6.62)$$

Desenvolvendo a expressão acima e deixando-a de forma similar a de um proporcional integrativo, chega-se a:

$$U(n) = G_{QU} G_E \sum_{j=1}^n (e(j) T_s) + G_{CE} G_{QU} e(n) \quad (6.63)$$

Portanto, os ganhos do controlador *fuzzy* se relacionam com os do convencional como:

$$G_{QU} G_E = K_{i,ca} \quad (6.64)$$

$$G_{CE} G_{QU} = K_{p,ca} \quad (6.65)$$

Nota-se que não é possível resolver o sistema acima, já que são duas equações e três variáveis. Para que haja solução, o parâmetro G_{CE} foi pré-determinado por escolha de projeto. Como era sabido que a leitura da tensão CA possuía muito ruído, esse ganho foi mantido pequeno. Além disso, para reduzir o ruído do sinal de erro, foi adicionado um

filtro *butterworth* de segunda ordem com frequência de corte igual a 20% da frequência de chaveamento. Os valores dos ganhos do controlador *fuzzy* calculados estão na Tabela 9.

Tabela 9 – Ganhos calculados para o controlador *fuzzy*.

Ganhos do Controlador Fuzzy	
G_{CE}	0,5
G_E	3,0
G_{QU}	8,3

Fonte: Elaborada pelo autor.

Após o cálculo dos ganhos, foram definidas as funções de pertinência. Para o controlador, as entradas são o erro e sua derivada multiplicados pelos seus respectivos fatores. Como no VSC a tensão CA é controlada variando a corrente de eixo em quadratura, a saída (u) representa o incremento de corrente necessário para minimizar o erro. Quando esse incremento passar pelo integrador, o sinal é a própria referência de corrente.

Para as entradas Erro e Derivada do erro, foram definidas as seguintes funções mostradas nas Tabelas 10 e 11 respectivamente. A saída foi dividida conforme mostra a Tabela 12.

Tabela 10 – Funções de pertinência para a entrada relativa ao erro.

Tipo de Função	Erro
Trapezoidal	Grande Negativo - GN
Trapezoidal	Pequeno Negativo - PN
Triangular	Zero - Z
Trapezoidal	Pequeno Positivo - PP
Trapezoidal	Grande Positivo - GP

Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 11 – Funções de pertinência para a derivada do erro.

Tipo de Função	Derivada do Erro
Triangular	Grande Variação Negativa - GVN
	Variação Negativa - VN
	Variação Zero - VZ
	Variação Positiva - VP
	Grande Variação Positiva - GVP

Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 12 – Funções de pertinência da saída.

Tipo de Função	Incremento de Corrente
Triangular	Decremento Grande - DG
	Decremento Pequeno - DP
	Não Incrementa - NI
	Aumenta Pouco - AP
	Aumenta Muito - AM

Fonte: Elaborada pelo autor.

Os limites das entradas de erro, variação de erro e saída de incremento de corrente são:

Tabela 13 – Definição da fronteira dos conjuntos de entrada e saída.

Entrada/Saída	Limites
Erro	$[-5,5]$
Derivada do erro	$[-3,3]$
Incremento de corrente	$[-2,2]$

Fonte: Elaborada pelo autor.

Em seguida, foram definidas as regras para cada combinação de entrada. O conjunto de regras está apresentado na Tabela 14.

Tabela 14 – Regras definidas para o controlador *fuzzy*.

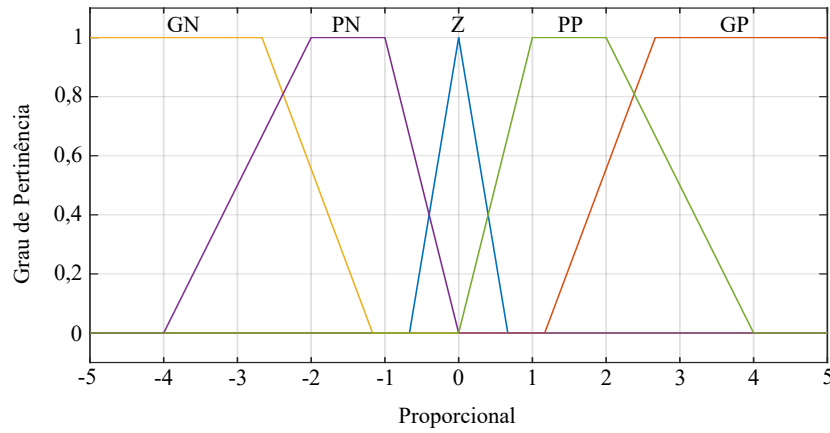
	GN	PN	Z	PP	GP
GVP	NI	NI	DG	DG	DG
VP	AP	AP	DP	DP	DG
VZ	AG	AP	NI	DP	DG
VN	AG	AP	AP	DP	DP
GVN	AG	AG	AG	NI	NI

Fonte: Elaborada pelo autor.

Por fim, para garantir que as entradas do controlador sempre pertencessem ao universo de discurso, foram adicionados saturadores nas entradas.

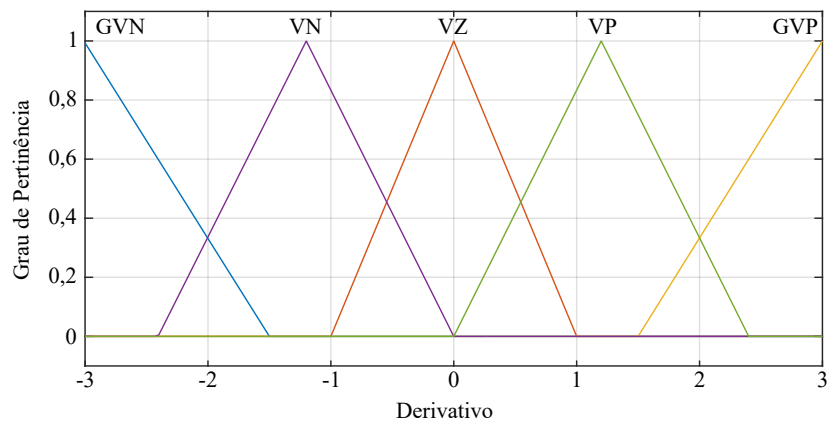
As funções de pertinência para as entradas e a saída estão representadas nas Figuras 14, 15 e 16.

Figura 14 – Funções de pertinência relacionadas à entrada do erro multiplicado pelo ganho proporcional.



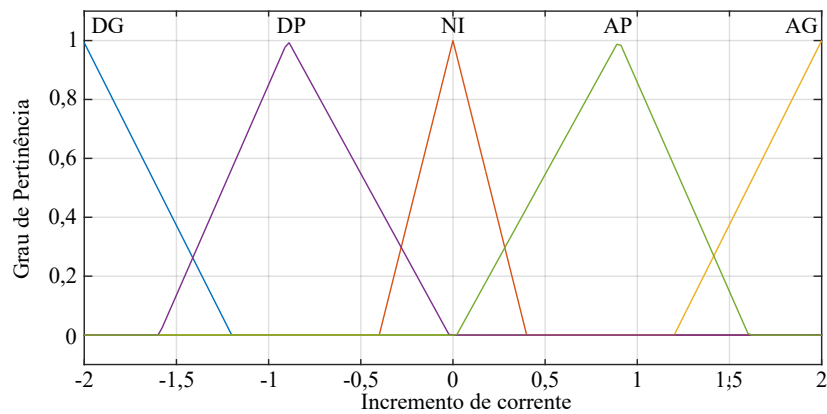
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 15 – Funções de pertinência relacionadas à entrada da derivada do erro multiplicada por um fator.



Fonte: Elaborado pelo autor.

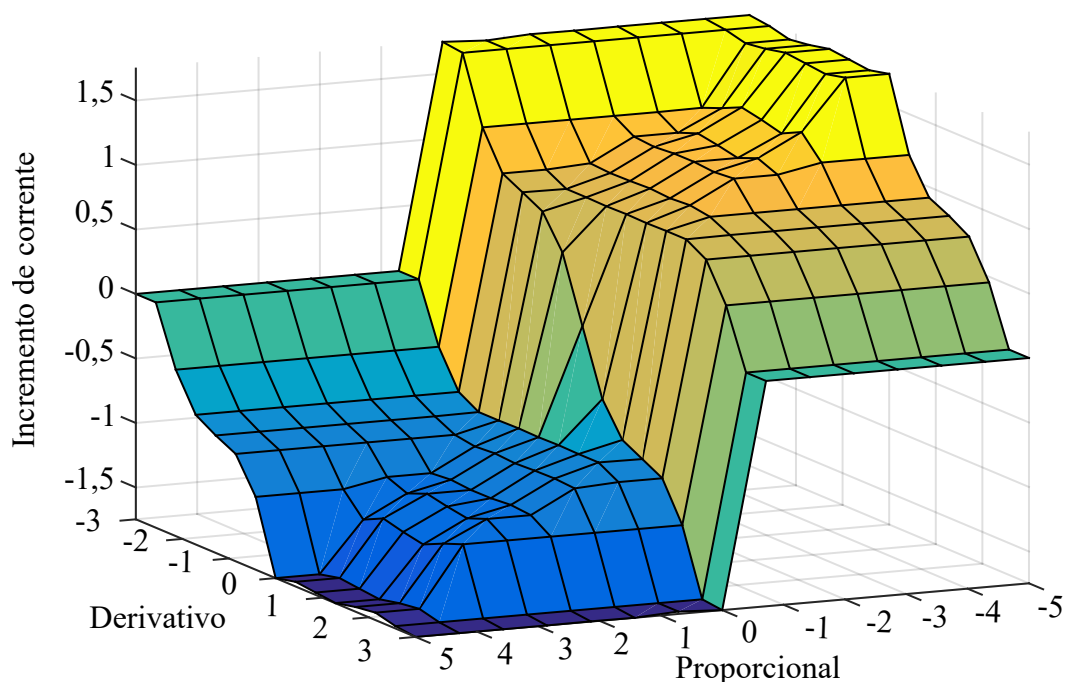
Figura 16 – Funções de pertinência relacionadas à saída do controlador.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A superfície que contém todas as soluções possíveis do conjunto *fuzzy* criado para este controlador está representada na Figura 17. A partir dela, é possível perceber que o máximo incremento de corrente que terá na saída é próximo de 1,5 kA. Esses pontos de máximo ocorrem quando há maior erro e derivada no sentido de aumento dele. Além disso, na região onde o erro e sua derivada são iguais a zero, não há incremento. O incremento é nulo também nos pontos em que há máximo erro com máximo valor de derivada no sentido de diminuição.

Figura 17 – Superfície que contém as possíveis soluções para o conjunto de regras criado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

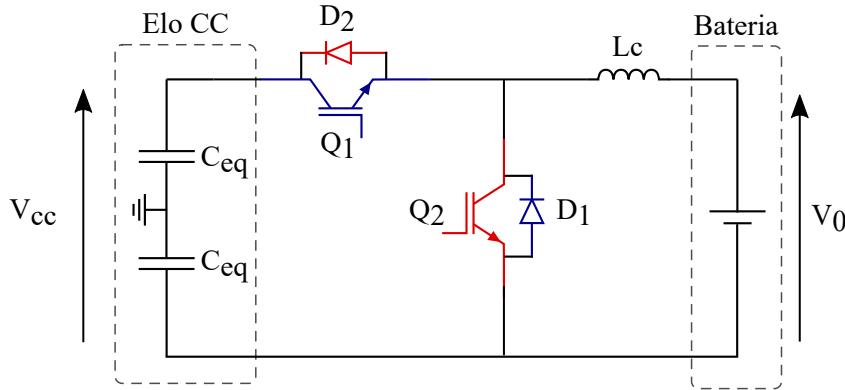
6.3 Conversor Abaixador de Tensão

Os equacionamentos apresentados e a teoria descrita tanto na Seção do conversor abaixador quanto na Seção do elevador de tensão foram retirados do livro Erickson e Maksimovic (2007). Ademais, os semicondutores utilizados foram do mesmo tipo dos semicondutores do VSC.

O conversor abaixador (*buck*) é o responsável por produzir no terminal de saída uma tensão mais baixa que a do elo CC. Dessa forma, transfere-se a energia do elo a um banco de baterias conectado à saída do conversor. Como a tensão de entrada é mantida por capacitores, o VSC precisará absorver da rede a potência que o banco recebe pelo seu controle de tensão CC. A topologia utilizada está representada na Figura 18. Esse conversor pode operar tanto como abaixador quanto elevador. Para operar como abaixador, os semicondutores em azul conduzem alternadamente enquanto os outros sempre estão

bloqueados.

Figura 18 – Conversor elevador/abaixador de tensão.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A operação deste conversor no modo abaixador de tensão é dividida em dois modos que ocorrem em ciclos de período T_s . No primeiro, o transistor IGBT é habilitado para conduzir, fazendo com que o elo CC carregue o indutor e a bateria. No modo dois, o transistor é bloqueado, o diodo entra em condução e o indutor continua carregando a bateria ao descarregar a energia que armazenou no modo 1. O ciclo desse conversor é dividido no período T_s na proporção:

$$\text{Modo 1 : } 0 \leq t \leq DT_s \quad (6.66)$$

$$\text{Modo 2 : } DT_s \leq t \leq T_s \quad (6.67)$$

Sendo que, D é o ciclo de trabalho do conversor e é igual a t_1/T_s . Ainda, t_1 é o tempo que o IGBT conduz durante o período T_s . Ademais, outro parâmetro que será utilizado é o complementar de D , representado por D' . Ele é definido como $D' = 1 - D$ e é associado à fração de T_s que o diodo conduz.

Nota-se que, neste circuito, o único elemento a ser dimensionado é o indutor, já que o capacitor é o próprio do elo CC e a resistência é a equivalente do banco de baterias. Dessa forma, sabendo que a tensão média (V_L) no indutor deve ser zero em regime permanente e que a tensão (V_0) da bateria varia pouco, tem-se que, para o primeiro modo,

$$v_L = V_{cc} - V_0. \quad (6.68)$$

Essa aproximação foi feita considerando que o controle do VSC consiga manter a tensão V_{cc} com pouca variação. Além disso, letras minúsculas indicam valores instantâneos e maiúsculas valores médios.

No segundo modo, v_L é dado por:

$$v_L = -V_0. \quad (6.69)$$

Assim, pelo valor médio de v_L no período T_s , o ganho do conversor $M(D)$ pode ser encontrado.

$$\int_0^{T_s} v_L(\tau) d\tau = 0 = DT_s(V_{cc} - V_0) + D'T_s(-V_0).$$

$$M_{bck}(D) = \frac{V_0}{V_{cc}} = D \quad (6.70)$$

Consequentemente, a corrente no indutor é calculada em cada modo. No modo 1,

$$i_{L,1} = \frac{1}{L_c} \int_0^{DT_s} (V_{cc} - V_0) d\tau,$$

$$i_{L,1}(t) = \frac{D'V_{cc}}{L_c} t + i_{L,1}(0). \quad (6.71)$$

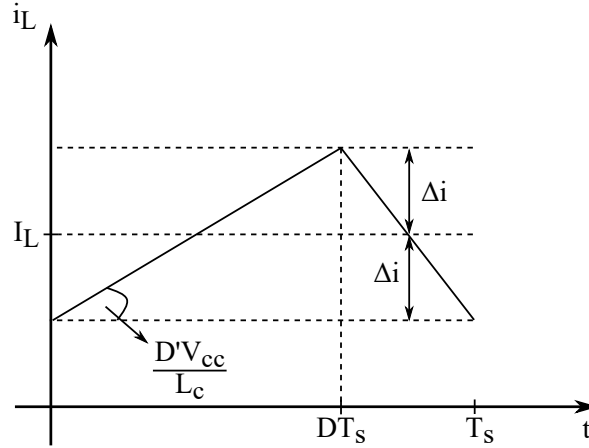
No modo 2,

$$i_{L,2} = \frac{1}{L_c} \int_0^{D'T_s} (-V_0) d\tau,$$

$$i_{L,2}(t) = -\frac{V_0}{L_c} t + i_{L,2}(0). \quad (6.72)$$

Esse tipo de aproximação pode ser feita apenas quando a frequência de chaveamento do transistor é alta. Na Figura 19, está representado o comportamento da corrente do indutor encontrado a partir do equacionamento feito. O parâmetro Δi é a ondulação esperada. Utilizando a relação de tangente dada pela expressão 6.73, é possível calcular a indutância necessária para a ondulação especificada.

Figura 19 – Gráfico da corrente no indutor durante um período de chaveamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

$$\frac{D'V_{cc}}{L_c} = \frac{2\Delta i}{DT_s} \quad (6.73)$$

$$L_c = \frac{D'V_{cc}}{2\Delta i} DT_s \quad (6.74)$$

Para este projeto, foi escolhida uma frequência (f_s) de chaveamento de 5 kHz e era desejável uma ondulação de corrente inferior a 5% da nominal. Para isso, a máxima indutância é calculada para o ciclo de trabalho que a equação (6.74) assume maior valor. Pelo gráfico da Figura 20, nota-se que a maior indutância é encontrada para o ciclo de trabalho igual a 0,5. Portanto,

$$L_c = 21 \text{ mH}$$

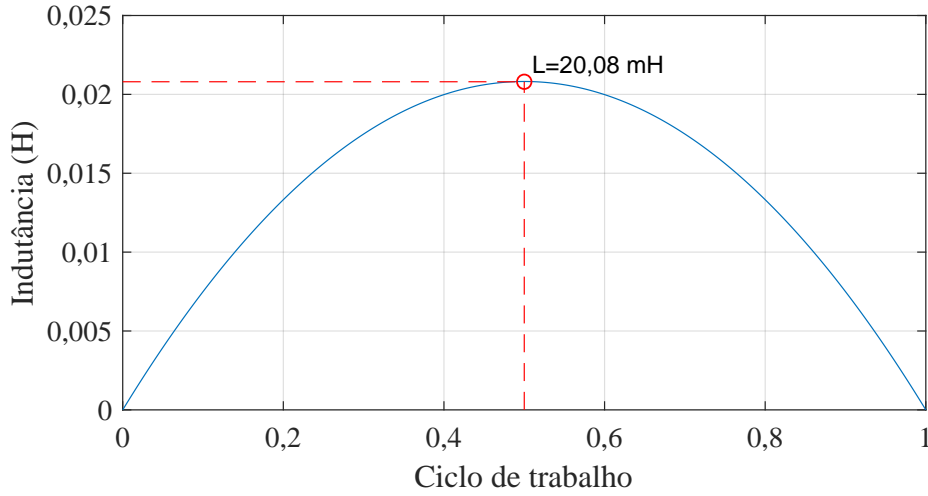
A ondulação de corrente do conversor *boost*, cujo dimensionamento será tratado na próxima seção, também depende desse mesmo indutor. Entretanto, como será mostrado, a indutância necessária para a ondulação desejada é menor do que L_c . Por esse motivo, o valor $L_c = 21\text{mH}$ foi utilizado.

6.3.1 Controle do Conversor Abaixador

Para controlar a potência que o banco de baterias é carregado, foi utilizado o controlador PI. A potência era lida no terminal do banco de baterias e então comparada com a nominal de recarga, especificada na Seção 6.1. A saída do controlador produzia um ciclo de trabalho como sinal de entrada do conversor.

No *software* PSCAD, alteraram-se os ganhos do controlador até que fosse atingida uma resposta sem sobressinal. Os ganhos determinados foram $K_{p,bck} = 0,5$ e $K_{i,bck} = 3,33$.

Figura 20 – Gráfico da indutância pelo ciclo de trabalho.



Fonte: Elaborado pelo autor.

6.4 Conversor Elevador de Tensão

O conversor elevador de tensão (*boost*) é responsável por descarregar a bateria. Os semicondutores que agora operam estão representados em vermelho na Figura 18. O transistor Q_2 , quando ligado, faz com que o indutor seja carregado pela bateria. Quando Q_2 é desligado, o diodo D_2 entra em condução e o indutor mais a bateria enviam energia para o elo CC. O VSC, por sua vez, por controlar a tensão dos capacitores do elo, descarrega a energia que o elo recebe da bateria.

Os modos de operação desse conversor são divididos da mesma maneira que no conversor *buck*. Novamente, o único elemento passivo a ser dimensionado é o indutor. A tensão instantânea do indutor por modo é:

$$v_L = V_0 \quad (6.75)$$

Modo 1.

$$v_L = V_0 - V_{cc} \quad (6.76)$$

Modo 2.

Igualando a tensão média a zero, encontra-se o ganho do conversor.

$$M_{bst}(D) = \frac{V_{cc}}{V_0} = \frac{1}{D'} \quad (6.77)$$

Então, a corrente do indutor em cada etapa é:

$$i_{L,1} = \frac{V_{cc}}{M_{bst}L_a}t + i_{L,1}(0) \quad (6.78)$$

$$i_{L,2} = \frac{(1 - M_{bst})V_{cc}}{M_{bst}L_a}t + i_{L,2}(0) \quad (6.79)$$

Assim como no conversor abaixador, a corrente terá comportamento similar e a indutância pode ser calculada pela primeira equação de corrente.

$$L_a = \frac{D'V_{cc}}{2\Delta i}DT_s \quad (6.80)$$

O período de chaveamento e a ondulação máxima, em porcentagem da corrente nominal, são iguais aos do conversor abaixador. Como a tensão do elo CC é considerada constante e a tensão do banco de baterias varia com o estado de carga dela, a equação (6.80) ficou em função de V_{cc} .

A indutância mínima calculada para que a ondulação desejada fosse alcançada para o pior caso, ($D=0,5$), foi:

$$L_a = 10,5 \text{ mH}$$

Confirma-se então a escolha de L_c para utilização em ambos os conversores já que as especificações dos dois são atendidas.

A capacitância C_{elo} pode ser calculada de forma semelhante à da indutância, porém, analisando agora as tensões nesse capacitor. A tensão apresentará uma ondulação e seu valor deveria ser mantido inferior a 5%. A expressão 6.81 que retorna essa capacitância para essa ondulação pode ser encontrada em (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

$$C = \frac{V_{cc}}{2R\Delta v}DT_s \quad (6.81)$$

Sendo que, R é uma impedância equivalente que é calculada para o ponto de operação do conversor. Nesse caso, como $P = 1 \text{ MW}$, $R = V_{cc}^2/P = 81 \Omega$. Dessa forma, calculando para o pior caso, que é quando D se aproxima de 1, C se aproxima de $25 \mu F$. Nota-se que esse valor é inferior ao dimensionado na Subseção 6.2.1. Portanto, a escolha da capacitância do elo CC se confirma.

6.4.1 Controle do Conversor Elevador

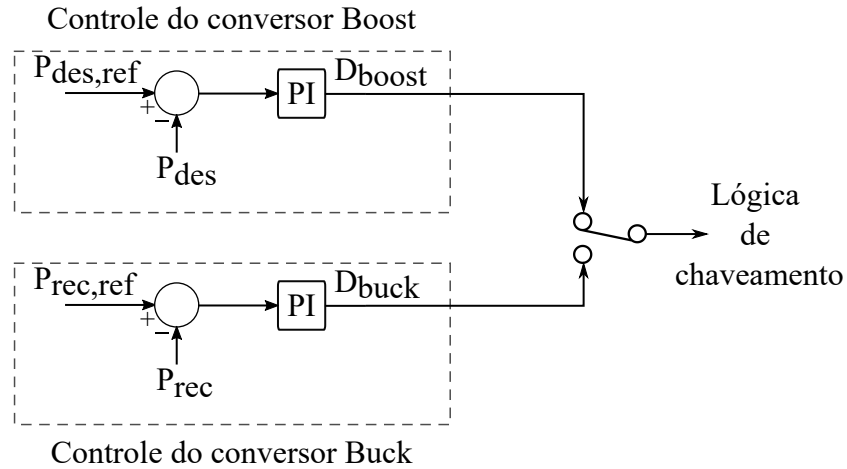
O controle de potência do conversor elevador foi também projetado utilizando o PSCAD e os ganhos foram sendo variados até que o sistema apresentasse uma resposta

sem sobressinal e estável. Finalmente, os ganhos do controlador deste conversor foram $K_{p,bst} = 0,3$ e $K_{i,bst} = 10$.

6.5 Diagramas de Controle

Nesta Seção, estão representados em duas figuras os diagramas de blocos referentes ao controle do VSC e do conversor CC-CC. Na Figura 21, estão representados as malhas de controle do conversor CC-CC quando opera como abaixador ou elevador de tensão. Nota-se nessa Figura uma chave que é utilizada para alternar os modos de operação.

Figura 21 – Diagrama de blocos dos controles do conversor CC-CC.

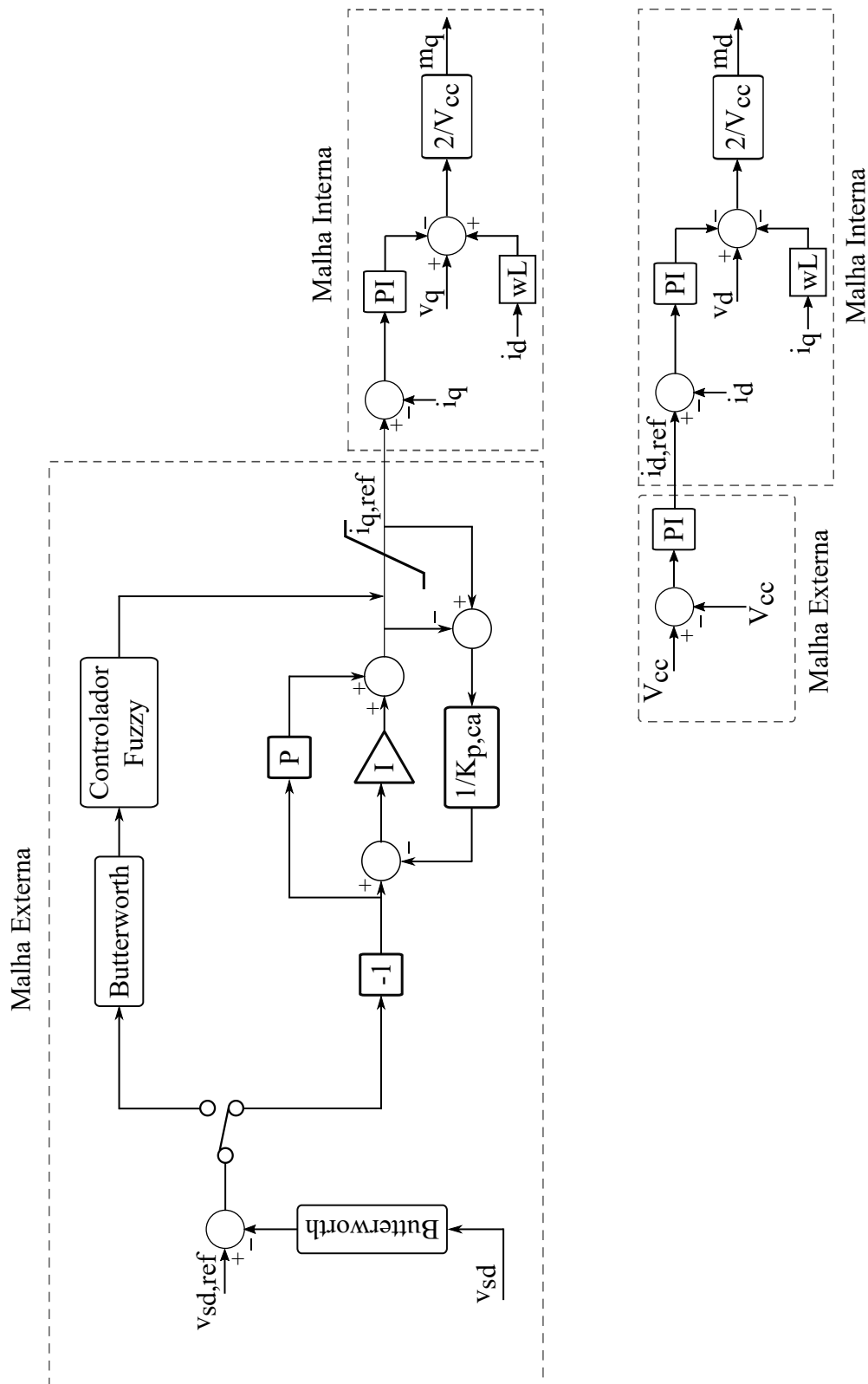


Fonte: Elaborado pelo autor.

A lógica de chaveamento indicada na Figura 21 é baseada no mesmo princípio da utilizado no VSC. A diferença está no sinal modulante. No VSC, o sinal modulante é uma senoide e no conversor CC-CC é um sinal CC.

Na Figura 22, estão representadas as malhas internas e externas do conversor fonte de tensão. Nota-se que o controlador *fuzzy* também está no diagrama e pode ser selecionado ao invés do PI convencional a partir de uma chave. Está também, nesse diagrama, o *anti-windup* dimensionado para o controlador PI da tensão CA.

Figura 22 – Diagrama de blocos dos controles do VSC.

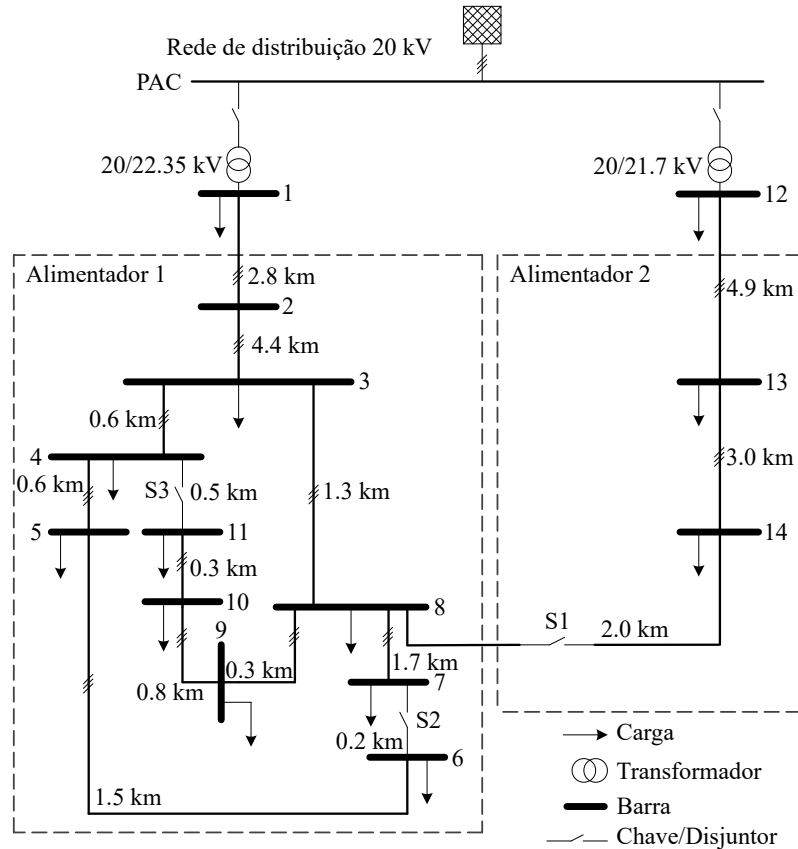


Fonte: Elaborado pelo autor.

7 DESEMPENHO DO SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

O sistema de armazenamento de energia foi modelado no *software* PSCAD. O desempenho do BESS foi testado, conectando-o à rede de distribuição de média tensão, que está representada na Figura 23, sob condições de faltas e partida de motores.

Figura 23 – Rede de distribuição de média tensão.



Fonte: Adaptado de CIGRÉ (2014).

Alguns parâmetros da rede foram alterados e essas mudanças estão listadas abaixo.

- A potência de curto-circuito (S_{CC}) do equivalente de rede foi reduzida para que a potência aparente, entregue pela BESS, fosse mais expressiva na situação de falta. Alterando a tensão do lado de alta de 110 kV para 20 kV e diminuindo S_{CC} de 5000 MVA para 500 MVA, a impedância equivalente, vista do PAC para a rede, resultante foi $Z_{eq} = 0,0796 + j0,796 \Omega$.
- A relação de transformação dos transformadores foram definidas como 20 kV/20 kV. Em seguida, os TAP's dos enrolamentos secundários dos transformadores 1 (T1) e 2 (T2) foram ajustados em 11,75% (22,35 kV) e 8,5% (21,7 kV) de seus valores

nominais respectivamente. Essa alteração foi feita para que as tensões nodais do sistema modificado estivessem semelhantes às tensões do *benchmark*;

- Como o conversor foi projetado para uma rede de 60 Hz, a frequência da rede de distribuição foi alterada de 50 Hz para esse valor.

As cargas conectadas a esse sistema estão descritas na Tabela 15. Ainda, os parâmetros dos transformadores e das linhas estão nas Tabelas 16 e 17 respectivamente.

Tabela 15 – Parâmetros das Cargas.

Nó	Potência Aparente [kVA]		Fator de Potência	
	Residencial	Industrial	Residencial	Industrial
1	15300	5100	0,98	0,95
2	-	-	-	-
3	285	265	0,97	0,85
4	445	-	0,97	-
5	750	-	0,97	-
6	565	-	0,97	-
7	-	90	-	0,85
8	605	-	0,97	-
9	-	675	-	0,85
10	490	80	0,97	0,85
11	340	-	0,97	-
12	15300	5280	0,98	0,95
13	-	40	-	0,85
14	215	390	0,97	0,85

Fonte: (CIGRÉ, 2014).

Tabela 16 – Parâmetros dos transformadores.

Transformador	Configuração	Z_{tr} [Ω]	$S_{nominal}$ [MVA]
1 e 2	Delta-Estrela aterrado	0,016+j1,92	25

Fonte: (CIGRÉ, 2014).

Tabela 17 – Parâmetros das linhas.

Configuração	Subterrânea	Aérea
R'_{ph} [Ω/km]	0,501	0,510
X'_{ph} [Ω/km]	0,716	0,366
B'_{ph} [μS/km]	47,493	3,172
R'_0 [Ω/km]	0,817	0,658
X'_0 [Ω/km]	1,598	1,611
B'_0 [μS/km]	47,493	1,280

Fonte: (CIGRÉ, 2014).

7.1 Especificações do Sistema de Armazenamento de Energia

Na Tabela 18, foram compilados os parâmetros relevantes o para funcionamento do BESS.

Tabela 18 – Dados nominais do BESS.

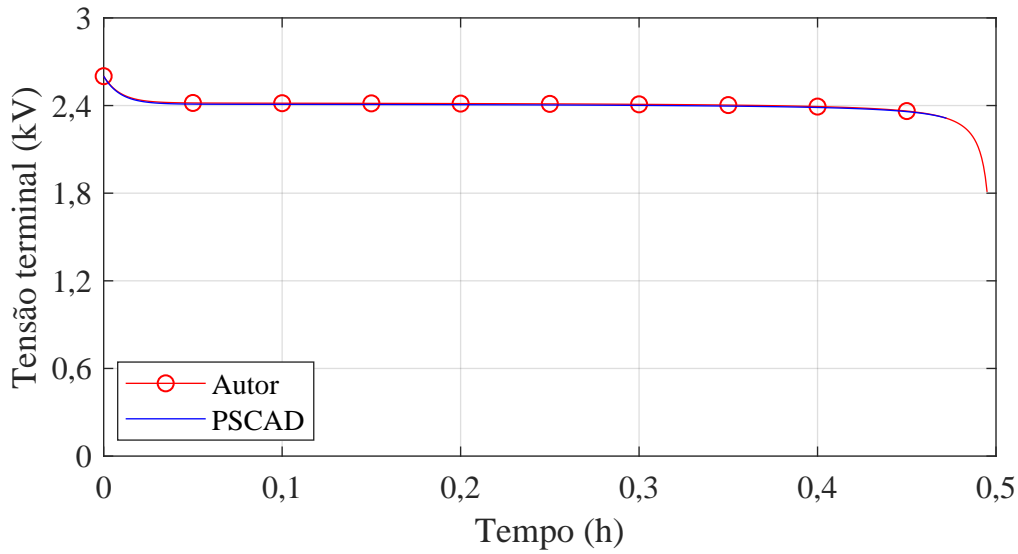
BESS	
Tensão CA nominal	4,16 kV
Tensão nominal do banco de baterias	2,313 kV
Capacidade de armazenamento	1530 Ah
Tensão do elo CC	9,0 kV
Potência aparente nominal	2,0 MVA
Potência ativa de descarga	1,0 MW
Potência ativa de recarga	0,5 MW
C_{eq}	1235 μF
L_c	21 mH

Fonte: Elaborada pelo autor.

7.2 Banco de Baterias

O *software* PSCAD já possui o modelo de Shepherd da bateria implementado. Na Figura 24, está um comparativo entre a curva de descarga calculada pelo MATLAB com a curva obtida ao descarregar a bateria no PSCAD com corrente I_{des} .

Figura 24 – Comparativo entre as curvas de descarga obtidas pelo autor e pelo PSCAD.



Fonte: Elaborado pelo autor.

7.3 Controle de Corrente do VSC

Para analisar o desempenho do controle de corrente, o BESS foi conectado a um barramento infinito no PSCAD e o conversor CC-CC e as malhas externas de controle foram desabilitadas. As referências de corrente foram mantidas em zero até o instante $t = 0,5$ s. Nesse instante, as referências de corrente foram alteradas conforme o procedimento presente na Tabela 19.

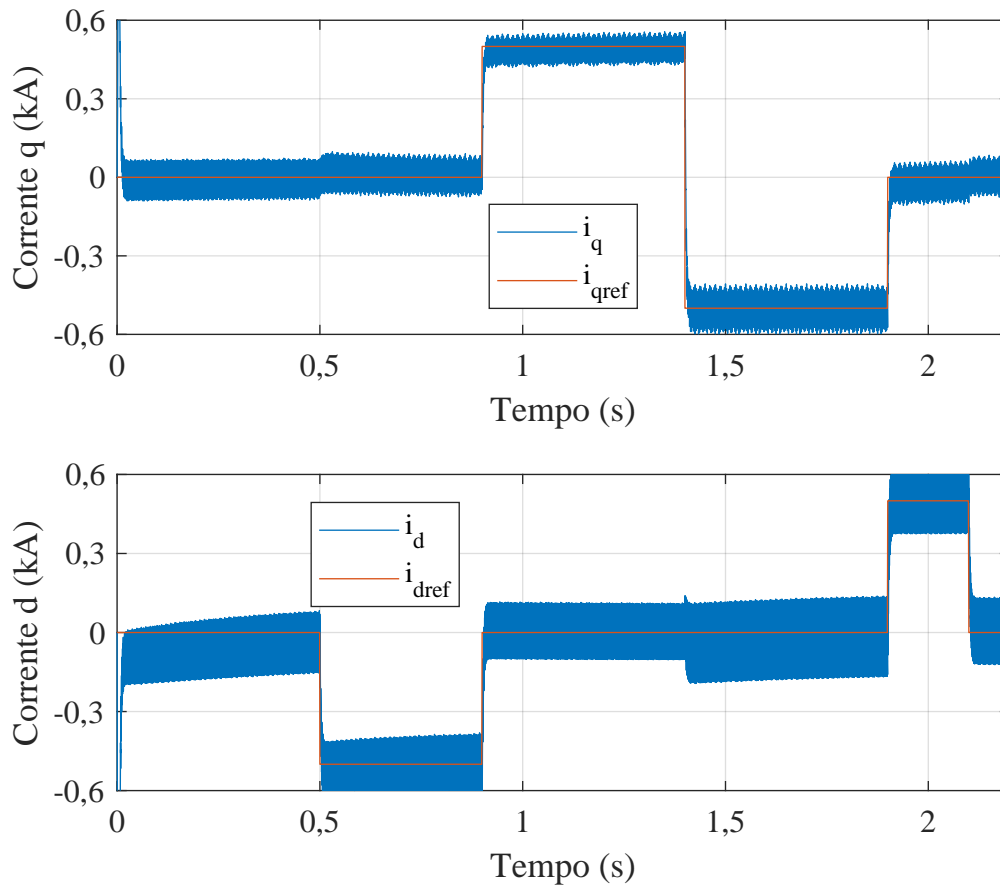
Tabela 19 – Variação das referências de corrente no tempo.

t (s)	0	0,5	0,9	1,4	1,9	2,1
$i_{q,ref}$ (kA)	0	0	0,5	-0,5	0	0
$i_{d,ref}$ (kA)	0	-0,5	0	0	0,5	0

Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 25, estão representadas as respostas das correntes d e q , respectivamente, do conversor, quando submetidas às variações acima descritas.

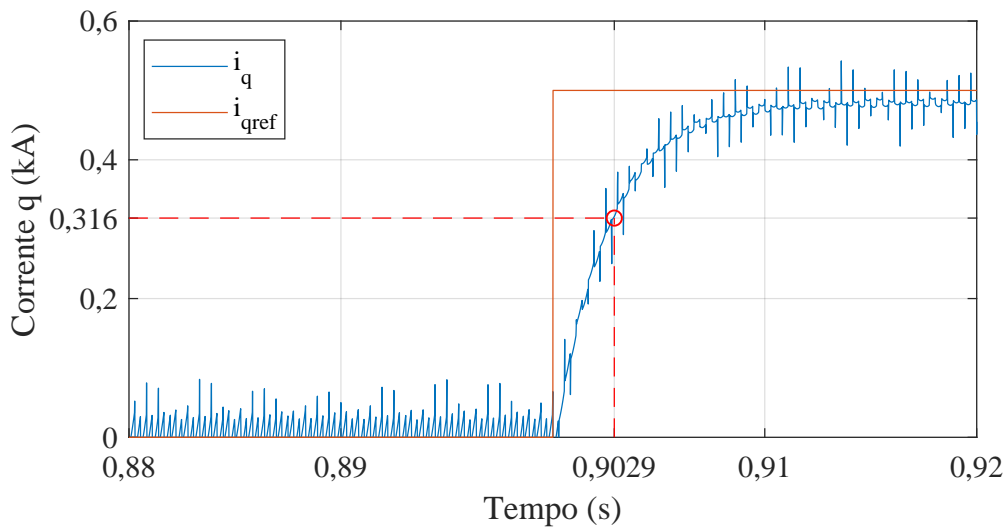
Figura 25 – Resposta das componentes dq das correntes trifásicas a uma variação degrau na referência.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 26, tem-se o gráfico da corrente de eixo em quadratura ampliado no intervalo $0,88 \text{ s} < t < 0,92 \text{ s}$. Por ser um sistema de primeira ordem, sua constante de tempo está associada ao ponto que a resposta atinge 63,2% do seu valor de regime. Esse ponto é indicado no gráfico e é possível perceber que, pela aplicação do degrau ter se dado em 0,9 s, a constante de tempo do sistema no PSCAD é aproximadamente 2,9 ms. Esse resultado é próximo ao (τ_i) estabelecido em projeto.

Figura 26 – Resposta da corrente de eixo em quadratura a uma variação degrau na referência.

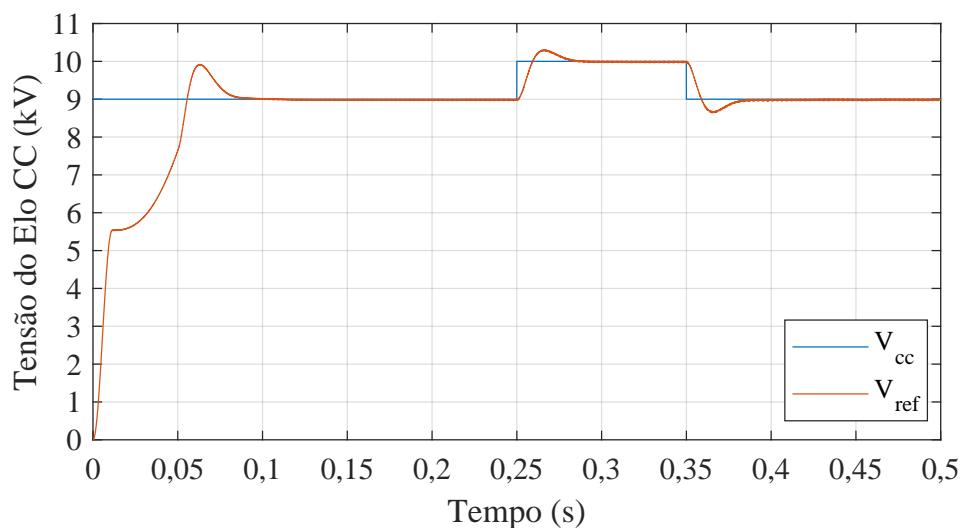


Fonte: Elaborado pelo autor.

7.4 Controle de Tensão do Elo CC

Primeiramente, o BESS foi conectado ao nó 10 da rede de distribuição modelada via PSCAD. Na Figura 27, há a resposta da malha de controle de tensão CC para uma variação degrau positiva e negativa do ponto de operação. É possível observar que o sistema apresenta um *overshoot* inferior ou próximo a 10%. Ainda, como era desejado, o tempo de resposta é maior que o da malha interna.

Figura 27 – Resposta da tensão do elo CC a variações da referência.

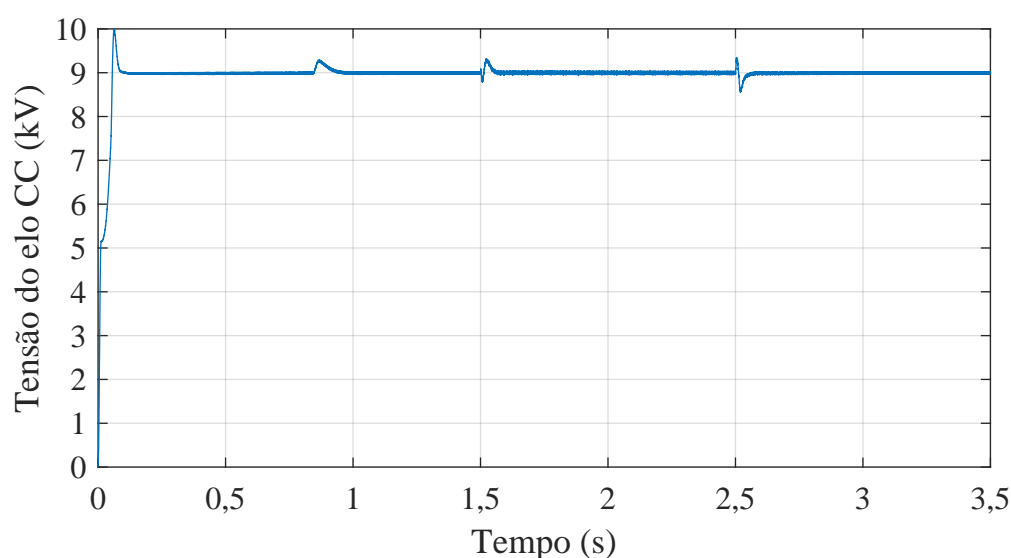


Fonte: Elaborado pelo autor.

A resposta do sistema possui esse comportamento no início da operação do VSC, pois o controle de V_{cc} só é ligado a partir de 0,05 s. Até esse instante, os capacitores são carregados pelo banco de baterias até que V_{cc} seja igual à tensão do elemento armazenador. Adicionalmente, certa potência ativa é absorvida da rede pelo VSC enquanto o controle das malhas externas não é ligado.

Para também atestar o funcionamento do controlador, foi aplicada uma falta trifásica no nó 10 dentro do intervalo $1,5\text{ s} < t < 2,5\text{ s}$ e com impedância de $10\ \Omega$. O comportamento da tensão do elo CC pode ser vista na Figura 28.

Figura 28 – Resposta da tensão do elo CC durante faltas trifásicas.



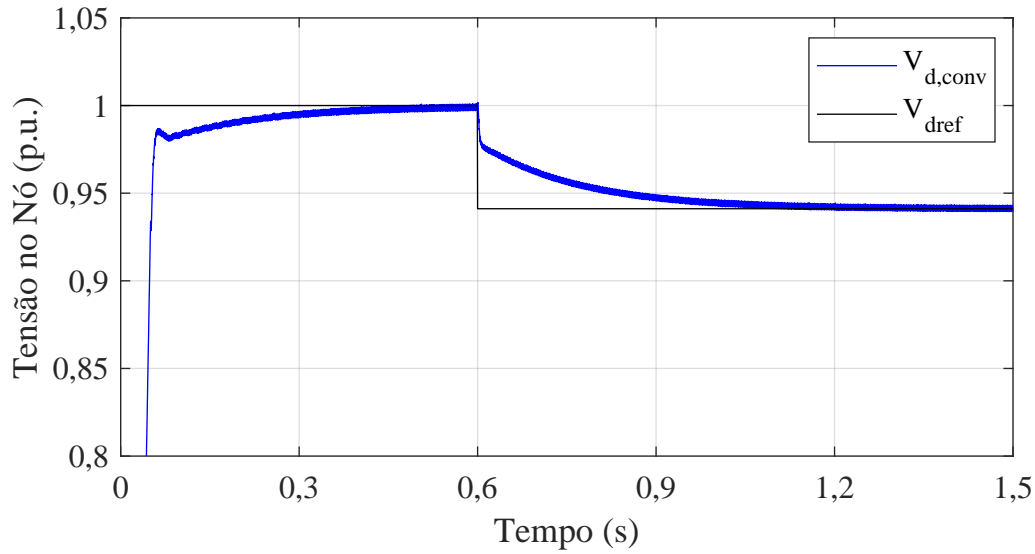
Fonte: Elaborado pelo autor.

É possível observar, na Figura 28, um pequeno desvio da tensão do elo CC do valor nominal (9 kV). Isso ocorreu devido ao início da operação do conversor CC-CC em $t = 0,8\text{ s}$. Além disso, nota-se que durante as situações de falta o controle do VSC foi capaz de manter a tensão do elo CC no valor nominal.

7.5 Controle de Tensão CA

No PSCAD, o sistema de armazenamento foi conectado ao nó 10 da rede de distribuição, sem que o banco de baterias esteja sendo descarregado ou carregado. Na Figura 29, encontra-se a resposta da tensão CA do ponto de conexão. Primeiramente, a referência de tensão está em 1 p.u. Em seguida, a referência diminui para 0,94 p.u. no instante $t = 0,6\text{ s}$. Na Figura 29, nota-se que, inicialmente, a tensão do nó é baixa. Isso ocorre porque a tensão da subestação, em $t = 0\text{ s}$, parte de zero e atinge 1 p.u. em 0,05 segundos. Esse aumento inicial é recomendado pela desenvolvedora do *software* para que sejam evitados erros numéricos.

Figura 29 – Resposta da tensão CA do nó para variação na referência.



Fonte: Elaborado pelo autor.

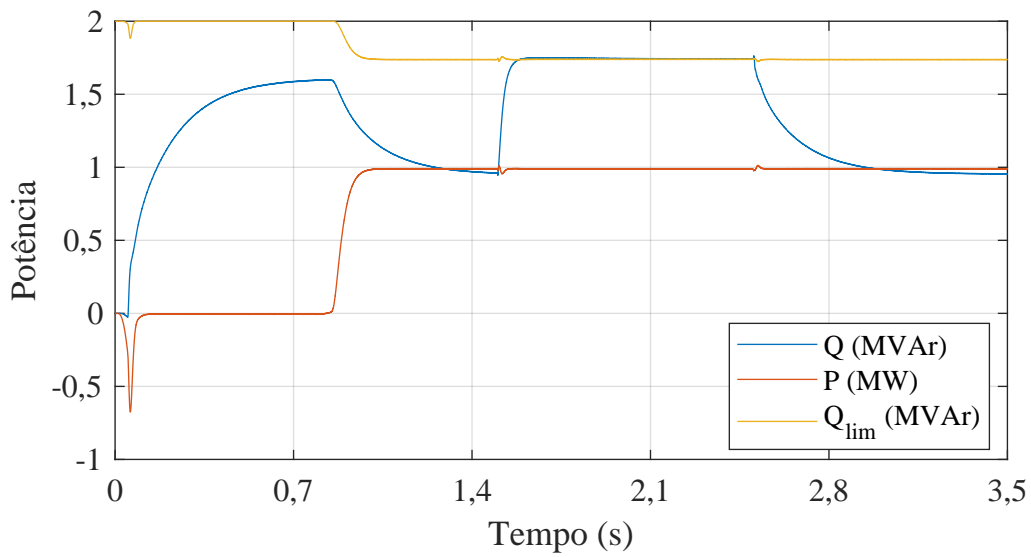
Observa-se, na Figura 29, que o sistema não apresenta resposta com sobressinal. Entretanto, sua velocidade em alcançar o regime é inferior à da malha do elo CC.

Outro requisito de desempenho do controlador CA é a manutenção da potência aparente do BESS inferior ou igual a 2 MVA. Para verificar se essa restrição estava sendo respeitada, aplicou-se, no nó 1, um curto-circuito trifásico com impedância de 10Ω no intervalo $1,5 s < t < 2,5 s$. Vale ressaltar que o sistema de armazenamento estava descarregando o banco de baterias. Na Figura 30, estão representadas as potências ativa e reativa trocadas entre o sistema de armazenamento e a rede para essa situação. Ademais, está também presente a máxima potência reativa (Q_{lim}) que pode ser injetada pelo conversor sem que o limite de potência aparente seja ultrapassado.

Pelo gráfico da Figura 30, constatou-se que o controle da tensão CA não faz com que o limite de potência seja desrespeitado. Para casos de curtos-circuitos mais próximos ao PC (nó 10), a potência reativa é restringida a esse limite em regime permanente, porém, ultrapassa Q_{lim} no transitório. Isso pode ser visto na Figura 31, que representa uma situação de curto-circuito trifásico de impedância de 10Ω no ponto de conexão.

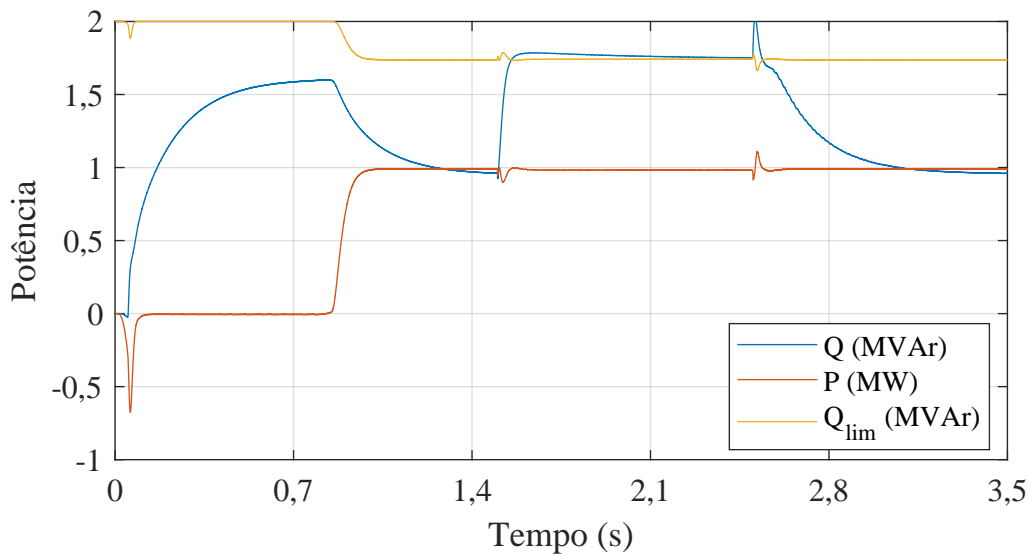
É importante ressaltar que, após a extinção da falta, o controle da tensão atua rapidamente devido ao emprego da estrutura *anti-windup*. Sem ela, a potência reativa iria demorar a retornar para a situação de pré-falta.

Figura 30 – Potências injetadas pelo sistema de armazenamento para situação de curto-circuito no nó 1.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 31 – Potências injetadas pelo sistema de armazenamento para situação de curto-circuito no PC.



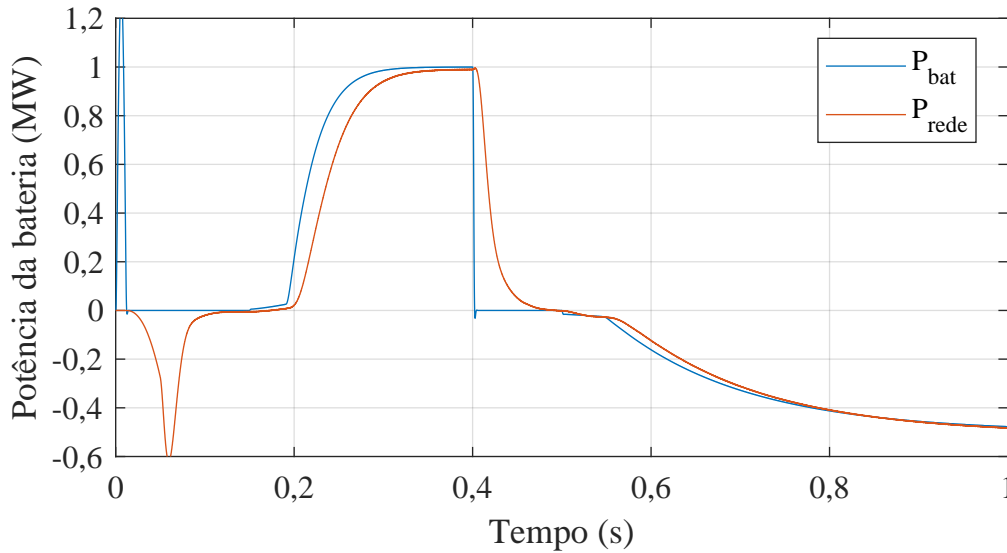
Fonte: Elaborado pelo autor.

7.6 Controle do Conversor CC-CC

Na Figura 32, há as respostas dos conversores *boost* e *buck*, respectivamente, quando as referências de suas malhas de controle variam instantaneamente. O conversor *boost* permanece ligado no intervalo $0,15 \text{ s} < t < 0,8 \text{ s}$. Em seguida, o sistema foi desligado e 100 ms depois o conversor *buck* foi acionado. Além disso, é possível notar a potência que

está sendo medida no primário do transformador (P_{rede}).

Figura 32 – Potência da bateria.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Observa-se que, por um tempo, as potências de saída dos conversores pouco respondem à ação do controlador. Isso ocorre, porque, para valores mais baixos de ciclo de trabalho, há baixa, ou nenhuma, capacidade de transferir potência. Ademais, nota-se que a potência medida no terminal da bateria é muito próxima à potência trocada entre o BESS e a rede em regime permanente. Portanto, as perdas nos semicondutores são muito baixas e o sistema de armazenamento possui rendimento elevado.

Na Figura 32, pode ser percebido também o atraso que há entre a potência de carga/descarga da bateria com a potência ativa demandada ou enviada para a rede. Esse atraso ocorre devido à inércia dos capacitores do elo CC e das constantes de tempo dos controladores envolvidos nessa troca de potência. Além disso, é possível perceber a energia absorvida pelo VSC para elevar a tensão do elo CC para seu valor nominal antes da operação do conversor CC-CC.

7.7 Aplicação de Falhas na Rede de Distribuição

Para avaliar a contribuição do BESS no aumento de tensão na rede, foram aplicadas faltas trifásicas com impedâncias de 10Ω e as tensões de pré-falta e falta foram comparadas para o sistema com e sem o armazenador de energia conectado ao nó 10. Vale ressaltar que as condições de falta foram simuladas de forma automatizada no PSCAD, utilizando a linguagem Python. Na Tabela 20, encontram-se os níveis de tensão da rede no instante de pré-falta.

Tabela 20 – Tensões de pré-falta dos nós do sistema de distribuição.

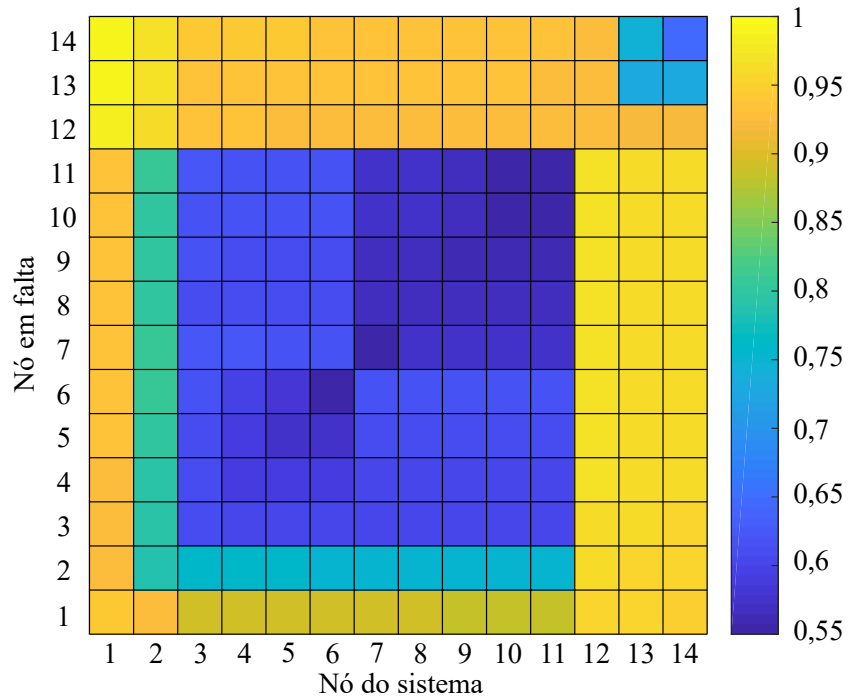
Tensões dos nós (p.u.)	1	2	3	4	5	6	7
Sem BESS	1,03	1,01	0,97	0,97	0,97	0,97	0,97
Com BESS	1,04	1,02	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00
(Descarregando)							
Com BESS	1,04	1,02	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00
(Carregando)							
Tensões dos nós (p.u.)	8	9	10	11	12	13	14
Sem BESS	0,97	0,97	0,97	0,97	1,01	1,00	1,00
Com BESS	1,00	1,00	1,00	1,00	1,01	1,00	1,00
(Descarregando)							
Com BESS	1,00	1,00	1,00	1,00	1,01	1,00	1,00
(Carregando)							

Fonte: Elaborada pelo autor.

Nota-se pela Tabela 20, com a presença do BESS, as tensões dos nós mais distantes da subestação ficaram mais próximas de 1,0 p.u. Ademais, o sistema de armazenamento de energia pouco impactou no alimentador vizinho àquele que está conectado.

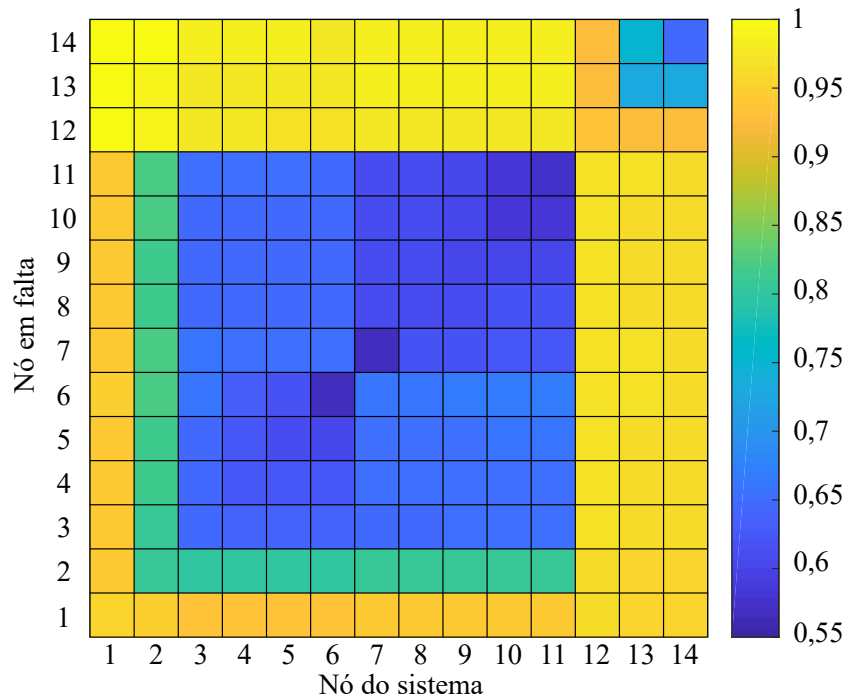
Nas Figuras 33, 34 e 35, estão as matrizes de tensão da rede. Nelas, é possível observar os níveis de tensão dos nós para cada situação de falta. Na primeira, a rede não possuía o sistema de armazenamento. Na segunda e na terceira, o BESS estava conectado, descarregando e carregando o banco de baterias, respectivamente. Nessas matrizes, cada linha indica o nó que houve curto-circuito e cada coluna indica o nível de tensão do respectivo nó.

Figura 33 – Matriz de tensão do sistema de distribuição para faltas aplicadas em cada nó indicado (sistema sem BESS).



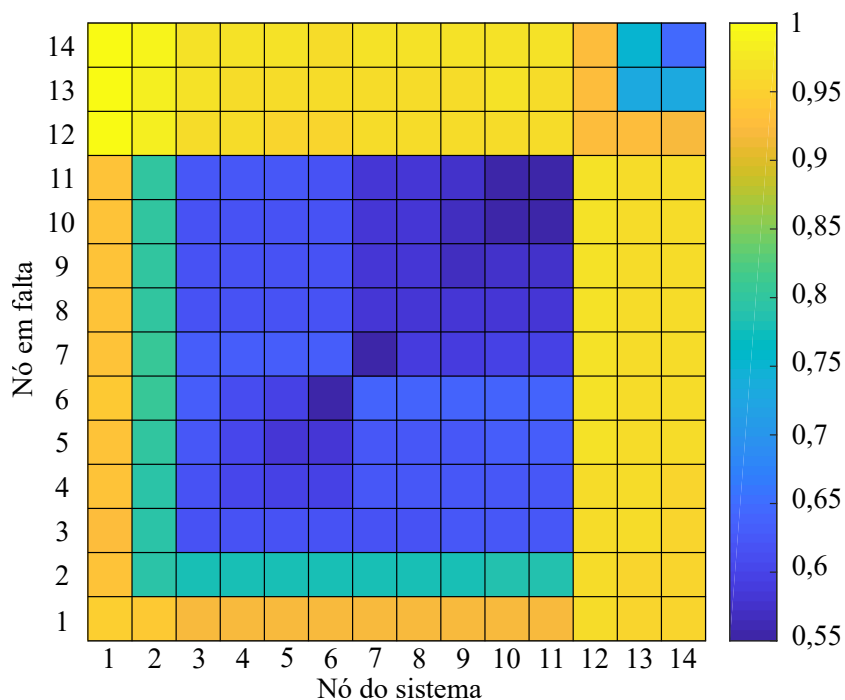
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 34 – Matriz de tensão do sistema de distribuição para faltas aplicadas em cada nó indicado (sistema com BESS descarregando a bateria).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 35 – Matriz de tensão do sistema de distribuição para faltas aplicadas em cada nó indicado (sistema com BESS carregando a bateria).



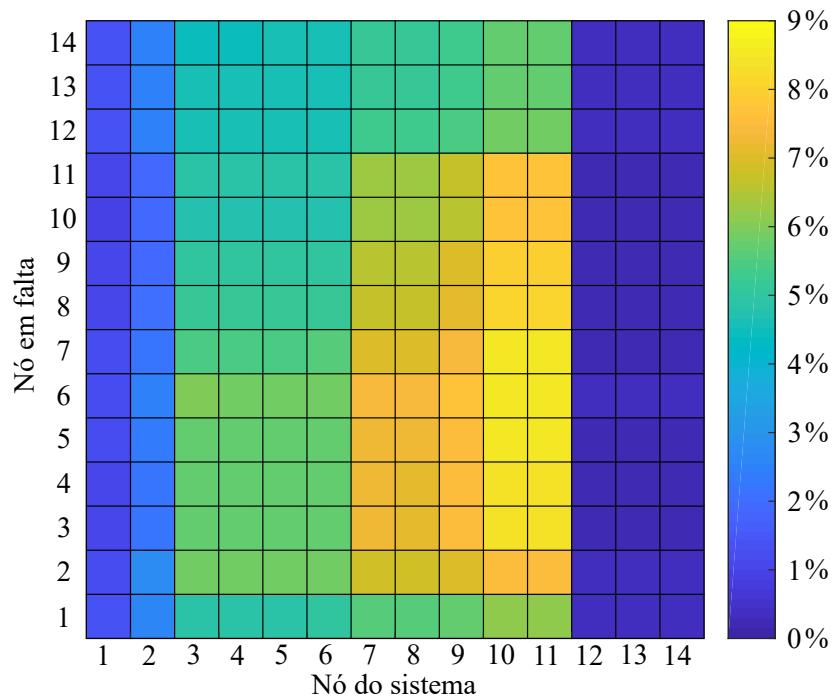
Fonte: Elaborado pelo autor.

Pela análise dessas matrizes, conclui-se que, o BESS foi capaz de melhorar o perfil de tensão da rede de distribuição nas situações de falta. Entretanto, como esperado, essa contribuição é menor nos casos que o sistema de armazenamento está carregando o banco de baterias. Na Figura 36, estão representados os aumentos dos níveis de tensão dos nós para as situações de falta após a conexão do BESS descarregando o conjunto de baterias.

Pela Figura 36, o aumento de tensão proporcionado pela conexão do BESS foi maior, como esperado, nos nós adjacentes. Complementarmente, fica claro que o sistema de armazenamento pouco impactou nas tensões nodais do alimentador 2. Ademais, nas situações de faltas mais próximas à subestação, a tensão cresceu menos se comparada aos outros casos.

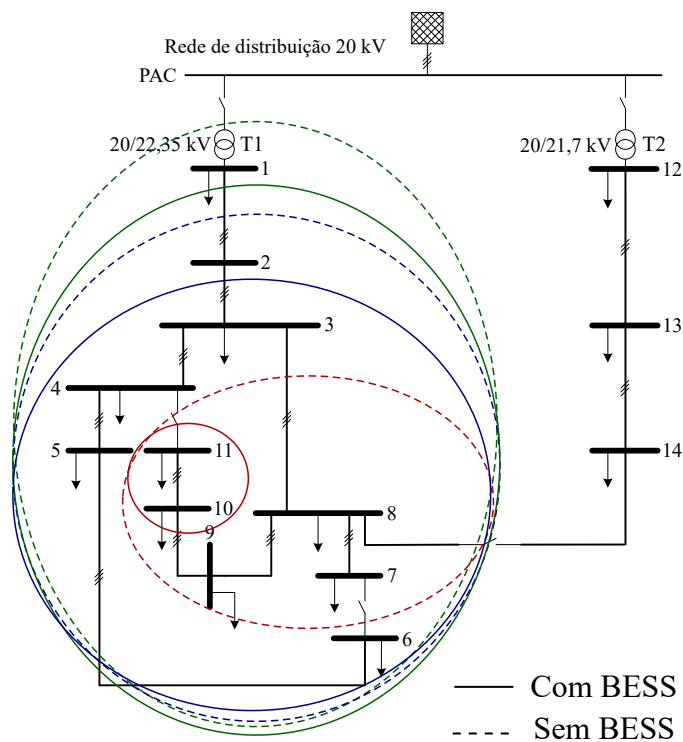
A partir dessas matrizes de tensão, montou-se a área de vulnerabilidade do sistema com relação ao nó 10. Essa área está representada na Figura 37. A cor verde está associada à região que, caso ocorra falta nela, a tensão do nó 10 é inferior a 0,9 p.u. A cor azul está associada ao nível de tensão inferior a 0,8 p.u. e a cor vermelha está associada ao nível inferior a 0,6 p.u.

Figura 36 – Matriz referente ao aumento porcentual das tensões do sistema em situações de faltas após a conexão de um elemento armazenador.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 37 – Área de vulnerabilidade para o nó 10 caso faltas trifásicas ocorram no sistema.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Com a instalação do BESS, as regiões da área de vulnerabilidade reduziram consideravelmente. Além disso, as regiões onde há maior aumento da tensão com a conexão do BESS são aquelas onde há maior afundamento durante as faltas.

7.8 Partida de Motor de Indução na Rede

O motor, de 2 MVA e 4,16 kV, utilizado para as análises apresentadas nesta seção já está implementado no PSCAD e apenas suas potência e tensão nominais foram alteradas. A máquina foi conectada à rede a partir de um transformador de interface que possuía as mesmas características construtivas do utilizado no BESS. Os dados do motor podem ser encontrados na Tabela 21.

Tabela 21 – Dados do motor de indução trifásico de rotor bobinado.

Motor de Indução	
Tensão de linha nominal	4,16 kV
Potência nominal	2,0 MVA
Momento de Inércia	1,3 s
Resistência do estator	0,043 p.u.
Resistência do rotor	0,04 p.u.
Indutância do estator	0,06 p.u.
Indutância do rotor	0,06 p.u.
Indutância de magnetização	4,0 p.u.

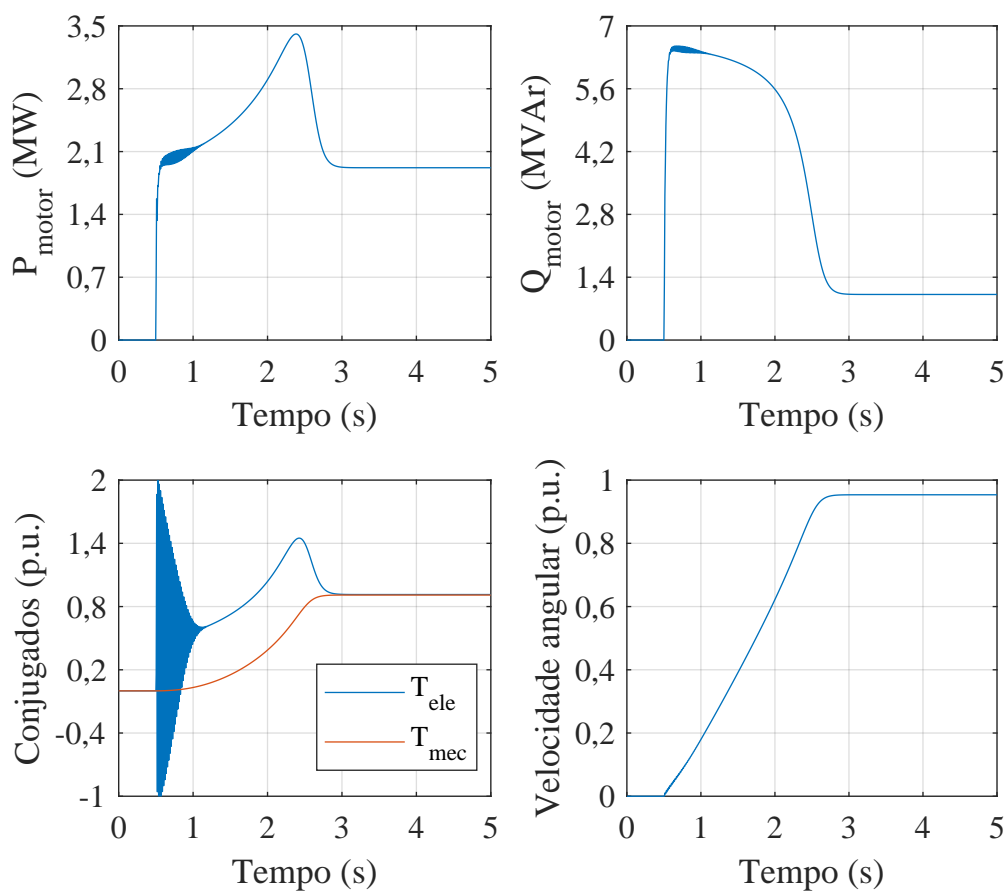
Fonte: Adaptado de PSCAD (2013).

Na Figura 38, podem ser observados os conjugados mecânico e elétrico, a velocidade angular mecânica, a potência ativa e a potência reativa do motor, quando é realizada uma partida direta no instante $t = 0,5$ s.

A carga conectada ao motor possuía torque proporcional ao quadrado da velocidade angular do rotor. Além disso, a duração da partida deste motor era em torno de três segundos. Ainda, o escorregamento da máquina em regime permanente era próximo de 5%.

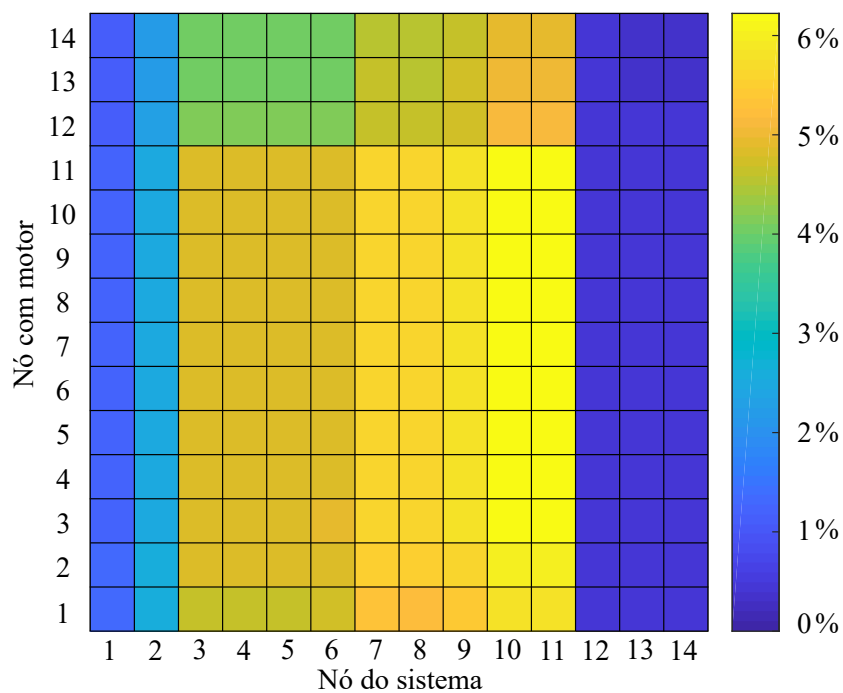
A partida direta dessa máquina foi realizada em cada nó do sistema sem e com o BESS descarregando o banco de baterias. Na Figura 39, encontram-se os aumentos percentuais dos níveis de tensão da rede no início da partida com a instalação do armazenamento distribuído de energia. Cada linha indica o nó ao qual o motor foi conectado e cada coluna indica o nível de tensão do respectivo nó.

Figura 38 – Partida direta do motor de indução utilizado neste trabalho.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 39 – Aumento porcentual das tensões nodais do sistema no início da partida de um motor após conexão de um BESS.

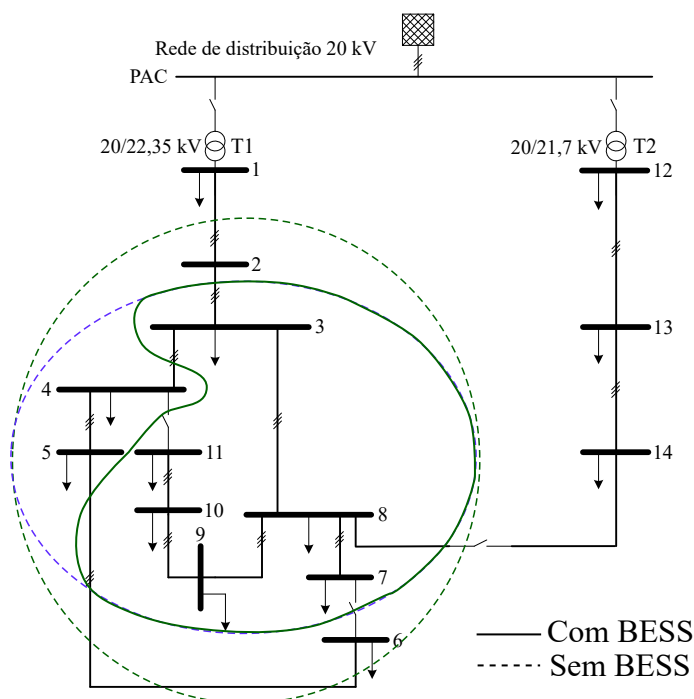


Fonte: Elaborado pelo autor.

Nota-se, na Figura 39, que o aumento de tensão foi maior nos nós próximos ao BESS, inclusive no PC. É possível perceber também que o aumento porcentual da tensão desses nós foi maior para os casos de partida próximos ao ponto de conexão do sistema de armazenamento.

A partir disso, novamente foi montada a área de vulnerabilidade do nó 10, agora considerando partida de grandes cargas. Essa área está representada na Figura 40. A cor verde indica a região que a tensão do nó 10 é inferior a 0,9 p.u. caso haja partida do motor em um dos nós que pertencem a ela. A azul indica a região onde a tensão ficou inferior a 0,85 p.u. para a mesma situação.

Figura 40 – Área de vulnerabilidade com relação ao nó 10 para partida de cargas de elevada potência.



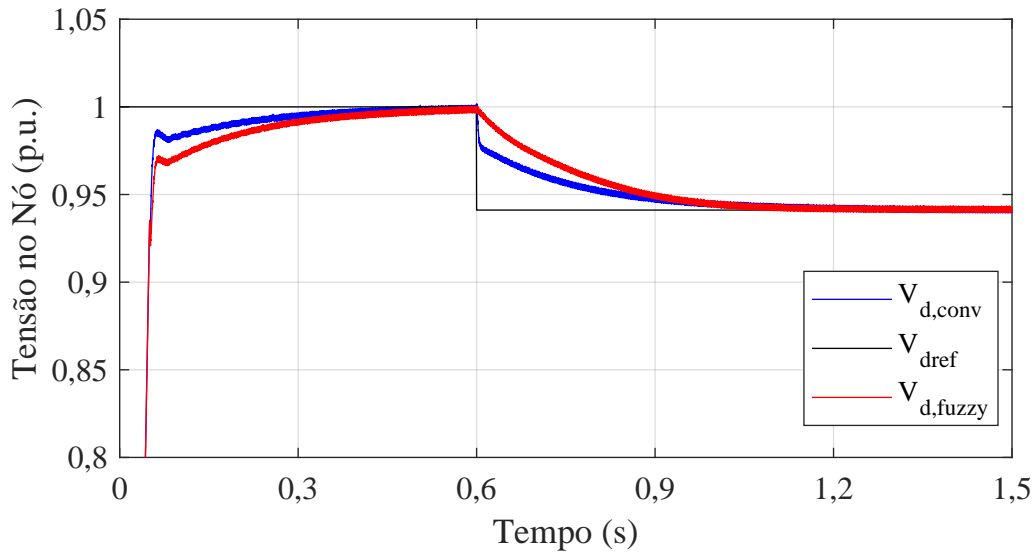
Fonte: Elaborado pelo autor.

Pela Figura 40, é possível constatar que, embora não tenha sido possível sempre manter as tensões nodais acima de 0,9 p.u., a conexão do BESS contribuiu para que boa parte dos casos de partida provocassem um afundamento de tensão dentro da faixa de 0,85 p.u. e 0,9 p.u.

7.9 Desempenhos do Controlador Fuzzy e anti-windup

Para avaliar o desempenho do controlador *fuzzy* e fazer uma comparação entre ele e o PI convencional, foi aplicada uma variação degrau na referência da malha, assim como na Seção 7.5. Na Figura 41, há a resposta dos dois controladores para a mesma variação.

Figura 41 – Comparação entre a resposta do sistema com o controlador fuzzy e com o controlador convencional.



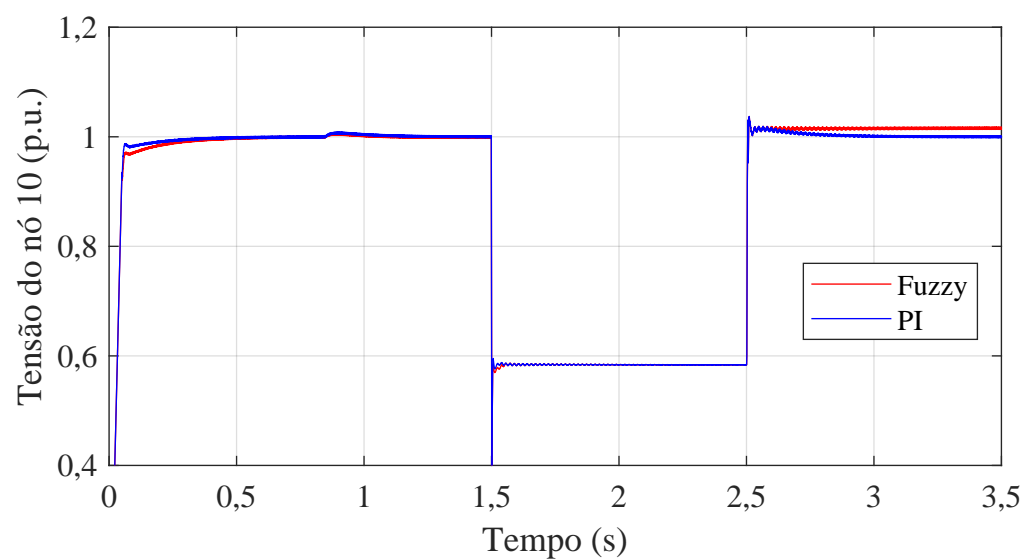
Fonte: Elaborado pelo autor.

É possível perceber que com o controlador *fuzzy*, o valor de referência foi alcançado num instante muito próximo ao convencional. Ainda, apenas alterando as funções de pertinência, é possível melhorar o desempenho desse controlador.

Na Figura 42, está a resposta da tensão do ponto de conexão para o caso de falta no nó 10 que se sustentou em $1,5\text{ s} < t < 2,5\text{ s}$. Como pode ser observado, como o controlador *fuzzy* não possuía *anti-windup*, após a eliminação da falta, a tensão se mantém um pouco acima de 1,0 p.u. Isso não é desejado já que se espera manter a tensão desse nó em 1,0 p.u. para condições normais de operação do sistema, mesmo após eliminações de faltas. A solução para este problema não foi desenvolvida neste trabalho. Um exemplo de solução é o emprego de uma lógica de controle que congela a ação do elemento integrador do controlador durante a saturação.

É possível também observar, na Figura 42, como o controlador PI não se perde da referência após a eliminação da falta, fazendo com que a tensão do nó 10 se mantenha em 1,0 p.u. após a eliminação da falta. Isso ocorre devido à atuação do *anti-windup* durante a saturação. Outro ponto a ser analisado é o instante que há um pequeno desvio da tensão CA de 1,0 p.u. antes da falta. Esse desvio é devido ao início da operação do conversor *boost*. A injeção de potência ativa na rede faz com que a tensão se eleve e o controlador do VSC atua a fim de mantê-la no valor nominal.

Figura 42 – Comparativo entre o controlador *fuzzy* e o PI convencional para situações de faltas.



Fonte: Elaborado pelo autor.

8 CONCLUSÃO

Este trabalho foi realizado com o objetivo de modelar um sistema de armazenamento de energia a fim de avaliar a sua contribuição para a regulação de tensão numa rede de distribuição/microrrede. Considerou-se nessa análise a estratégia de controle adotada para o BESS. Além disso, foi feito o comparativo entre o desempenho da malha CA do VSC para dois tipos de controladores, o *fuzzy* e o PI convencional.

O sistema de armazenamento de energia de baterias foi modelado e seu objetivo de controle foi intermediar a troca de potência ativa entre o banco de baterias e a rede de distribuição e controlar também a tensão CA do ponto de conexão. Além de modelar o BESS, modelou-se também uma rede de distribuição a partir de um *benchmark* presente em CIGRÉ (2014).

Pela análise das malhas internas de controle do VSC, utilizando o PSCAD, notou-se que os tempos de resposta obtidos em simulação se aproximaram daqueles definidos em projeto. Com relação às malhas externas, o controle da tensão CC, embora apresente sobressinal ao aplicar um degrau na referência, responde de forma rápida à mudanças no ponto de operação do conversor. Adicionalmente, o controle da tensão CA é mais lento e não apresenta sobressinal.

Complementarmente à análise de desempenho do controle CA, notou-se que o controlador *fuzzy* projetado apresentou resposta similar ao PI convencional. A diferença entre esses controladores está no comportamento de suas respostas nos instantes iniciais após uma variação no sinal de referência. Enquanto o PI responde primeiramente de maneira mais brusca, o *fuzzy* atenua essa variação inicial. No fim, o sistema atinge o valor de regime no mesmo intervalo de tempo, independente do tipo de controlador utilizado. Uma vantagem de aplicar o controlador *fuzzy* é a facilidade de alterar as funções de pertinência das entradas e saídas, o que aumenta ou diminui a velocidade de resposta do controle, dependendo dos objetivos de projeto.

Para analisar a contribuição do BESS na regulação de tensão de uma rede, foram aplicadas faltas trifásicas nos nós do sistema de distribuição modelado, assim como foram simuladas entradas de uma grande carga. Com relação às faltas trifásicas, observou-se uma maior elevação de tensão nos nós próximos ao que estava conectado o BESS. Nos casos de partidas de um motor, houve um padrão de aumento de tensão similar ao encontrado na ocorrência de curtos-circuitos.

Esse efeito pôde ser melhor observado pela montagem de áreas de vulnerabilidade. Na área montada para situações de faltas, percebeu-se uma expressiva diminuição do número de curtos-circuitos que reduziam a tensão do nó 10 a níveis inferiores a 0,6 p.u.

com a conexão do BESS. Na área de vulnerabilidade relativa à partida de uma grande carga, notaram-se afundamentos de tensão menos profundos. Ademais, na rede com o BESS, foi possível realizar a partida de um motor assíncrono de 2 MVA num maior número de nós sem que a tensão do ponto de conexão atingisse valor inferior a 0,9 p.u.. Além disso, com o sistema de armazenamento, não existiram casos de partida do motor que reduziam a tensão do PC para valor abaixo de 0,85 p.u..

Em suma, houve benefícios ao conectar um sistema de armazenamento de energia de baterias modelado à rede de distribuição analisada. Um desses benefícios pôde ser notado na redução do afundamento das tensões nodais do alimentador 1 provocado por faltas ou partidas de uma grande carga. Além disso, em situações normais de operação, as tensões nodais não ultrapassaram o limite superior estabelecido por norma, pelo contrário, as tensões dos nós próximos e inclusive a do ponto de conexão se mantiveram em 1,0 p.u..

No contexto atual, com a crescente penetração de fontes distribuídas de energia na rede de distribuição, é cada vez mais importante a realização de estudos que avaliam o impacto desse fenômeno. Dessa forma, a relevância deste trabalho está na análise quantitativa da contribuição de um sistema de armazenamento distribuído de energia na regulação de tensão de uma rede de distribuição. A partir disso, foi possível notar que a conexão do sistema de armazenamento reduziu a área de vulnerabilidade da rede tanto para condições de curtos-circuitos quanto para partidas de uma grande carga. Ademais, mostrou-se a possibilidade de melhorar o desempenho de uma das malhas de controle do BESS com o emprego do controlador *fuzzy*.

8.1 Trabalhos Futuros

Como continuidade deste trabalho, poderiam ser feitas análises da contribuição do sistema de armazenamento de energia na redução do impacto de outros distúrbios encontrados no sistema de distribuição, como elevação e interrupção de tensão. Além disso, os desempenhos de outros sistemas de armazenamento que não utilizam baterias podem ser comparados em aplicações de qualidade de energia.

No âmbito de controle, a planta a ser controlada, o sistema de armazenamento de energia, é não linear. Dessa forma, técnicas de controle não lineares podem ser empregadas para melhorar o desempenho do sistema. Ademais, com relação ao controlador *fuzzy*, podem ser aplicadas técnicas que determinam funções de pertinência que otimizam seu desempenho.

8.2 Publicação Decorrente deste Trabalho

Durante o desenvolvimento deste trabalho, foi realizada a seguinte publicação:

- de BARBALHO P.I.N., LACERDA V.A., COURY D.V. Analysis of the Contribution of a Battery Bank to Voltage Regulation in a Distribution System. VII Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE). Niterói - RJ, 2018.

Nesse *paper*, analisou-se a contribuição de um sistema de armazenamento de energia por baterias para a regulação de tensão de uma rede de distribuição. O BESS em questão controlava apenas a tensão do elo CC e a potência reativa enviada para a rede. Além disso, o conversor CC-CC não controlava a potência ativa de descarga do banco de baterias. Nessa publicação, observou-se um aumento das tensões nodais durante as condições de falta e pré-falta.

REFERÊNCIAS

- ABB. **Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) - 5SNA 0600G650100**. [S.l.], 2015. Disponível em: <https://library.e.abb.com/public/d2906e423b0244b6b3566e4b72f30d39/5SNA%200600G650100_5SYA%201558-05%2011-2015.pdf>.
- ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - Módulo 8: Qualidade da Energia Elétrica**. [S.l.], 2018.
- CIGRÉ. **Benchmark systems for network integration of renewable and distributed energy resources**. [S.l.]: CIGRÉ C6, 2014.
- DIVYA, K.; ØSTERGAARD, J. Battery energy storage technology for power systems - an overview. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, v. 79, n. 4, p. 511–520, 2009.
- DUGAN, R. C.; MCGRANAGHAN, M. F.; BEATY, H. W. **Electrical power systems quality**. 3. ed. [S.l.]: McGraw-Hill, 2012.
- EREMIA, M.; LIU, C.-C.; EDRIS, A.-A. **Advanced Solutions in Power Systems: HvdC, Facts, and AI Techniques**. [S.l.]: JOHN WILEY & SONS INC, 2016. ISBN 1119035694.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007.
- HATZIARGYRIOU, N. et al. Microgrids. **IEEE Power and Energy Magazine**, IEEE, v. 5, n. 4, p. 78–94, 2007.
- HSU, C.-T. Enhancement of transient stability of an industrial cogeneration system with superconducting magnetic energy storage unit. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, IEEE, v. 17, n. 4, p. 445–452, 2002.
- IBRAHIM, H.; ILINCA, A.; PERRON, J. Energy storage systems - characteristics and comparisons. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 12, n. 5, p. 1221–1250, 2008.
- JANTZEN, J. **Foundations of Fuzzy Control**. [S.l.]: Wiley, 2007. ISBN 0-470-02963-3.
- JARNUT, M.; WERMIŃSKI, S.; WAŚKOWICZ, B. Comparative analysis of selected energy storage technologies for prosumer-owned microgrids. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 74, p. 925–937, 2017.
- JOVCIC, D.; AHMED, K. **High voltage direct current transmission: converters, systems and DC grids**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2015.
- KATIRAEI, F. et al. Microgrids management. **IEEE Power and Energy Magazine**, IEEE, v. 6, n. 3, 2008.
- KROEZE, R. C.; KREIN, P. T. Electrical battery model for use in dynamic electric vehicle simulations. In: IEEE. **Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008**. IEEE. [S.l.], 2008. p. 1336–1342.

LU, X.; WANG, J.; GUO, L. Using microgrids to enhance energy security and resilience. **The Electricity Journal**, Elsevier, v. 29, n. 10, p. 8–15, 2016.

LUO, X. et al. Overview of current development in electrical energy storage technologies and the application potential in power system operation. **Applied Energy**, Elsevier, v. 137, p. 511–536, 2015.

MARTINS E BARBI, I. **Eletrônica de potência: introdução ao estudo dos conversores CC-CA**. [S.l.]: Edição dos Autores, 2005.

PSCAD. **Cookbook Chapter 5 - Induction Machines (Example - IM Study 03)**. [S.l.], 2013.

SAFT. **Very high energy lithium-ion container - Intensium Max+ 20E**. [S.l.], 2017.

SARASUA, A. E.; MOLINA, M. G.; MERCADO, P. E. **Dynamic Modelling of Advanced Battery Energy Storage System for Grid-Tied AC Microgrid Applications**. [S.l.]: INTECH Open Access Publisher, 2013.

SHARIFABADI, K. et al. **Design, Control and Application of Modular Multilevel Converters for HVDC Transmission Systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons Inc, 2016. ISBN 1118851560.

SUN, K.; SHU, Q. Overview of the types of battery models. In: IEEE. **Control Conference (CCC), 2011 30th Chinese**. [S.l.], 2011. p. 3644–3648.

TREMBLAY, O.; DESSAINT, L.-A.; DEKKICHE, A.-I. A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicles. In: IEEE. **Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007. VPPC 2007. IEEE**. [S.l.], 2007. p. 284–289.

XU, Z.; XIAO, H.; ZHANG, Z. Selection methods of main circuit parameters for modular multilevel converters. **IET Renewable Power Generation**, IET, v. 10, n. 6, p. 788–797, 2016.

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. **Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010.