

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
CURSO DE ENGENHARIA DE COMPUTAÇÃO

RAPHAEL SAUER DE CASTRO

**FUNÇÕES DE EQUALIZAÇÃO DESLIZANTES PARA
ARMAZENADORES DE ENERGIA**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

TOLEDO
2021

RAPHAEL SAUER DE CASTRO

**FUNÇÕES DE EQUALIZAÇÃO DESLIZANTES PARA
ARMAZENADORES DE ENERGIA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia de Computação da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR Campus Toledo, como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Computação.

Orientador: Cassius Rossi de Aguiar
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

TOLEDO
2021



Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Campus Toledo
Coordenação do Curso de Engenharia Eletrônica



TERMO DE APROVAÇÃO

Título do Trabalho de Conclusão de Curso Nº 70

Funções de equalização deslizantes para armazenadores de energia

por

Raphael Sauer de Castro

Esse Trabalho de Conclusão de Curso foi apresentado às **14 horas do dia 19 de Agosto de 2021** como **requisito parcial** para a obtenção do título de **Bacharel em Engenharia de Computação**. Após deliberação da Banca Examinadora, composta pelos professores abaixo assinados, o trabalho foi considerado **APROVADO**.

Alberto Vinícius de Oliveira
UTFPR

Cassius Rossi de Aguiar
Orientador - UTFPR

Marlon Felipe Beck
Externo

O termo de aprovação assinado encontra-se na coordenação do curso

Toledo, 19 de agosto de 2021

Dedico esse trabalho às futuras gerações.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, Flavio e Liane pelo apoio durante os anos da graduação. Agradeço aos meus amigos pelos momentos de descontração. Agradeço a minha namorada, Luana, pelo apoio nesses últimos semestres. Agradeço ao meu orientador, professor Cassius, pelo suporte, críticas e aprendizados ao longo dos últimos 3 anos de pesquisa. Também agradeço a UTFPR e ao CNPq pelo fomento a presente pesquisa com uma bolsa PIBIC, durante o período de um ano.

Ciência é muito mais que um corpo de conhecimentos. É uma forma de pensamento. (SAGAN, Carl, 1990).

RESUMO

A presente monografia busca desenvolver estratégias de controle para equalizar estados de carga de elementos armazenadores de energia em microrredes CC. O trabalho foi dividido em dois artigos, cada um com objetivos distintos. O artigo intitulado "Sliding balancing functions for energy storage systems" aborda funções de equalização deslizantes para armazenadores de energia. Nesse artigo é apresentada uma breve introdução, seguido pela descrição da microrrede CC proposta no projeto. É feita a análise matemática da microrrede, bem como o projeto dos controladores utilizando análise em espaço de estados. Na terceira seção, são discutidas algumas estratégias de controle de microrredes empregadas atualmente e as categorias de controle existentes. Também é descrita a função de balanceamento proposta e a estratégia de controle desenvolvida, que funciona de forma análoga a um sistema de saturação dinâmica. Posteriormente, são apresentados resultados obtidos em simulação em cenários de carga e descarga e uma breve discussão, seguido pela conclusão. O artigo "Priority based strategy for SoC balancing" aborda um sistema de controle que opera com prioridades a fim de equalizar estados de carga. É feita uma introdução, seguida pela apresentação do modelo da microrrede CC adotada. São abordados a análise matemática do conversor e o projeto dos controladores utilizando análise em espaço de estados. A terceira seção faz uma breve análise da literatura presente sobre o assunto, incluindo categorias de controle de microrredes. São apresentados uma função de balanceamento e duas estratégias de controle com prioridades distintas, uma para equalização e outra para restauração de tensão. Posteriormente, são obtidos resultados de simulação para cada estratégia desenvolvida, seguido por uma discussão e uma conclusão. Os resultados obtidos são favoráveis às estratégias desenvolvidas.

Palavras-chave: Microrrede CC. Equalização de SoC. Conversor CC-CC.

ABSTRACT

This monograph aims to develop control strategies to achieve state of charge balance in energy storage systems for DC microgrids. This essay was divided into two papers, each one with distinct objectives. The article titled "Sliding balancing functions for energy storage systems" presents sliding balancing functions for energy storage systems. In this paper, a brief introduction is presented, followed by the proposed DC microgrid's description. The mathematical analysis is presented, together with the state space analysis used for the control design. In the third section, it is presented some control strategies currently in use, and existing control categories. The proposed balancing function and novel control strategies are also presented. This novel control strategy operates in a similar way to a dynamic saturator. Afterward, the simulation results are shown, with scenarios for charging and discharge, followed by a brief discussion and conclusion. The article "Priority based strategy for SoC balancing" presents a control system that operates based on priorities to achieve state of charge balancing. An introduction is presented, followed by the introduction of the DC microgrid adopted. The mathematical model and state space analysis are also shown. The third section has a summary of the literature about microgrid control, including control strategies. It is presented a balancing function and two control strategies with different priorities, one for state of charge balancing and the other for voltage restoration. Afterward, the results for each strategy are shown, followed by a brief discussion and conclusion. The results obtained are favorable for the developed strategies.

Keywords: DC-DC Converter. DC Microgrid. SoC balancing.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Microrrede proposta	2
Figura 2 – Conversor <i>Buck-Boost</i> no contexto da microrrede proposta	2
Figura 3 – Malha de controle adotada	3
Figura 4 – Curva característica da função proposta	4
Figura 5 – Curva proposta para níveis de SoC diferentes	5
Figura 6 – Impacto de ganhos diferentes para curvas propostas com parâmetros idênticos	5
Figura 7 – Impacto da banda morta para curvas propostas com parâmetros idênticos . .	5
Figura 8 – Sistema de saturação dinâmica tradicional	5
Figura 9 – Sistema de saturação dinâmica proposto	6
Figura 10 – Sistema simulado	6
Figura 11 – Estados de carga - cenário de descarga	6
Figura 12 – Corrente nos indutores - cenário de descarga	7
Figura 13 – Tensão no barramento CC - cenário de descarga	7
Figura 14 – Estados de carga - cenário de carga	7
Figura 15 – Corrente nos indutores - cenário de carga	7
Figura 16 – Aproximação da tensão no barramento CC - cenário de carga	7
Figura 17 – Proposed microgrid	10
Figura 18 – Converter Buck-Boost within the proposed microgrid	10
Figura 19 – Control loop used	11
Figura 20 – SoC balancing curve proposed	12
Figura 21 – Proposed curve for different SoC levels	12
Figura 22 – Impact of different equalization gains for curves with the same parameters .	12
Figura 23 – Impact of the dead band parameter for curves with the same parameter . . .	12
Figura 24 – Traditional anti-windup system	13
Figura 25 – Dynamic saturation system proposed - prioritizing voltage restoration	14
Figura 26 – Dynamic saturation system proposed - prioritizing SoC balancing	14
Figura 27 – States of charge - voltage restoration priority	14
Figura 28 – Inductors' current - voltage restoration priority	14
Figura 29 – Simulated system	15
Figura 30 – DC's link voltage - voltage restoration priority	15
Figura 31 – Inductors' current - SoC balancing priority	15
Figura 32 – Inductors' current - SoC balancing priority	15
Figura 33 – DC's link voltage - SoC balancing priority	16
Figura 34 – Microrrede superior é conectada à rede elétrica, a microrrede inferior opera de forma ilhada	19
Figura 35 – Microrrede proposta	20

Figura 36 – Topologia idealizada do conversor <i>Buck-Boost</i>	21
Figura 37 – Forma de onda do ciclo de trabalho	21
Figura 38 – Topologia detalhada do conversor <i>Buck-Boost</i>	22
Figura 39 – Conversor <i>Buck-Boost</i> no contexto da microrrede proposta	23
Figura 40 – Conversor com a chave Q_1 ligada	24
Figura 41 – Conversor com a chave Q_2 ligada	25
Figura 42 – Controle em malha fechada	27
Figura 43 – Malha de controle adotada	28
Figura 44 – Diagrama de Bode - Controle de Corrente	29
Figura 45 – Diagrama de Bode - Controle de Tensão	29
Figura 46 – Tensão no barramento CC - descarga do EAE	32
Figura 47 – Corrente no indutor - descarga do EAE	32
Figura 48 – Tensão no barramento CC - carga do EAE	32
Figura 49 – Corrente no indutor - carga do EAE	33
Figura 50 – Microrrede não homogênea	34
Figura 51 – Estratégia de controle mestre-escravo	35
Figura 52 – Modos de operação do controle DCBS	36
Figura 53 – Curva de tensão para diferentes coeficientes de <i>droop</i>	37
Figura 54 – Curvas <i>droop</i> idênticas com impedâncias de linha distintas	38
Figura 55 – Atuação do controle secundário por restauração de tensão	38
Figura 56 – Curvas <i>droop</i> idênticas com impedâncias de linha distintas	39
Figura 57 – Atuação do controle secundário por compartilhamento de corrente	40
Figura 58 – Exemplo de controle centralizado	41
Figura 59 – Exemplo de controle descentralizado	42
Figura 60 – Exemplo de controle distribuído	42
Figura 61 – Exemplo de controle hierárquico	43
Figura 62 – Curva característica da função <i>p-sliding</i> desenvolvida	44
Figura 63 – Curvas <i>p-sliding</i> diferentes para níveis de SoC diferentes	45
Figura 64 – Segmentos de reta da curva de equalização, $BM = 0,5$	46
Figura 65 – Impacto de ganhos diferentes para curvas <i>p-sliding</i> com parâmetros idênticos	47
Figura 66 – Impacto da banda morta para curvas <i>p-sliding</i> com parâmetros idênticos	48
Figura 67 – Função de equalização <i>p-sliding</i>	48
Figura 68 – Curva característica da função <i>k-sliding</i>	49
Figura 69 – Curvas <i>k-sliding</i> diferentes para níveis de SoC diferentes	50
Figura 70 – Impacto de ganhos diferentes para curvas <i>k-sliding</i> com parâmetros idênticos	51
Figura 71 – Impacto do parâmetro de banda morta para curvas <i>k-sliding</i> com parâmetros idênticos	52
Figura 72 – Superfície da função de controle <i>k-sliding</i>	52
Figura 73 – Malha de controle adaptada	53

Figura 74 – Primeira malha de controle proposta e microrrede	54
Figura 75 – Sistema de saturação dinâmica tradicional	55
Figura 76 – Sistema de saturação dinâmica proposto	55
Figura 77 – Sistema de saturação dinâmica proposto com prioridade a equalização . . .	56
Figura 78 – Segunda malha de controle proposta e microrrede	56

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros invariantes utilizados na simulação da microrrede	6
Tabela 2 – Parâmetros variantes utilizados na simulação do cenário de descarga	6
Tabela 3 – Parâmetros variantes utilizados na simulação do cenário de carga	7
Tabela 4 – Invariable parameters used on the microgrid’s simulation	15
Tabela 5 – Variable parameters used on the microgrid’s simulation	15
Tabela 6 – Variable parameters used on the microgrid’s simulation	15
Tabela 7 – Parâmetros utilizados na simulação do conversor	31

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Matriz de estado
A₁	Matriz de estado do primeiro semiciclo do conversor <i>Buck-Boost</i>
A₂	Matriz de estado do segundo semiciclo do conversor <i>Buck-Boost</i>
B	Matriz de entrada
B₁	Matriz de entrada do primeiro semiciclo do conversor <i>Buck-Boost</i>
B₂	Matriz de entrada do segundo semiciclo do conversor <i>Buck-Boost</i>
<i>BM</i>	Banda morta
C	Matriz de saída
C₁	Matriz de saída do primeiro semiciclo do conversor <i>Buck-Boost</i>
C₂	Matriz de saída do segundo semiciclo do conversor <i>Buck-Boost</i>
<i>C_i</i>	Capacitor de entrada do conversor <i>Buck-Boost</i>
<i>C_o</i>	Capacitor de acoplamento do conversor <i>Buck-Boost</i>
<i>c_i</i>	Capacitor de entrada do conversor <i>Buck-Boost</i>
<i>c_o</i>	Capacitor de acoplamento do conversor <i>Buck-Boost</i>
<i>D</i>	Ciclo de trabalho do conversor bidirecional
D	Matriz de <i>feedback</i>
D₁	Matriz de <i>feedback</i> do primeiro semiciclo do conversor <i>Buck-Boost</i>
D₂	Matriz de <i>feedback</i> do segundo semiciclo do conversor <i>Buck-Boost</i>
\hat{d}	Ciclo de trabalho do conversor <i>Buck-Boost</i> em pequeno sinais
<i>EQ_n</i>	Saída da função de equalização para um conversor <i>n</i>
<i>e</i>	Entrada do controlador
<i>e_{max}</i>	Erro de tensão máximo
<i>e_v</i>	Erro de tensão
<i>e_{vlink}</i>	Erro de tensão do barramento comum

f_{load}	Frequência de chaveamento da carga
f_{PV}	Frequência da fonte de corrente simulando a fonte de geração distribuída
G_{pv}	Planta de tensão do conversor bidirecional
G_{pi}	Planta de corrente do conversor bidirecional
G_v	Função de transferência da tensão pelo ciclo de trabalho
H_i	Ganho do transdutor de corrente
H_v	Ganho do transdutor de tensão
\hat{i}_{ar}^*	Referência para o controle de corrente do armazenador de energia
i_l	Corrente que passa pelo indutor do conversor <i>Buck-Boost</i>
\hat{i}_l	Corrente do indutor do conversor <i>Buck-Boost</i> em pequeno sinais
i_{l1}	Corrente do indutor do conversor <i>Buck-Boost</i> 1
i_{l2}	Corrente do indutor do conversor <i>Buck-Boost</i> 2
i_o	Corrente de saída
i_{PV}	Corrente inicial da fonte de geração distribuída
Δi_{PV}	Amplitude máxima da fonte e corrente de geração distribuída
K	Ganho K da função de equalização
K_{eq}	Ganho de equalização
K_i	Ganho integral
K_p	Ganho proporcional
K_{pi}	Ganho proporcional do controlador de corrente
K_{pv}	Ganho proporcional do controlador de tensão
K_{i_i}	Ganho integral do controlador de corrente
K_{i_v}	Ganho integral do controlador de tensão
L	Indutância do indutor do conversor <i>Buck-Boost</i>
M_{max}	Saída máxima permitida pelo controle
M_i	Saída do componente integral do controle

M_p	Saída do componente proporcional do controle
Q	Chave semicondutora do conversor bidirecional idealizado
Q_1	Chave semicondutora do conversor bidirecional
Q_2	Chave semicondutora do conversor bidirecional
R_{ci}	Resistência parasita do capacitor de entrada do conversor <i>Buck-Boost</i>
R_{Ci}	Resistência parasita do capacitor de entrada do conversor <i>Buck-Boost</i>
R_{co}	Resistência parasita do capacitor de acoplamento do conversor <i>Buck-Boost</i>
R_{Co}	Resistência parasita do capacitor de acoplamento do conversor <i>Buck-Boost</i>
R_l	Resistência parasita do indutor do conversor <i>Buck-Boost</i>
R_{load}	Carga chaveada da microrrede
R_p	Resistência parasita do elemento armazenador de energia do conversor <i>Buck-Boost</i>
SoC_1	Estado de carga de V_{p1}
SoC_2	Estado de carga de V_{p2}
T	Período de amostragem
t	Tempo
Δt_{eq}	Tempo de equalização
$\bar{\mathbf{U}}$	Vetor médio das variáveis de entrada
\mathbf{u}	Vetor das variáveis de entrada
V_o	Tensão de saída do conversor bidirecional
\hat{V}_o	Tensão de saída do conversor <i>Buck-Boost</i> em pequeno sinais
V_p	Tensão do elemento armazenador de energia do conversor <i>Buck-Boost</i>
V_{p1}	Tensão da bateria do armazenador de energia do conversor 1
V_{p2}	Tensão da bateria do armazenador de energia do conversor 2
V_{ref}	Tensão de referência
\hat{V}_{ref}	Tensão de referência para o controle

v_{link_dc}	Tensão do barramento comum
$v_{link_dc_ref}$	Tensão de referência do barramento comum
$v_{measured}$	Tensão de saída medida
v_{medido}	Tensão de saída medida
v_o	Tensão de saída da microrrede
\mathbf{x}	Vetor das variáveis de estado
$\hat{\mathbf{x}}$	Vetor das variáveis de estado em pequeno sinais
$\bar{\mathbf{X}}$	Vetor médio das variáveis de estado
\mathbf{y}	Vetor das variáveis de saída

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>CA</i>	Corrente Alternada
<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>DC</i>	Direct Current
<i>DCS</i>	Digital Communication System
<i>ESS</i>	Energy Storage System
<i>SoC</i>	Estado de Carga

SUMÁRIO

1	SLIDING BALANCING FUNCTIONS FOR ENERGY STORAGE SYSTEMS .	1
1.1	INTRODUÇÃO	1
1.2	MICRORREDE CC PROPOSTA	1
1.3	CONTRIBUIÇÃO AO BALANCEAMENTO DE ESTADOS DE CARGA . . .	3
1.3.1	FUNÇÃO DE BALANCEAMENTO PROPOSTA	4
1.3.2	ESTRATÉGIA DE CONTROLE DESENVOLVIDA	5
1.4	RESULTADOS	6
1.4.1	CENÁRIO DE DESCARGA	6
1.4.2	CENÁRIO DE CARGA	7
1.5	CONCLUSÃO	8
1.6	REFERÊNCIAS	8
2	PRIORITY BASED STRATEGY FOR SOC BALANCING	9
2.1	INTRODUCTION	9
2.2	PROPOSED DC MICROGRID	9
2.3	STATE OF CHARGE BALANCING	11
2.3.1	PROPOSED BALANCING FUNCTION	11
2.3.2	CONTROL STRATEGIES	12
2.4	RESULTS	13
2.4.1	VOLTAGE RESTORATION PRIORITY SCENARIO	13
2.4.2	STATE OF CHARGE BALANCING SCENARIO	15
2.5	CONCLUSION	16
2.6	REFERENCES	16
	Apêndices	18
	APÊNDICE A MICRORREDE CC PROPOSTA	19
A.1	CONVERSOR <i>BUCK-BOOST</i>	20
A.2	ANÁLISE EM ESPAÇO DE ESTADOS DO CONVERSOR	23
A.3	PROJETO DOS CONTROLADORES	26
A.4	CONTROLE DIGITAL	30
	APÊNDICE B CONTRIBUIÇÃO À EQUALIZAÇÃO DE ESTADOS DE CARGA	34
B.1	CONTROLE PRIMÁRIO	35
B.2	CONTROLE SECUNDÁRIO	37
B.3	CONTROLE TERCIÁRIO	40

B.4	COMUNICAÇÃO NO CONTROLE DE MICRORREDES	41
B.5	ESPECIFICAÇÕES DA ESTRATÉGIA DE CONTROLE PROPOSTA	43
B.6	FUNÇÕES DE EQUALIZAÇÃO PROPOSTAS	44
B.7	ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DESENVOLVIDAS	53
Referências		59

Sliding balancing functions for energy storage systems

Cassius Rossi, Raphael Sauer

Abstract—The adoption of alternative energy sources has increased significantly in the last few years. It is possible to use these sources in microgrids with energy storage systems (ESS) to ensure energy quality in situations where energy production is insufficient. This approach can produce some challenges, such as guaranteeing that the ESS's state of charge (SoC) is balanced. Balanced SoCs avoid situations where an ESS can be overcharged or undercharged and can extend the ESS lifespan. Most methods available can successfully balance SoCs. These methods, however, cannot adequately achieve voltage restoration of the point of common coupling without the use of digital communication systems (DCS) between the elements that constitute the microgrid. DCS can increase the microgrid's complexity and impact scalability. In this paper, an approach using sliding balancing functions, to balance the SoCs and achieve voltage restoration, is proposed. A DC microgrid was modeled to validate the proposed strategy, and the simulation results are favorable to this new approach.

Index Terms—DC-DC converter, DC microgrid, SoC balancing.

I. INTRODUÇÃO

UM dos principais desafios enfrentados no século XXI é a mudança climática e seus impactos ambientais. Com o objetivo de reduzir os impactos ambientais, governos traçam estratégias e se comprometem a reduzir a quantidade de gases de efeito estufa emitidos. A adoção de fontes de energia renováveis faz parte do esforço global contra o impacto climático. Nesse contexto, uma área que apresentou grandes avanços foi a das microrredes. Microrredes podem ser supridas por fontes alternativas de energia, podendo atuar em modo ilhado ou conectadas à rede de energia [1] [2].

A natureza estocástica de algumas fontes renováveis de energia leva ao uso de elementos armazenadores de energia (EAE) em algumas microrredes. Isso se faz necessário para garantir níveis de operação adequados na insuficiência de produção energética. Contudo, o uso de mais de um EAE traz desafios adicionais à implementação de uma microrrede. Um desses desafios é manter os estados de carga (SoC) de cada EAE balanceado. Isso é necessário para evitar que um dos elementos seja sobrecarregado ou descarregado em demasia, bem como contribui para aumentar a vida útil dos elementos armazenadores [2].

Nesse sentido, diversas estratégias de balanceamento de SoCs são propostas na literatura [3]-[7]. Muitas das estratégias

existentes são baseadas no coeficiente de *droop*. Uma dessas estratégias faz o ajuste desse coeficiente de acordo com o SoC de outros EAE presentes na microrrede, com um controlador central e uma rede de comunicação entre os integrantes da microrrede [3]. O coeficiente de *droop* também pode ser ajustado de forma com que um conversor forneça mais potência na fase de descarga e absorva menos energia na fase de carga, com um controle distribuído utilizando comunicações de banda baixa [4]. Outra forma de modificar o coeficiente de *droop* é utilizando a tensão de referência, o SoC do EAE e o SoC médio dos outros elementos que compõe a rede. O SoC médio é obtido por meio de um sistema de comunicação para cada EAE [5]. Uma superfície de controle, relacionando a tensão no barramento CC e a porcentagem do SoC também pode ser utilizado para calcular a corrente a ser usada no controle *droop*. Essa abordagem dispensa sistemas de comunicação entre os elementos da microrrede, porém não atinge uma restauração completa da tensão do barramento CC [6].

Entre as estratégias propostas existentes, muitas fazem o uso do SoC de outros elementos da rede para realizar o controle de um EAE e atingir o balanceamento dos estados de carga. Essa informação só pode ser obtida mediante o uso de algum sistema de comunicação entre os elementos da microrrede. Tais elementos contribuem para o aumento da complexidade de implantação de uma microrrede. Os métodos que não utilizam sistemas de comunicação são, geralmente, baseados no controle em *droop*. Esses métodos apresentam bons resultados para balancear os SoCs, porém apresentam a desvantagem de possuir pouca ou nenhuma capacidade de restaurar a tensão no barramento CC [7].

O presente artigo busca realizar o balanceamento dos estados de carga sem comunicação entre os EAE, de forma similar ao controle em *droop* tradicional. Porém, também tem como objetivo desenvolver um método que atinja a restauração do barramento CC, eliminando o erro de regime estacionário presente nesse método de controle.

O trabalho está organizado da seguinte forma: na seção II são apresentados o desenvolvimento matemático e a estrutura de controle desenvolvida. Na seção III são apresentados a função de balanceamento desenvolvida e a malha de controle projetada, na seção IV são apresentados os resultados obtidos e analisados. Por fim, na seção V é discorrido sobre as conclusões do trabalho.

II. MICRORREDE CC PROPOSTA

Algumas microrredes são projetadas de forma a operar em conjunto com a rede elétrica, absorvendo ou injetando

C. Rossi is with the Department of Computer Engineering, Universidade Tecnológica do Paraná, Toledo, PR, Brazil. (e-mail: cassiusaguilar@utfpr.edu.br).

R. Sauer is with the Department of Computer Engineering, Universidade Tecnológica do Paraná, Toledo, PR, Brazil. (e-mail: raphaelcastro@alunos.utfpr.edu.br).

energia na rede a depender da produção de energia elétrica, carga e regulamentos vigentes [8]. Ainda nesse contexto, existem microrredes que atuam de forma ilhada, ou seja, não estão conectadas à rede de energia elétrica. Essas microrredes podem ser supridas por fontes renováveis de energia, em conjunto com elementos armazenadores de energia. Os EAE são necessários devido à natureza imprevisível da geração de energia de algumas fontes alternativas.

A microrrede proposta por esse trabalho atua de forma ilhada e é suprida por uma fonte renovável de energia (painéis fotovoltaicos). Nessa rede, estão presentes duas unidades armazenadoras de energia e, portanto, existem dois conversores conectados ao barramento CC. Os dois conversores empregados possuem a mesma topologia e os mesmos parâmetros. A Figura 1 contém um diagrama da microrrede proposta.

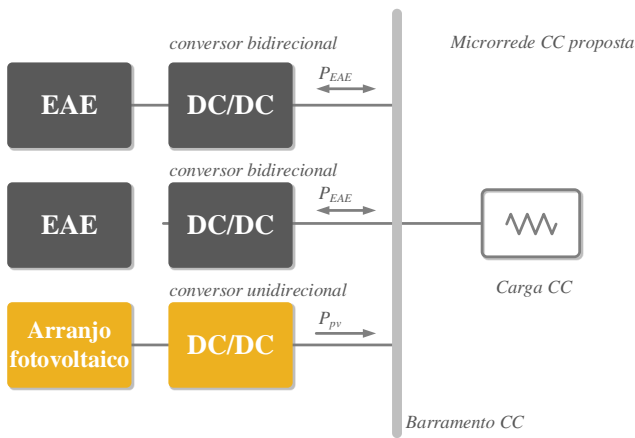


Fig. 1. Microrrede CC proposta nesse trabalho

Os conversores CC-CC mais comumente empregados no projeto de microrredes dessa natureza são os conversores *Buck*, *Boost* e o *Buck-Boost* [9]. Entre esses conversores, foi escolhido o conversor *Buck-Boost* devido a sua bidirecionalidade de corrente, um fator crucial para uma microrrede com EAE que podem carregar ou descarregar sua carga no barramento CC. O conversor, no contexto da microrrede proposta, pode ser visto na Figura 2, onde V_p representa a tensão do EAE, c_i e R_{ci} representam a capacitância e a resistência parasita do capacitor de entrada, i_L representa a corrente do indutor, Q_1 e Q_2 representam chaves semicondutoras, c_o e R_{co} representam a capacitância e resistência parasita do capacitor de saída e V_o representa a tensão do barramento CC.

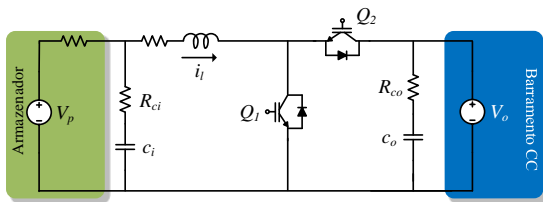


Fig. 2. Conversor *Buck-Boost* no contexto da microrrede proposta

O controle dos conversores adotados foram obtidos mediante a análise em espaço de estados. O modelo matemático do conversor é feito definindo o vetor de estado $\mathbf{x} = [v_{co} \ v_{ci} \ i_L]^T$, onde v_{co} é a tensão no capacitor c_o , v_{ci} é a tensão no capacitor de entrada e i_L é a corrente do indutor. O vetor de entrada é definido como $\mathbf{u} = [i_o \ v_p]^T$, onde i_o representa a corrente da carga e v_p a tensão do armazenador de energia. O vetor de saída é definido por $\mathbf{y} = [i_p \ i_L \ v_o]^T$, onde i_p representa a corrente do armazenador de energia, i_L representa a corrente no indutor e v_o representa a tensão no barramento CC. O conversor analisado possui duas chaves que operam em estados distintos, portanto é necessário a obtenção das matrizes de estado (\mathbf{A}_i , \mathbf{B}_i , \mathbf{C}_i e \mathbf{D}_i) para cada subintervalo de operação (i). É definido que o primeiro subintervalo ocorre no período DT e o segundo subintervalo ocorre no período $(1 - D)T$, onde D é o ciclo de trabalho e T o período de chaveamento do conversor. Inicialmente é feita a análise no intervalo onde a chave Q_1 está ligada e Q_2 desligada, e posteriormente analisa-se o conversor com a chave Q_2 ligada e Q_1 desligada. Os resultados obtidos na análise são então ponderados de acordo com o ciclo de trabalho, como visto na Equação 1, com a finalidade de obter o modelo médio do conversor [10].

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \mathbf{A}_1 \cdot D + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - D) \\ \mathbf{B} &= \mathbf{B}_1 \cdot D + \mathbf{B}_2 \cdot (1 - D) \\ \mathbf{C} &= \mathbf{C}_1 \cdot D + \mathbf{C}_2 \cdot (1 - D) \\ \mathbf{D} &= \mathbf{D}_1 \cdot D + \mathbf{D}_2 \cdot (1 - D) \end{aligned} \quad (1)$$

Posteriormente, é feita a análise em pequenos sinais. Essa análise busca compreender como pequenas perturbações em um termo afetam outro termo. Nessa análise, é considerado o resultado do modelo médio (representado por um traço) e pequenas perturbações em algumas variáveis (representado por um acento circunflexo). Nessa análise, algumas considerações especiais são feitas. Adota-se que o produto de duas pequenas perturbações é nulo. A derivada de termos em regime estacionário também são consideradas nulas e a matriz \mathbf{U} é considerada como não tendo perturbações [10]. Tendo em vista que o objetivo dessa análise é obter as funções de transferência para as variáveis de interesse, aplica-se, também, a transformada de *Laplace*. O resultado pode ser visto na Equação 2.

$$\frac{\hat{\mathbf{x}}(s)}{\hat{d}(s)} = (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\bar{\mathbf{X}} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\bar{\mathbf{U}}] \quad (2)$$

A mesma análise é feita para as variáveis de saída. A matriz \mathbf{C} é o resultado da ponderação entre as matrizes \mathbf{C}_1 e \mathbf{C}_2 . Após a manipulação dos termos necessários, é obtida a função de transferência da tensão de saída pelo ciclo de trabalho, na Equação 3, e da corrente do indutor pelo ciclo de trabalho, na Equação 4. Dessa forma, são obtidas as funções de transferência da tensão no capacitor de saída pelo ciclo de trabalho ($G_{v_o}(s)$) e da corrente do indutor pelo ciclo de trabalho ($G_{i_L}(s)$).

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\bar{\mathbf{X}} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\bar{\mathbf{U}}] + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\bar{\mathbf{X}} \quad (3)$$

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = C(sI - A)^{-1} [(A_1 - A_2)\bar{X} + (B_1 - B_2)\bar{U}] \quad (4)$$

Com a posse das funções de transferência das variáveis de interesse para o controle, é feito o projeto dos controladores. Uma malha de controle em cascata foi adotada, onde a saída do controlador referente à tensão de saída é a entrada para o controlador da corrente do indutor. Devido à natureza em cascata, foi adotado que a malha de controle da tensão de saída possui uma frequência de corte dez vezes menor que a malha de controle de corrente do indutor, que, por sua vez, é dez vezes menor que a frequência de chaveamento do conversor [11]. Devido à complexidade da planta, controladores PI foram adotados. A Figura 3 aborda a malha de controle projetada, onde $\hat{v}_{dc_link_ref}$ é a tensão de referência, P_{I_v} o controlador PI referente a tensão de saída, P_{I_i} o controlador PI referente à corrente do indutor, G_{pv} e G_{pi} representando a planta da tensão de saída e corrente do indutor do conversor, respectivamente. \hat{I}_i e \hat{v}_{dc_link} representam a corrente e a tensão que são medidas pelos sensores: H_i , para corrente, e H_v para tensão.

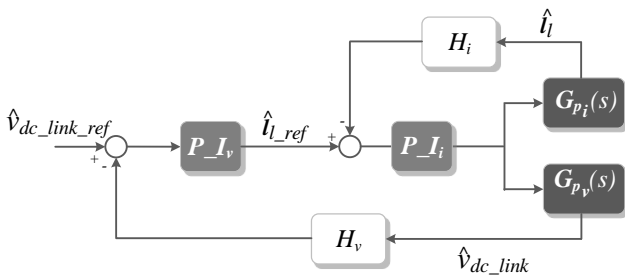


Fig. 3. Malha de controle adotada

As constantes dos controladores PI foram obtidas utilizando a ferramenta *PID tuner* do *software Simulink*. Uma margem de fase de 60° foi utilizada como parâmetro, considerada adequada para a maioria dos projetos [12]. A função de transferência dos controladores foi, então, discretizada utilizando o método *Backwards difference*, devido à garantia de estabilidade para sistemas contínuos estáveis. As funções de transferência discretas foram implementadas em um microcontrolador utilizando equações à diferença. Também foi implementado, no microcontrolador, um técnica de *anti-windup* da ação integral, que limita a atuação parte integral do controlador enquanto o erro é demasiado grande. Para erros menores, a atuação integral é liberada, reduzindo o sobressinal da saída.

III. CONTRIBUIÇÃO AO BALANCEAMENTO DE ESTADOS DE CARGA

A microrrede adotada para esse trabalho possui uma constituição homogênea, embora isso não seja um requisito, pois uma das vantagens da tecnologia de microrredes é o fato de que elas possibilitam a integração de fontes de energia distintas em um sistema de geração distribuído.

Também é possível utilizar EAE com capacidade, funções e características distintas. Tais características contribuíram, nos últimos anos, para um aumento da complexidade das microrredes, seguidos por estudos mais profundos de suas estratégias de controle. Atualmente, a literatura divide a hierarquia de controle das microrredes em três categorias: controle primário, controle secundário e controle terciário.

O controle primário é o menor nível de controle, responsável pelo controle da tensão, corrente e potência da fonte de energia distribuída local. O controle primário normalmente segue pontos de controle fornecidos por controles de níveis hierárquicos maiores e atua sobre conversores de interface. No controle primário, também, são comumente empregadas estratégias de distribuição de potência em controladores descentralizados. Um método que pode ser utilizado é o compartilhamento ativo de corrente, obtido utilizando um controlador do tipo mestre-escravo [13]. Outro método de controle disponível é o *DC Bus Signaling* (DCBS), que define modos de operação da microrrede tendo como base o desvio da tensão nominal de saída [14]. Uma das estratégias mais empregadas é o controle em *droop*, muitas vezes empregada para obter o balanceamento de carga sem depender de sistemas de comunicação. Nesse método, a tensão do barramento de saída depende de uma impedância virtual, chamada de coeficiente de *droop*, que ajusta a corrente de saída a fim de manter a tensão de referência dentro dos parâmetros de tolerância, usualmente dentro de 5 % da tensão nominal [7].

O controle secundário faz parte do controle central da microrrede, podendo ser empregado em microrredes com componentes CA, para regulamento de frequência, tensão e sincronização com a rede elétrica. No âmbito de microrredes CC, no entanto, é utilizado para regular a tensão, realizar o balanceamento de correntes e gerenciar os elementos armazenadores de energia [7][15]. Uma estratégia empregada no âmbito de microrredes CC é a restauração de tensão, que busca a redução do desvio da tensão nominal obtido no controle em *droop*. Um método similar também existe, porém focando nas correntes de saída, o compartilhamento de corrente. Tal método garante que a saída de corrente dos conversores é igual, mesmo para impedâncias de linha diferentes [7].

O controle terciário opera e forma a otimizar o funcionamento da microrrede dentro de objetivos específicos. Em microrredes CA ou híbridas, o controle terciário é usualmente empregado para gerenciar o fluxo de potência entre a microrrede e a rede elétrica. No domínio CC, esses objetivos variam desde o balanceamento de EAE até a redução de custos de operação [16]. No âmbito CC, as principais técnicas utilizadas são a análise do fluxo de potência e o *energy scheduling*. A análise do fluxo de potência é relevante em situações onde os dispositivos de geração distribuída e os consumidores encontram-se dispersos, podendo também, em algumas situações, ser utilizado para balancear estados de carga [7]. O *energy scheduling* é utilizado de forma a otimizar a operação da microrrede. Nessa estratégia, o consumo e produção de energia elétrica são estimados para um período de operação, utilizando técnicas como controladores nebulosos, sistemas multiagentes e controle preditivo [7]. A predição de geração e consumo torna possível dar prioridade aos elemen-

tos de geração distribuída que terão maior possibilidade de produção, ou armazenar um quantidade maior de energia para atender à demanda prevista. É possível otimizar a operação da microrrede em vários aspectos, como por exemplo um modelo propõe a aquisição de energia da rede elétrica nos períodos onde seu custo é mais baixo [17].

Outra categorização existente divide as estratégias de controle de acordo com o nível de comunicação entre os elementos que compõe a microrrede. Elas podem ser categorizadas em controle centralizado, controle descentralizado, controle distribuído e controle hierárquico [14].

O controle centralizado faz uso de sistemas de comunicação digital (SCD) para coletar dados de diferentes elementos da microrrede, que são processados e utilizados para gerar as referências de controle que são enviadas, também via SCD, para cada integrante da rede. Essa abordagem apresenta a vantagem de ter boa controlabilidade e observabilidade, porém sua principal desvantagem é que, caso o controlador central sofra uma falha, todo sistema fica inoperante. O controle descentralizado não faz uso de SCD, sendo que todas as ações de controle são tomadas tendo como base apenas medições locais. A principal vantagem dessa abordagem é o fato de não depender de comunicação com um controlador central ou com outros elementos da microrrede, porém o nível de coordenação entre os integrantes da microrrede tende a ser menor do que nas estratégias que possuem comunicação. O controle distribuído faz uso de SCD, porém não possui um controlador central. Cada elemento da microrrede, nessa estratégia, pode se comunicar com elementos vizinhos, de forma a informar dados cruciais entre seus elementos, e o cálculo de saída dos controladores é feito de forma local. O controle hierárquico é implementado em níveis, também fazendo uso de SCD. As funções mais simples são implementadas de forma local, a fim de garantir algum funcionamento básico, e ações de maior complexidade são realizadas por controladores de hierarquia superior, geralmente possuindo mais informações para a tomada de decisões [7].

A estratégia de controle proposta nesse trabalho deve atingir alguns objetivos. O objetivo mais básico é o balanceamento dos estados de carga, seguido pela ausência de sistemas de comunicação entre os elementos da microrrede. Também espera-se que a solução proposta seja capaz de restaurar a tensão no barramento CC. Logo, dentre as categorias discutidas, o controle proposto se encaixa em uma estratégia de controle primário que opera de forma descentralizada.

A. Função de Balanceamento Proposta

Para que seja possível obter uma equalização de estados de carga, é necessário que a resposta do controle dependa, de alguma forma, do SoC do elemento armazenador de energia. São identificados dois modos distintos de operação para os EAE: um modo de descarga e um modo de carga. É desejável, no modo de descarga, que o elemento que possua um SoC maior tenha uma contribuição mais significativa, enquanto que no modo de carga, o elemento com menor SoC seja mais favorecido. Na malha de controle adotada, a Equação 5 define o erro de tensão. Um erro de tensão positivo, nesse contexto,

indica que a tensão no barramento CC está abaixo do esperado, indicando que o modo de operação dos EAE deve ser o de descarga. Já um erro de tensão negativo, indica o oposto, que a tensão no barramento CC é superior a tensão nominal, indicando que o modo de operação do EAE deve ser o de carga [4].

$$e_v = v_{ref} - v_{medido} \quad (5)$$

Buscou-se uma função capaz de relacionar erros positivos de tensão com correntes positivas, e erros negativos de tensão com correntes negativas. O método desenvolvido deve modificar sua saída dependendo do estado de carga do elemento armazenador considerado, para que o balanceamento de SoC seja possível. Outra característica desejável, no método proposto, são parâmetros ajustáveis que permitem modificar alguns aspectos da resposta, como a velocidade de balanceamento. A função desenvolvida, e que cumpre esses parâmetros, pode ser vista na Figura 4, onde \hat{i}_{ar}^* representa a corrente de referência do indutor e e_{vlink} o erro de tensão do barramento CC.

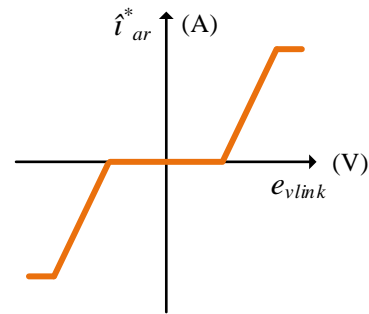


Fig. 4. Curva característica da função proposta

A função apresentada possui uma banda morta central, e é modificada, pelo estado de carga do elemento armazenador por deslocamentos à esquerda ou à direita, a depender do SoC. A Figura 5 aborda esse comportamento. Caso um elemento tenha um SoC maior que 50%, sua curva é deslocada para a esquerda, para que ele forneça mais potência em situações de descarga e absorva menos potência em situações de carga. Caso o EAE possua um SoC inferior à 50%, sua curva é deslocada para a direita, com o objetivo de fornecer menos potência na fase de descarga e absorver mais potência na fase de carga. O EAE representado pela curva laranja possui um SoC mais elevado, enquanto o EAE representado pela curva azul possui um SoC mais baixo.

A função proposta é limitada, no eixo das abcissas, a um desvio de magnitude máximo ΔV_{max} da tensão de referência. Qualquer erro que ultrapasse esses limites tem sua resposta na referência máxima ou mínima para a saída de corrente. A escolha de ΔV_{max} foi baseada em um erro de tensão máximo de 5%, usualmente empregado em estratégias de controle descentralizadas [4]. O eixo das coordenadas foi limitado pela saída mínima e máxima possível do controlador de corrente, -1 e 1 respectivamente.

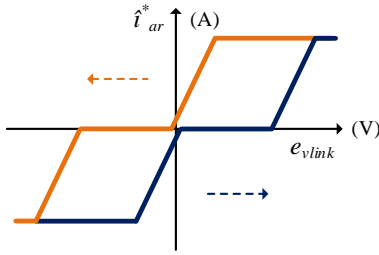


Fig. 5. Curva proposta para níveis de SoC diferentes

A construção da função proposta pode ser feita utilizando cinco segmentos de reta delimitados em uma função por partes. Nas equações desses segmentos de reta, foram embutidos dois parâmetros de sintonia, a banda morta, já citada anteriormente, e um ganho de balanceamento K . O ganho de balanceamento controla o tamanho do deslocamento que a função terá para um dado SoC. A Figura 6 aborda o impacto do ganho K em curvas que possuem o mesmo $SoC = 60\%$. A curva laranja apresenta $K = 32$, a curva vermelha possui $K = 16$ e a curva azul possui $K = 2$.

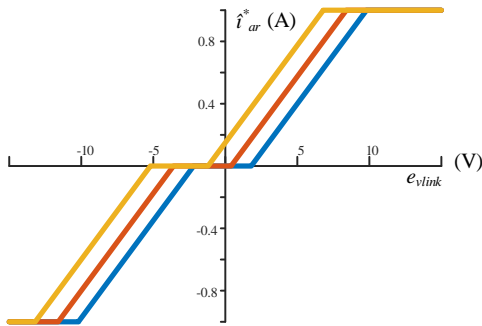


Fig. 6. Impacto de ganhos diferentes para curvas propostas com parâmetros idênticos

A banda morta central também pode ser ajustada, afetando a resposta do sistema ao erro de tensão medido. Bandas mortas menores fazem com que o sistema atue para um erro menor, tornando a resposta potencialmente mais rápida, reduzindo o erro de tensão em regime estacionário e reduzindo o tempo necessário para atingir o balanceamento. Bandas mortas maiores tornam o sistema mais lento, fazendo com que o controle só atue para erros mais significativos, e tornando o balanceamento mais lento. A Figura 7 aborda como a modificação da banda morta afeta a função proposta. A curva laranja possui uma banda morta $BM = 5$, a curva vermelha possui uma banda morta de $BM = 2,5$ e a curva azul possui uma banda morta de $BM = 0,5$.

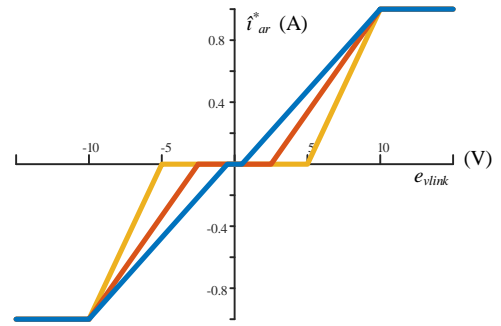


Fig. 7. Impacto da banda morta para curvas propostas com parâmetros idênticos

B. Estratégia de Controle Desenvolvida

A malha de controle em cascata, brevemente apresentada na Seção 2, deve ser modificada para a realização do balanceamento de estados de carga. Foi desenvolvido uma mecanismo que permite a atuação da malha de controle original, porém incluindo, de forma paralela, uma malha para o balanceamento de estados de carga. O sistema desenvolvido para que o controlador e a função de balanceamento atuem de forma paralela é análogo a um sistema de saturação dinâmica utilizado em um controlador PI. A Figura 8 mostra o diagrama de um sistema de saturação dinâmica para um controlador PI discreto. Nesse sistema, existe uma saída máxima permitida para o controle (M_{max}), e a saída do componente proporcional ($M_p(k)$) é limitada a esse valor. A saída do componente integral é limitada à parcela do limite máximo que não foi ocupada pelo componente proporcional ($M_i = M_{max} - M_p$). Isso garante que a soma das saídas dos componentes ($M(k)$) sempre esteja abaixo ou seja igual ao limite máximo permitido [18].

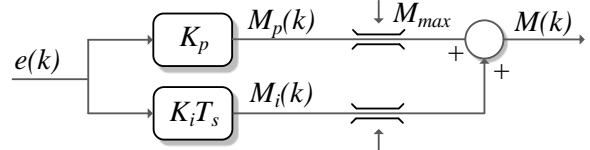


Fig. 8. Sistema de saturação dinâmica tradicional

O sistema proposto atua de forma similar, porém os componentes utilizados são o controlador PI de tensão, composto pelos ganhos proporcional (K_{pv}) e integral (K_{iv}) e a função de balanceamento proposta. Também foi desenvolvido um ganho de equalização (K_{eq}) com o intuito de deixar as respostas mais distintas e que depende do estado de carga do elemento armazenador de energia e a saída do controlador PI, como mostra a Equação 6. A Figura 9 aborda o sistema de saturação dinâmica proposto. Os elementos destacados com a borda vermelha fazem parte da estrutura de controle original proposta na Seção 2. Os elementos com bordas azuis foram adicionados para obter o balanceamento de estados de carga.

$$K_{eq} = \begin{cases} 1 - SoC & PI_v \geq 0 \\ SoC & PI_v < 0 \end{cases} \quad (6)$$

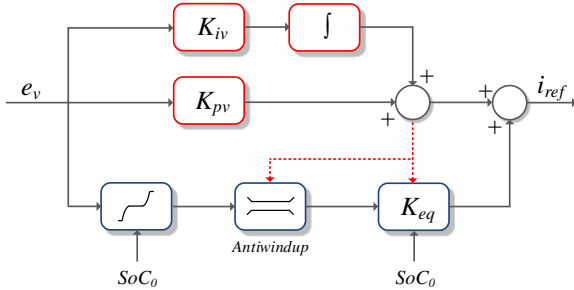


Fig. 9. Sistema de saturação dinâmica proposto

IV. RESULTADOS

Os resultados foram obtidos em um *software* próprio para simulações de eletrônica de potência, o PSIM, que também foi utilizado para validar o projeto dos controladores. Um diagrama do sistema simulado pode ser visto na Figura 10. Estão presentes dois conversores *Buck-Boost* em paralelo, cada um com um elemento armazenador de energia próprio (V_{p1} e V_{p2}), uma carga chaveada (R_{load}) que recebe a tensão de saída dos conversores (v_o) e uma fonte de corrente, emulando a saída de um painel solar (i_{pv}).

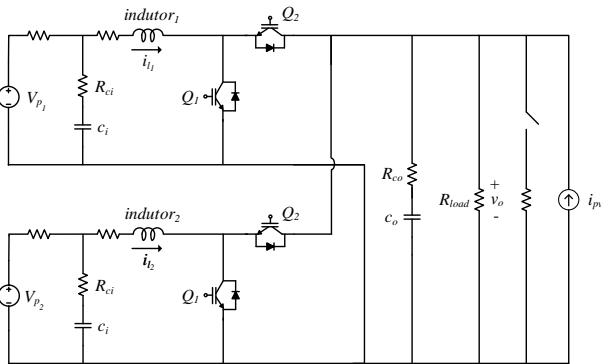


Fig. 10. Sistema simulado

Os resultados são divididos em cenários distintos, um cenário de descarga dos elementos armazenadores e um cenário de carga dos EAE, a fim de validar a estratégia proposta. Existem dois tipos de parâmetros utilizados: variantes e invariantes. Os parâmetros do tipo variante mudam de acordo com o cenário, para simular carga ou descarga dos EAE. Já os parâmetros invariantes não são alterados. A carga da microrrede foi modelada como dois resistores idênticos em paralelo, sendo que um desses resistores está ligado a uma chave, que é comutada na frequência f_{load} . Os componentes dos conversores são apresentados apenas uma vez, pois possuem parâmetros idênticos. A fonte de geração escolhida para ser emulada foi um painel fotovoltaico, representado por uma

fonte de corrente triangular, com um *offset* inicial de i_{PV} , uma amplitude máxima de Δi_{PV} e uma frequência de f_{PV} . Foram utilizadas frequências mais baixas com o intuito de simular uma fonte em rampa, emulando a resposta de uma painel solar real. A Tabela I contém os parâmetros invariantes utilizados.

TABELA I
PARÂMETROS INVARIANTES UTILIZADOS NA SIMULAÇÃO DA MICRORREDE

Abreviação	Elemento	Valor
V_p	Tensão da bateria	48[V]
R_p	Resistência da bateria	50[mΩ]
C_i	Capacitor de entrada	470[μF]
R_{C_i}	Resistência do capacitor de entrada	120[mΩ]
L	Indutância do indutor	2[mH]
R_l	Resistência do indutor	60[mΩ]
C_o	Capacitor de acoplamento	3760[μF]
R_{C_o}	Resistência do capacitor de acoplamento	120[mΩ]
R_{load}	Carga chaveada da microrrede	88[Ω]
f_{load}	Frequência de chaveamento da carga	0,3[Hz]
f_{PV}	Frequência da fonte de corrente simulando a fonte de geração distribuída	25[mHz]
v_{ref}	Tensão de referência	200[V]

A. Cenário de Descarga

O primeiro cenário explorado envolve uma situação de descarga, ou seja, com os elementos armazenadores de energia fornecendo potência ao barramento CC. Os parâmetros variáveis utilizados na simulação podem ser vistos na Tabela II.

TABELA II
PARÂMETROS VARIANTES UTILIZADOS NA SIMULAÇÃO DO CENÁRIO DE DESCARGA

Abreviação	Elemento	Valor
SoC_1	Estado de carga do EAE do primeiro conversor	0,7
SoC_2	Estado de carga do EAE do segundo conversor	0,2
P	Ganho ajustável	40
BM	Banda morta utilizada	0,5
i_{PV}	Corrente inicial da fonte de geração distribuída	2,3[A]
Δi_{PV}	Amplitude máxima da fonte de corrente de geração distribuída	1[A]

Fig. 11. Estados de carga - cenário de descarga

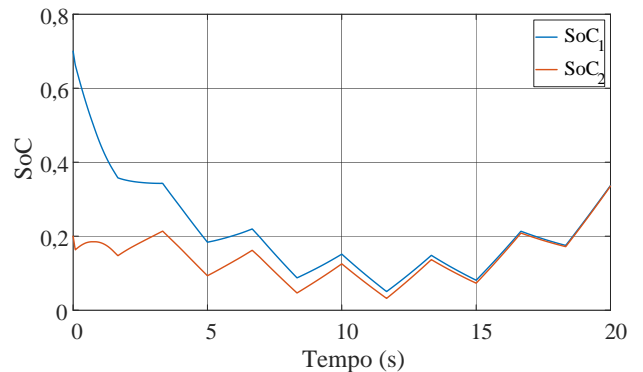


Fig. 12. Corrente nos indutores - cenário de descarga

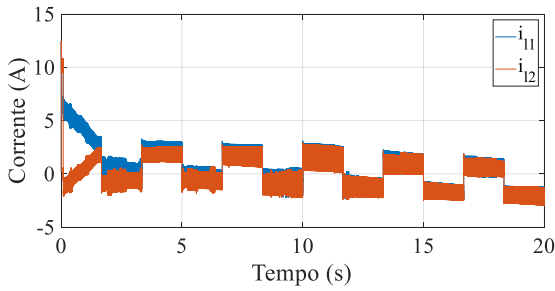
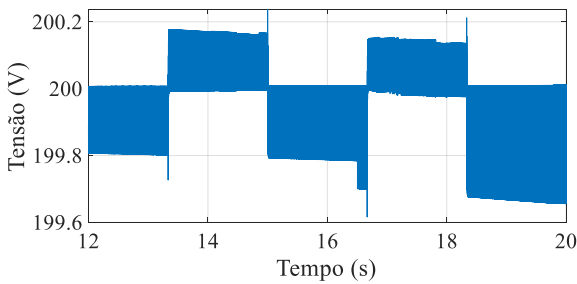


Fig. 13. Tensão no barramento CC - cenário de descarga



Devido a presença da malha de tensão, em paralelo com o método de balanceamento proposto, ocorreram tanto a restauração do barramento CC quanto a equalização dos estados de carga. A Figura 11 mostra o comportamento dos SoCs ao longo da simulação, sendo que o tempo necessário para atingir o balanceamento dos estados de carga foi de $\Delta t_{eq} = 19,8 s$. A Figura 12 mostra o comportamento das correntes nos indutores. Essas correntes são distintas no começo da simulação, porém conforme os estados de carga atingem o balanceamento elas convergem. A Figura 13 mostra a tensão do barramento CC com uma aproximação, apresentando um desvio mínimo em relação à tensão de referência de 200 V. O erro de tensão medido para essa estratégia foi de $e_{max} = 0,4 V$.

B. Cenário de Carga

O segundo cenário explorado envolve uma situação de carga, ou seja, com os elementos armazenadores de energia absorvendo potência ao barramento CC. Os parâmetros variáveis utilizados na simulação podem ser vistos na Tabela III.

TABELA III
PARÂMETROS VARIANTES UTILIZADOS NA SIMULAÇÃO DO CENÁRIO DE CARGA

Abreviação	Elemento	Valor
SoC_1	Estado de carga do EAE do primeiro conversor	0,7
SoC_2	Estado de carga do EAE do segundo conversor	0,2
P	Ganho ajustável	40
BM	Banda morta utilizada	0,5
i_{PV}	Corrente inicial da fonte de geração distribuída	2,6[A]
Δi_{PV}	Amplitude máxima da fonte de corrente de geração distribuída	1[A]

Fig. 14. Estados de carga - cenário de carga

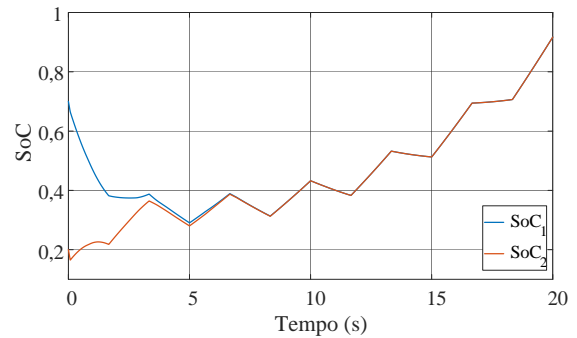


Fig. 15. Corrente nos indutores - cenário de carga

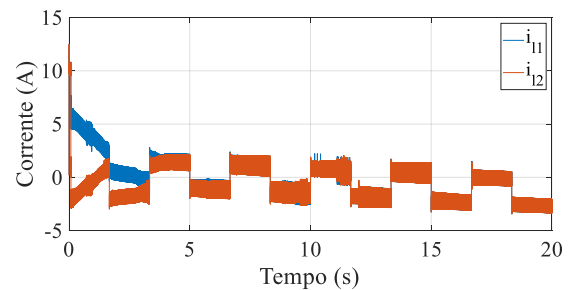
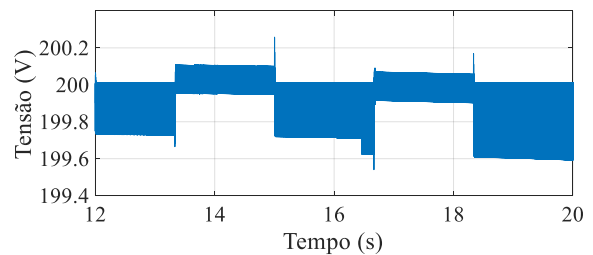


Fig. 16. Tensão no barramento CC - cenário de carga



Com a malha de tensão e a função de balanceamento em paralelo, foi possível obter a restauração do barramento CC

e a equalização dos estados de carga. A Figura 14 mostra como os SoCs se comportam ao longo da simulação, sendo que o tempo de equalização necessário é de $\Delta t_{eq} = 6,6$ s. A Figura 15 aborda o comportamento das correntes dos indutores ao longo da simulação. No início, essas correntes apresentam valores distintos, porém conforme os estados de carga atingem o balanceamento elas vão convergindo. O desvio da tensão de referência é mínimo, como evidenciado pela Figura 16. O erro de tensão máximo medido é de $e_{max} = 0,3$ V.

A estratégia de controle simulada cumpre todos os requisitos propostos na anterior: os estados de carga são balanceados, sem nenhum tipo de comunicação e restaurando a tensão do barramento CC quando necessário. O erro de tensão medido foi baixo, sendo menor que 0,4% e os estados de carga são equalizados.

V. CONCLUSÃO

Nesse trabalho foi proposta uma nova abordagem para o controle de microrredes CC com mais de um elemento armazenador de energia. Inicialmente, uma microrrede CC com dois conversores *Buck-Boost* em paralelo foi modelada e teve seu controle, utilizando dois controladores PI em cascata, projetado.

Posteriormente, foi desenvolvida a ideia de utilizar uma função de balanceamento que seja deslizante, podendo alterar sua saída dependendo do estado de carga do elemento armazenador e o erro de tensão. Uma malha de controle própria para o balanceamento foi, então, desenvolvida. Essa malha não faz uso de informações de outros elementos da microrrede, dispensando o uso de sistemas de comunicação.

Os resultados foram obtidos utilizando um *software* específico para simulação de eletrônica de potência, o PSIM. Os resultados obtidos apontam que o controle proposto é capaz de equalizar estados de carga distintos mantendo o erro de regime estacionário bem limitado, de cerca de 0,4%.

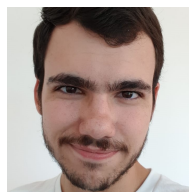
REFERÊNCIAS

- [1] IPCC, “Special Report on Global Warming of 1.5 °C,” IPCC, Tech. Rep., 2018.
- [2] N. L. Diaz, T. Dragičević, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, “Intelligent distributed generation and storage units for dc microgrids—a new concept on cooperative control without communications beyond droop control,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 5, pp. 2476–2485, 2014.
- [3] N. Ghanbari, M. Mobarrez, and S. Bhattacharya, “A review and modeling of different droop control based methods for battery state of the charge balancing in dc microgrids,” in *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2018, pp. 1625–1632.
- [4] K. D. Hoang and H. Lee, “Accurate power sharing with balanced battery state of charge in distributed dc microgrid,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 3, pp. 1883–1893, 2019.
- [5] N. Ghanbari and S. Bhattacharya, “Battery state of charge management by voltage feedback modification,” in *2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2019, pp. 1–5.
- [6] T. A. Fagundes, G. H. F. Fuzato, C. R. De Aguiar, K. D. A. Ottoboni, M. Biczkowski, and R. Q. Machado, “Management and equalization of energy storage devices for dc microgrids using a soc-sharing function,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 78 576–78 589, 2020.
- [7] L. Meng, Q. Shafiee, G. F. Trecate, H. Karimi, D. Fulwani, X. Lu, and J. M. Guerrero, “Review on control of dc microgrids and multiple microgrid clusters,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 3, pp. 928–948, 2017.
- [8] W. Al-Saedi, S. W. Lachowicz, D. Habibi, and O. Bass, “Power flow control in grid-connected microgrid operation using particle swarm optimization under variable load conditions,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 49, pp. 76 – 85, 2013. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061513000264>
- [9] Q. Xu, N. Vafamand, L. Chen, T. Dragičević, L. Xie, and F. Blaabjerg, “Review on advanced control technologies for bidirectional dc/dc converters in dc microgrids,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, pp. 1–1, 2020.
- [10] M. Bhardwaj, “Modeling Bi-Directional Buck/Boost Converter for Digital Control Using C2000 Microcontrollers,” Texas Instruments, Tech. Rep., 2015.
- [11] R. Kraemer, “Controle de uma Microrrede CC Baseada em Painéis Fotovoltaicos,” 2017.
- [12] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, 5th ed. New York: Prentice Hall, 2010.
- [13] J. Rajagopalan, K. Xing, Y. Guo, F. C. Lee, and B. Manners, “Modeling and dynamic analysis of paralleled dc/dc converters with master-slave current sharing control,” in *Proceedings of Applied Power Electronics Conference. APEC '96*, vol. 2, 1996, pp. 678–684 vol.2.
- [14] T. Dragičević, X. Lu, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, “Dc microgrids—part i: A review of control strategies and stabilization techniques,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 4876–4891, 2016.
- [15] S. Monisha, S. G. Kumar, and M. Rivera, “Microgrid energy management and control: Technical review,” in *2016 IEEE International Conference on Automatica (ICA-ACCA)*, 2016, pp. 1–7.
- [16] S. K. Sahoo, A. K. Sinha, and N. K. Kishore, “Control techniques in ac, dc, and hybrid ac–dc microgrid: A review,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 2, pp. 738–759, 2018.
- [17] Nanfang Yang, D. Paire, Fei Gao, Weiguo Liu, and A. Miraoui, “Power distribution using tariff-driven gain-scheduling in residential dc microgrids,” in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 7044–7049.
- [18] S. Buso and P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*, J. Hudgins, Ed. Morgan & Claypool, 2006.



Cassius Rossi de Aguiar nasceu em Santa Maria, Brasil. Ele recebeu o diploma de bacharelado em engenharia elétrica da Universidade Federal de Santa Maria, em 2008, e os diplomas de mestrado e doutorado em engenharia elétrica da Universidade de São Paulo, São Paulo, Brasil, em 2013 e em 2016, respectivamente.

Atualmente ele é Professor da Universidade Tecnológica Federal - Paraná, Toledo, Brasil. Suas áreas de interesse envolvem microrredes, gerenciamento de energia e conversores CC-CC para fontes renováveis e armazenadores de energia.



Raphael Sauer de Castro nasceu em Cascavel, Brasil. É aluno do curso de bacharelado em Engenharia de Computação da Universidade Tecnológica Federal do campus Toledo. Suas áreas de interesse incluem microrredes, fontes de energia renováveis e inteligência artificial.

Priority based strategy for SoC balancing

Cassius Rossi, Raphael Sauer

Abstract—The adoption of alternative energy sources has increased significantly in the last few years. It is possible to use these sources in microgrids with energy storage systems (ESS) to ensure energy quality in situations where energy production is insufficient. This approach can produce some challenges, such as guaranteeing that the ESS's state of charge (SoC) is balanced. Balanced SoCs avoid situations where an ESS can be overcharged or undercharged and can extend the ESS lifetime. Most methods available can successfully balance SoCs. These methods, however, cannot adequately achieve voltage restoration of the point of common coupling without the use of digital communication systems (DCS) between the elements that constitute the microgrid, which can increase the microgrid's complexity and impact scalability. In this paper, a priority based strategy for SoC balancing is proposed. The control strategy can either favor the voltage restoration of the DC link or favor faster SoC balancing, at the expense of the voltage restoration. A DC microgrid was modeled to validate the proposed strategy, and the simulation results are favorable to this new approach.

Index Terms—DC-DC converter, DC microgrid, SoC balancing.

I. INTRODUCTION

ONE of the main challenges faced in the 21th century is climate change and its environmental impacts. Aiming to reduce such impacts, governments develop strategies and make pledges to reduce the number of greenhouse gases emitted. The adoption of renewable energy sources is part of the global effort against climate change. In this context, one area that has been benefiting from this effort is microgrids. Microgrids can be supplied by alternative energy sources and can work connected to the grid or in isolation [1] [2].

The stochastic nature of some renewable sources leads to the usage of energy storage systems (ESS). However, the adoption of more than one ESS brings some additional challenges to the microgrid's implementation. One of these challenges is to keep the state of charge (SoC) of each ESS balanced. This is necessary to avoid a situation where one ESS is under-charged or over-charged, and also helps in increasing the ESS's lifetime [2].

In this sense, several SoC balancing strategies have been suggested [3]-[7]. A great number of them are based on the droop coefficient. One of these strategies adjusts this coefficient according to the SoC of other ESS present on the microgrid, using a central controller and a communication network between the elements of the microgrid [3]. The droop coefficient can also be adjusted to make the ESS with the greater SoC provide more power on the discharge

phase and absorb less energy on a charging scenario, with a distributed control running on low bandwidth communications [4]. Another way to modify the droop coefficient is using the reference voltage, the SoC of the current ESS, and the average SoC of the other elements that compose the grid. The average SoC is obtained by a communication system for each ESS [5]. A control surface based on the DC link voltage and SoC values can also be used to calculate the current used in the droop control. This approach dispenses communication systems between the microgrid's elements, however it does not achieve complete voltage restoration of the DC link [6].

Among the proposed strategies, several of them make use of the SoC from other elements of the grid to generate the control references and to achieve equilibrium between the states of charge. This information can only be obtained with the use of some communication system between the microgrid's elements. Such communications systems contribute to a complex implementation of the microgrid. Methods that do not use communication systems are, usually, based on droop control. Such methods achieve good balancing results, however, they have the disadvantage of not achieving voltage restoration of the DC link [7].

This paper aims to achieve SoC balancing without resorting to communication between the ESS, in a similar way to the traditional droop control. However, it also aims to develop a method that achieved voltage restoration on the DC link, eliminating steady-state error usually present in such methods.

This paper is organized as follows: in section II we discuss the mathematical model and the control structure of the power converter. In section III we discuss the SoC balancing function and the developed control strategy. In section IV we present the results obtained and, in section V, we have a brief conclusion.

II. PROPOSED DC MICROGRID

Some microgrids are designed to work with the power grid, absorbing or injecting energy on the grid with regards to power production, load and local legislation [8]. These microgrids can be supplied by renewable energy sources, together with energy storage systems. The ESS is mandatory because of the unpredictable nature of some renewable sources.

We propose an islanded microgrid that is supplied by a renewable energy source (photo-voltaic panels). On this microgrid there are two energy storage units and, as a consequence, there are two power converters connected to the DC link. Both power converters used have the same topology and the same parameters. Figure 17 has a diagram of the proposed microgrid.

The most commonly used DC-DC converters in microgrids of this nature are the Buck, Boost and the Buck-Boost topologies [9]. Between these converters, the Buck-Boost converter

C. Rossi is with the Department of Computer Engineering, Universidade Tecnológica do Paraná, Toledo, PR, Brazil. (e-mail: cassiusaguilar@utfpr.edu.br).

R. Sauer is with the Department of Computer Engineering, Universidade Tecnológica do Paraná, Toledo, PR, Brazil. (e-mail: raphaelcastro@alunos.utfpr.edu.br).

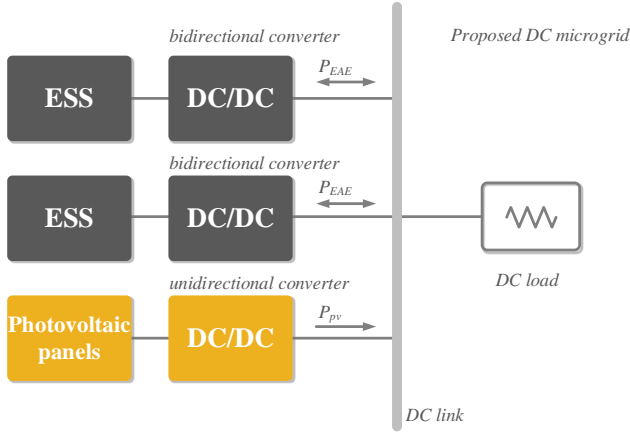


Fig. 17. Proposed microgrid

was chosen because of its bidirectional current capabilities, a crucial factor for a microgrid that can both charge and discharge its ESS on the DC link. The converter, in the context of the proposed microgrid, can be seen in Figure 18, where V_p represents the voltage of the ESS, c_i and R_{ci} represent the capacitance and the parasite resistance of the input capacitor, i_L represents the inductor's current, Q_1 and Q_2 represent the semiconductor switches, c_o and R_{co} represent the capacitance and parasite resistance from the output capacitor and V_o represents the DC's link voltage.

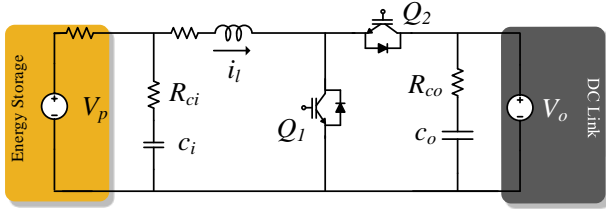


Fig. 18. Converter Buck-Boost within the proposed microgrid

The converters' control was designed using state space analysis. The converter's mathematical model is calculated by defining the vector state $\mathbf{x} = [v_{co} \ v_{ci} \ i_L]^T$, where v_{co} is the voltage on the output capacitor, v_{ci} is the voltage on the input capacitor and i_L is the inductor's current. The input vector is defined as $\mathbf{u} = [i_o \ v_p]^T$, where i_o stands for the load's current and v_p is the voltage of the energy storage unit. The output vector is defined as $\mathbf{y} = [i_p \ i_L \ v_o]^T$, where i_p represents the energy storage unit's current, i_L represents the inductor's current and v_o represents the DC link's voltage. The converter under analysis has two switches that operate in distinct states, therefore it is necessary to obtain the state matrices (\mathbf{A}_i , \mathbf{B}_i , \mathbf{C}_i and \mathbf{D}_i) for each sub-interval of operation (i). It is defined that the first sub-interval occurs on the period DT and the second sub-interval occurs on the period $(1 - D)T$, where D stands for the duty cycle and T is the switching period of the converter's switches. First, we analyze the interval in which Q_1 is on and Q_2 is off, then we analyze the interval in which

Q_2 is on and Q_1 is off. The results obtained are then merged according to the duty cycle, as seen on Equation 1, aiming to obtain the average model of the converter [10].

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \mathbf{A}_1 \cdot D + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - D) \\ \mathbf{B} &= \mathbf{B}_1 \cdot D + \mathbf{B}_2 \cdot (1 - D) \\ \mathbf{C} &= \mathbf{C}_1 \cdot D + \mathbf{C}_2 \cdot (1 - D) \\ \mathbf{D} &= \mathbf{D}_1 \cdot D + \mathbf{D}_2 \cdot (1 - D) \end{aligned} \quad (1)$$

Afterward, a small-signal analysis is made. This analysis aims to understand how small perturbations in one variable affect other variables. In this analysis, we use the result of the average model (represented with a line above the variable's letter) and small perturbations in some variables (represented by a hat symbol). In this analysis, some assumptions are made. It is defined that the product between two small perturbations is zero. The differentiation of steady-state variables is also considered zero and the matrix \mathbf{U} has no perturbations [10]. The objective of this analysis is to obtain the transfer functions for the relevant variables, therefore, we apply the Laplace transform. The result can be seen in Equation 2.

$$\frac{\hat{\mathbf{x}}(s)}{\hat{\mathbf{d}}(s)} = (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\bar{\mathbf{X}} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\bar{\mathbf{U}}] \quad (2)$$

The same analysis is made with the output variables. The \mathbf{C} matrix is the result of the weighing between matrices \mathbf{C}_1 and \mathbf{C}_2 . After manipulating the necessary variables, the following transfer functions are obtained: output voltage by the duty cycle, in Equation 3, and the inductor current by the duty cycle in Equation 4.

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{\mathbf{d}}(s)} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\bar{\mathbf{X}} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\bar{\mathbf{U}}] + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\bar{\mathbf{X}} \quad (3)$$

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{\mathbf{d}}(s)} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\bar{\mathbf{X}} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\bar{\mathbf{U}}] \quad (4)$$

In possession of these transfer functions, it is possible to design the control system. A cascading control loop was adopted, where the output of the voltage controller is the input for the current controller. Because of the cascading characteristic, it was adopted that the output voltage controller has a cutoff frequency ten times lower than the inductor's current controller. This controller has a cutout frequency ten times lower than the switching frequency of the converter's switches [11]. Because of the plant's complexity, PI controllers were adopted. Figure 19 shows the designed control loop, where $\hat{v}_{dc_link,ref}$ is the voltage reference, $\hat{I}_{L,ref}$ is the reference current, P_{I_v} is the output voltage's PI controller, P_{I_i} is the inductor's current PI controller, G_{pv} and G_{pi} represents the output voltage plant and inductor's current plant, respectively. \hat{v}_{dc_link} and \hat{I}_L are the DC link's voltage and inductor's current, sensed by H_v and H_i respectively.

The PI controller's constants were obtained using the PID tuner tool from the software *Simulink*. A phase margin of 60° was adopted, as it's adequate for the majority of projects [12]. The controllers' transfer functions were discretized with the Backwards difference method because it guarantees stability

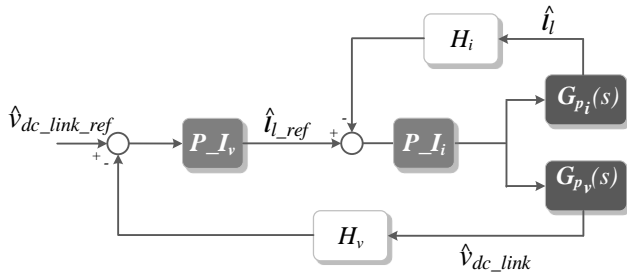


Fig. 19. Control loop used

for a system that is continuous and stable in the time domain. The discrete transfer functions were implemented in a micro-controller using difference equations. It was also implemented, in the micro-controller, a technique known as anti-windup of the integral action, which limits the output of the integral part of the controller while the measured error is considered large. For smaller errors, the integral part is activated, reducing overshoots.

III. STATE OF CHARGE BALANCING

Microgrids can be categorized by dividing them according to the level of communication of the grid's elements. They can be categorized by centralized control, decentralized control, distributed control and hierarchical control [13].

Centralized control makes use of digital communication systems (DCS) to collect data from different elements on the microgrid, which are then processed and used to generate the control references that are sent to the elements, also via DCS. This approach has the advantage of having good controllability and observability, however, its main drawback is that, if the central controller has a failure, all the system becomes offline. Decentralized control does not use DCS, all control actions are made using only local measurements. The main advantage of this approach is the fact that it does not depend on communication or a central controller with other microgrid elements, however, the level of coordination between the grid's elements is usually lower than in control strategies that use DCS. Distributed control also uses DCS, however it does not have a central controller. Each element on the grid, with this strategy, can communicate with their neighbors, informing them the data that are crucial to the control, and all the calculations are made locally. Hierarchical control is implemented in levels, and also makes use of DCS. Simpler functions are implemented locally, to provide some basic level of operation, and more complex functions are done in higher levels, that usually have more information of decision making [7].

The adopted microgrid for this paper has a homogeneous constitution, even though that is not mandatory. One advantage of microgrids is that it makes possible to integrate several distinct energy sources in a distributed generation system. It is also possible to use ESS with different capacities, functions are characteristics. These features contributed, recently, to an increase in complexity in microgrids. This was followed

by more profound studies in microgrid control strategies. Nowadays, microgrid control is divided into three distinct categories: primary control, secondary control, and tertiary control [2].

Primary control is responsible for controlling the voltage, current, and power of the local energy source. Primary control usually follows set-points defined by upper-level controllers and acts on the interface converters. In primary control, strategies for power-sharing in decentralized control strategies are also implemented [7]. Secondary control is part of the microgrid's central control and can be used, in AC microgrids, to regulate the frequency, voltage, and synchronization with the power grid. On DC microgrids, however, it is used to regulate voltage, achieve current balancing, and manage the energy storage elements [7][14]. Tertiary control acts to optimize the operation of the microgrid, within some specific parameters. In AC or hybrid microgrids, tertiary control is used to manage the power flow between the microgrid and the power grid. On the DC domain, these objectives vary from balancing ESS to reducing the operation cost [15]. The main techniques used are power flow analysis and energy scheduling.

The control strategy proposed in this paper has to achieve some objectives. The most basic objective is to balance SoCs, followed by not relying on communication systems between the grid's elements. It is also expected that the solution can achieve voltage restoration of the DC link. Between the discussed categories, the proposed control fits in a primary control strategy that operates in a decentralized manner.

A. Proposed Balancing Function

To achieve SoC balancing, the control must operate in a way that relies, in some way, on the SoC of the energy storage element. There are two modes of operation that can be identified for a given ESS: a discharge mode and a charge mode. It is desired, in discharge mode, that the element with the greater SoC contributes more to the discharge, while in charge mode, it is desired that the element with a lower SoC gets a greater charge. On the adopted control loop, Equation 5 defines the voltage error of the DC link. A positive error, in this context, indicates that the DC link's voltage is lower than expected, indicating that the ESS should operate in discharge mode. A negative error, however, indicates the opposite, signaling that the DC link's voltage is greater than expected, indicating that the ideal operation mode is charge [4].

$$e_v = v_{ref} - v_{measured} \quad (5)$$

A function that could relate positive voltage errors with positive currents, and negative voltage errors with negative currents, was searched. The developed method should modify its output according to the state of charge of its ESS, to achieve SoC balancing. Another desired characteristic, of the proposed method, is adjustable parameters that allow the fine-tuning of some output characteristics, such as balancing speed. The function developed, and that meets those requisites, can be seen on Figure 20, where \hat{i}_{ar}^* represents the reference current and e_{vlink} the voltage error on the DC link.

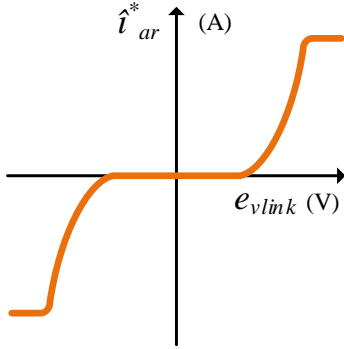


Fig. 20. SoC balancing curve proposed

The proposed function has a central dead band and is modified by the SoC with shifts to the left or the right, depending on the SoC. Figure 21 shows this behavior. If an element has an SoC greater than 50%, its curve shifts to the left, providing more power on discharge mode, and absorbing less power in charge mode. If the ESS has an SoC inferior to 50%, its curve shifts to the right, making it provide less power in discharge mode and absorb more power in charge mode. The ESS represented by the orange curve has an elevated SoC, while the ESS represented by the blue color has a lower SoC.

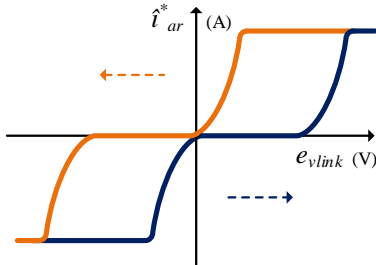


Fig. 21. Proposed curve for different SoC levels

The function proposed is limited, on the x-axis, to a deviation of ΔV_{max} from the reference voltage. Any error that surpasses these limits has its output limited to the maximum or minimum current output. The choice of ΔV_{max} was based on a voltage error of 5%, usually adopted in decentralized control strategies [4]. The y-axis is limited by the maximum and minimum controller output, 1 and -1 respectively. The function is built using trigonometric functions, as shown in Equation 6.

$$i_{ar}^* = \tanh[(e_v + K \cdot (SoC - 0.5))^{P_{DB}}] \quad (6)$$

On the curve's equation, some fine-tuning parameters were included, such as the Dead-band parameter (P_{DB}), already

mentioned, and a balancing gain (K). The balancing gain controls the sliding amount of a given SoC. Figure 22 shows this behavior, with all curves having the same SoC level ($SoC = 60\%$). The orange curve has $K = 32$, the red curve has $K = 16$ and the blue curve has $K = 2$.

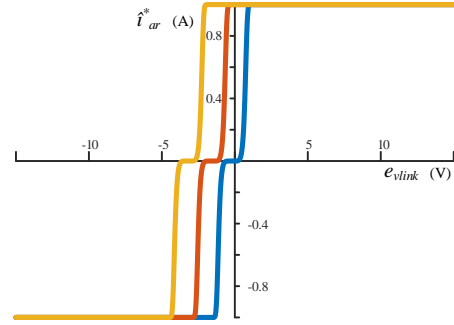


Fig. 22. Impact of different equalization gains for curves with the same parameters

The central dead band can also be adjusted, affecting the system's response to a measurement error. Smaller dead bands make the system act to smaller errors, making the controller's output faster, reducing the steady-state error, and achieving SoC balance faster. Larger dead bands make the system slower, only reacting to larger errors, and making balancing slower. Figure 23 shows how the dead band affects the proposed function. The orange curve as a $P_{DB} = 15$, the red curve as a $P_{DB} = 7$ and the blue curve has a $P_{DB} = 3$.

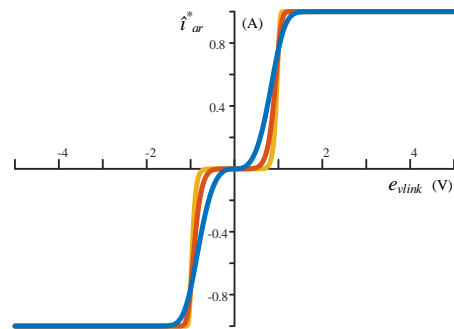


Fig. 23. Impact of the dead band parameter for curves with the same parameter

B. Control Strategies

In Section II, it was presented a control loop for the Buck-Boost converter. This control loop, however, does not account for SoC balancing. In order to achieve equalization, it is necessary to modify the previously established control loop. The control loop was modified by adding the SoC balancing function to the loop, in parallel with the voltage controller, so that the SoCs can be balanced without having issues with the

voltage restoration of the DC link. This method uses the same principles of an anti-windup system. Figure 24 represents a diagram of a dynamic saturator for a discrete PI controller. On this system, there is a maximum allowed output for the controller (M_{max}), and the output of the proportional element ($M_p(k)$) is limited to this value. The output of the integral element is limited to the fraction of the maximum limit that is not used by the proportional component ($M_i = M_{max} - M_p$). This guarantees that the sum of the outputs of the controller ($M(k)$) is always lower or equal to the upper saturation limit [16].

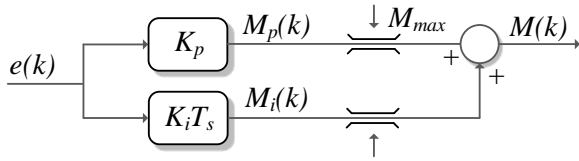


Fig. 24. Traditional anti-windup system

The proposed system acts in a similar form, however, the elements of the anti-windup are the voltage's PI controller, composed by the proportional (K_{pv}) and integral (K_{iv}) gains and the proposed balancing function. It was also developed an equalization gain (K_{eq}), to force more distinct outputs, that depends on the ESS's SoC and the output of the PI controller, as Equation 7 shows.

$$K_{eq} = \begin{cases} 1 - SoC & PI_v \geq 0 \\ SoC & PI_v < 0 \end{cases} \quad (7)$$

A traditional anti-windup system prioritizes the proportional component of the controller, to reduce the amount of overshoot on the signal. On the developed system, however, we can change the priority of the anti-windup system, as follows: limiting the SoC balancing aspect, we prioritize voltage restoration on the DC link. It is also possible to limit the output of the voltage controller, thus prioritizing the SoC balancing aspect of the controller. Each strategy has a resulting control loop, which can be seen in Figures 25-26.

Figure 25 depicts a control loop where the priority is the voltage restoration of the DC link. On this strategy, the DC bus voltage (v_{link_dc}) is compared with the voltage reference ($v_{link_dc_ref}$). The error is the input for the voltage controllers (each converter has a voltage controller, but on the diagram, only one is depicted because their outputs are the same) and the balancing functions. The balancing function also takes the ESS's SoC (SoC^a and SoC^b) as an input and generates an output. The voltage controller's output is then compared with the maximum value of saturation. If the voltage controller's output does not saturate the maximum allowed output, the result of the balancing function is limited to the fraction not used. After being limited, the output of the balancing function has a gain dependent on the output of the voltage controller (PI_v) and its SoC. Then, both outputs are added, generating the current reference (i_{ref_1} and i_{ref_2}), which are compared with the current measured on the converters (i_1 and i_2), and the error is fed to the current controller.

Figure 26 depicts a control loop where the priority is the SoC balancing aspect. On this strategy, the DC bus voltage (v_{link_dc}) is compared with the voltage reference ($v_{link_dc_ref}$). The error is the input for the voltage controllers and the balancing functions. On this diagram, the voltage controllers are depicted separately. The voltage error, together with the ESS's SoC (SoC^a and SoC^b), generates an output. This output is fed to an equalization gain, that takes the output of the voltage controller (PI_v) and the SoC of each ESS. The balancing function's output, after the gain, is compared with the maximum allowed output value. If the output does not reach the saturation limit, the outputs of the voltage controller can be added to the remaining fraction. Then the results are added, generating the current reference (i_{ref_1} and i_{ref_2}), which are compared with the current measured on the converters (i_1 and i_2), and the error is fed to the current controller.

IV. RESULTS

The results were obtained using specific software for power electronics simulation, PSIM, which was also used to validate the converter and controllers developed. A diagram of the simulated system is shown in Figure 29. Two Buck-Boost converters are present in parallel, each with an ESS (V_{p1} and V_{p2}), a switching load (R_{load}) connected to the output voltage of the converters (v_o) and a current source, emulating a photo-voltaic panel output (i_{pv}).

The results are divided into two distinct scenarios, one that uses the control loop prioritizing the DC's link voltage restoration, one where the SoC balancing is the priority. There are two types of parameters used in the simulations: variable parameters and invariable parameters. Variable parameters change according to the used scenario, in order to better understand the control's dynamic. Invariable parameters are maintained unchanged no matter the employed scenario. The microgrid's load was modeled as two identical resistors in parallel, where one of these resistors is connected to a switch that switches with f_{load} frequency to simulate a switching load. The converters' parameters are shown only once because they are identical. The energy source selected to be emulated is a photo-voltaic panel, represented by a wave from a triangular current source, with an initial offset of i_{PV} , a maximum amplitude of Δi_{PV} and a frequency of f_{PV} . Low frequencies were used to simulate a ramp source, emulating the output of a real solar panel. Table IV has the invariant parameters used.

A. Voltage Restoration Priority Scenario

The first scenario explored uses a discharge mode of operation with the control loop prioritizing voltage restoration of the DC link. The variable parameters can be seen in Table V.

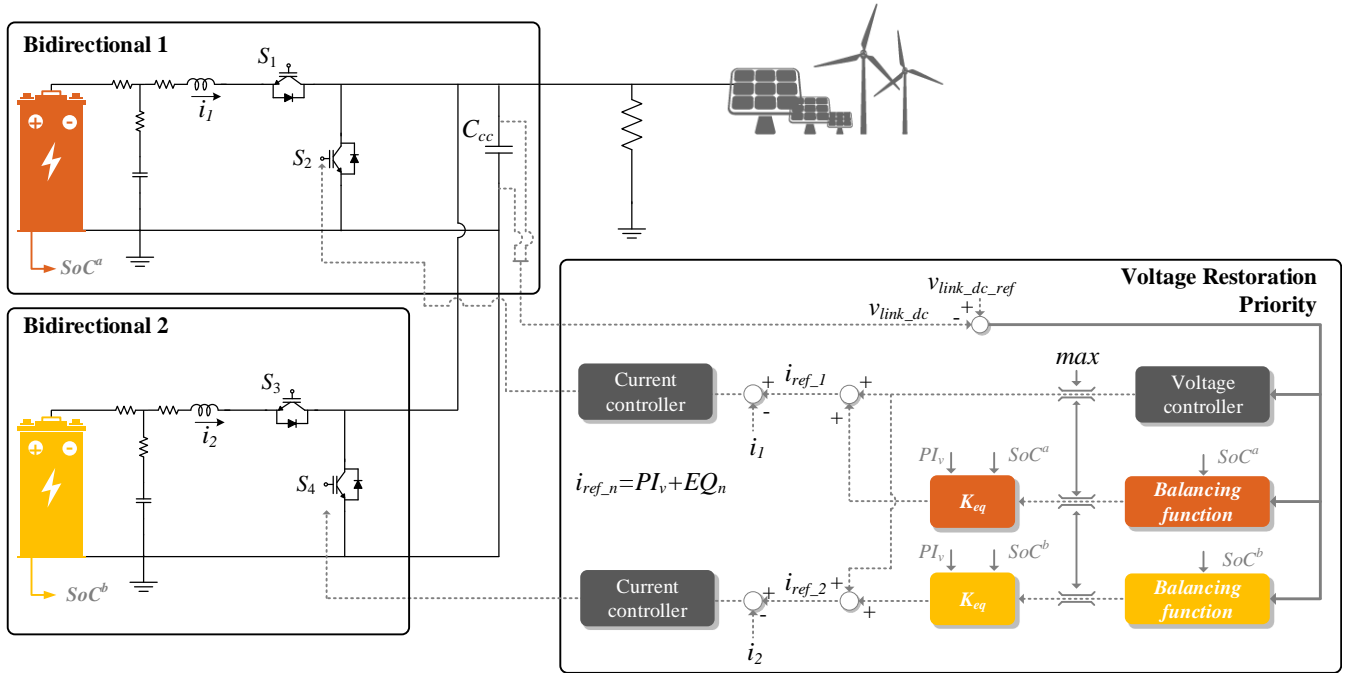


Fig. 25. Dynamic saturation of the proposed system - prioritizing voltage restoration

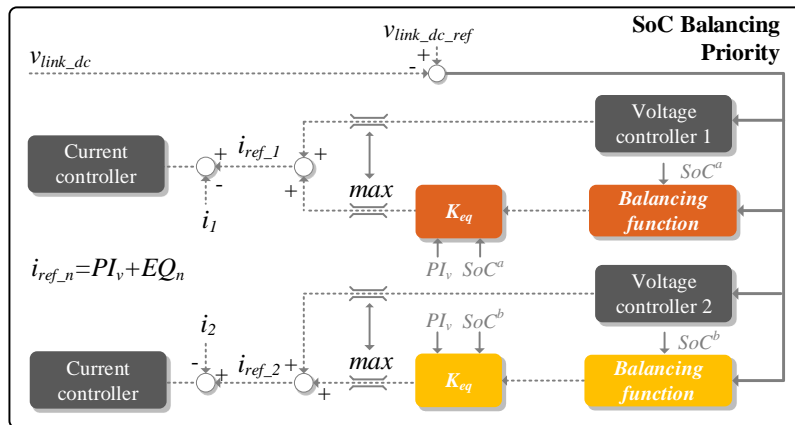


Fig. 26. Dynamic saturation of the proposed system - prioritizing SoC balancing

Fig. 27. States of charge - voltage restoration priority

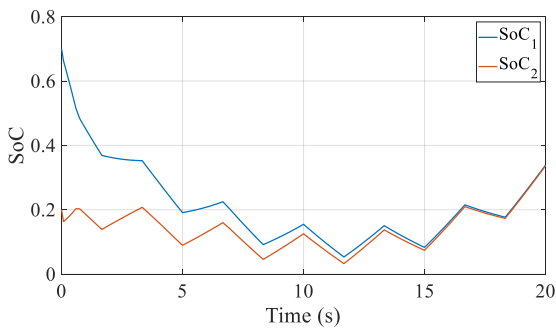
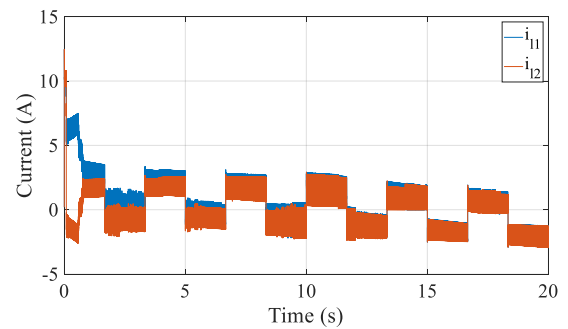


Fig. 28. Inductors' current - voltage restoration priority



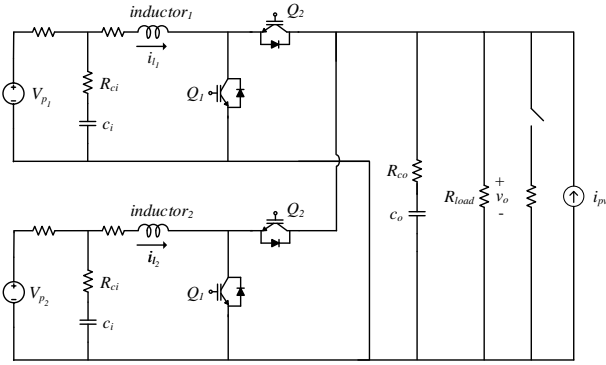


Fig. 29. Simulated system

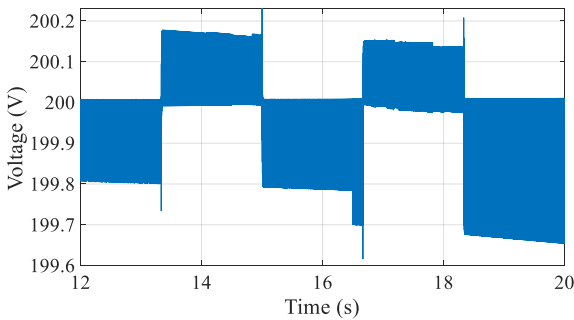
Table IV
INVARIABLE PARAMETERS USED ON THE MICROGRID'S SIMULATION

Abbreviation	Element	Value
V_p	ESS voltage	48[V]
R_p	ESS resistance	50[m Ω]
C_i	Input capacitor	470[μ F]
R_{C_i}	Input capacitor's resistance	120[m Ω]
L	Inductor's inductance	2[mH]
R_l	Inductor's resistance	60[m Ω]
C_o	Coupling capacitor	3760[μ F]
R_{C_o}	Coupling capacitor's resistance	120[m Ω]
R_{load}	Microgrid's switching load	88[Ω]
f_{load}	Switching load frequency	0.3[Hz]
f_{PV}	Frequency of the emulated distributed energy source	25[mHz]
v_{ref}	Nominal voltage	200[V]

Table V
VARIABLE PARAMETERS USED ON THE MICROGRID'S SIMULATION

Abbreviation	Element	Value
SoC_1	State of charge of the first ESS	0.7
SoC_2	State of charge of the second ESS	0.2
K_{eq}	Equalization gain	40
P_{DB}	Dead band used	3
i_{PV}	Initial current of the distributed generation source	2.3[A]
Δi_{PV}	Distributed energy source's maximum current amplitude	1[A]

Fig. 30. DC's link voltage - voltage restoration priority



Because of the presence of both control loops (voltage controller and balancing controller), this method can achieve both voltage restoration and SoC balancing. Figure 27 shows the SoC behavior throughout the simulation, and the SoC balancing is achieved on $\Delta t_{eq} = 19,6 s$. Figure 28 shows the inductor's current behavior. As the SoCs reach the balancing point, the currents converge. Figure 30 shows the DC's link voltage with zoom, and only a slight deviation from the nominal voltage is seen. The maximum error measured on this strategy was $e_{max} = 0,4 V$.

B. State of Charge Balancing Priority Scenario

The second explored scenario involves a charging mode operation using the control loop that prioritizes the SoC balancing aspect. The variable parameters used can be seen on Table VI.

Table VI
VARIABLE PARAMETERS USED ON THE MICROGRID'S SIMULATION

Abbreviation	Element	Value
SoC_1	State of charge of the first ESS	0.7
SoC_2	State of charge of the second ESS	0.2
K_{eq}	Equalization gain	40
P_{DB}	Dead band used	3
i_{PV}	Initial current of the distributed generation source	3[A]
Δi_{PV}	Distributed energy source's maximum current amplitude	0.75[A]

Fig. 31. States of charge - SoC balancing priority

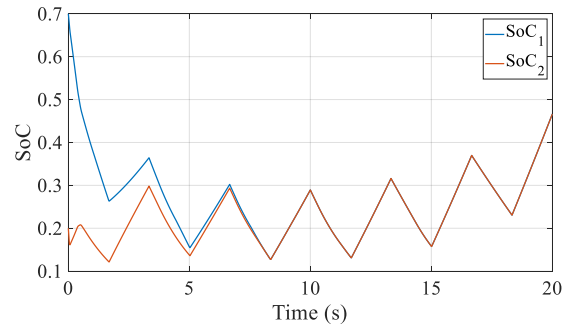


Fig. 32. Inductors' current - SoC balancing priority

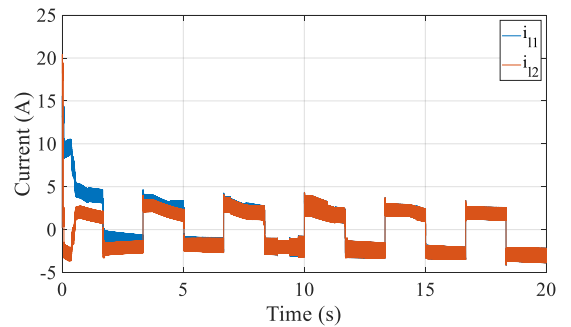
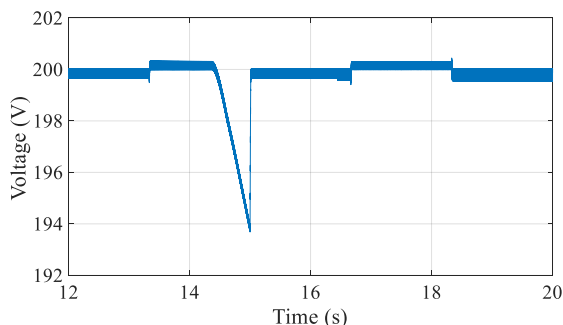


Fig. 33. DC's link voltage - SoC balancing priority



Limiting the output's voltage controller impacts the output voltage, that has a larger deviations than in the previous method, as shown by Figure 33. One advantage of this method, however, is that the balancing time is cut in half, falling from $\Delta t_{eq} = 19,6 s$ to $\Delta t_{eq} = 8 s$, as shown by Figure 31. The maximum error, however, increases from $e_{max} = 0,4 V$ to $e_{max} = 13,7 V$. The inductor's current behavior is shown by Figure 32. As the SoCs reach the balancing point, the currents converge.

The first method proposed meets all the requirements stated in the previous section: the states of charge are balanced, without resorting to a digital communication system and achieving voltage restoration on the DC link when necessary. The steady-state error was minimal, being lower than 0,4% and keeping the SoCs balanced. The second method proposed has the benefit of achieving a faster SoC balancing faster, at the cost of the voltage restoration capabilities. In some situations it might be more appropriate to use the first method; however, if a faster equalization is desired, the second method might be employed.

V. CONCLUSION

In this paper, it was proposed a novel approach to DC microgrid control with more than one energy storage system. Initially, a DC microgrid with two Buck-Boost converters was modeled. A cascading control loop was developed for this microgrid.

Afterward, the idea of using a sliding balancing function was presented, in a way that the controller's output can change depending on the ESS's SoC and DC link's voltage error. A control loop exclusive for the SoC balancing was developed. This control loop does not use digital communication systems, making it fall in the decentralized control category. It was also presented a way to prioritize either the SoC balancing aspect or the voltage restoration aspect.

The results were obtained using software for power electronics simulation, PSIM. The results obtained show that the control strategy is effective, especially the strategy that prioritizes the voltage restoration of the DC link, keeping the SoCs balanced with a very small steady-state error of less than 0,4%.

REFERENCES

- [1] IPCC, "Special Report on Global Warming of 1.5 °C," IPCC, Tech. Rep., 2018.
- [2] N. L. Diaz, T. Dragičević, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Intelligent distributed generation and storage units for dc microgrids—a new concept on cooperative control without communications beyond droop control," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 5, pp. 2476–2485, 2014.
- [3] N. Ghanbari, M. Mobarrez, and S. Bhattacharya, "A review and modeling of different droop control based methods for battery state of the charge balancing in dc microgrids," in *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2018, pp. 1625–1632.
- [4] K. D. Hoang and H. Lee, "Accurate power sharing with balanced battery state of charge in distributed dc microgrid," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 3, pp. 1883–1893, 2019.
- [5] N. Ghanbari and S. Bhattacharya, "Battery state of charge management by voltage feedback modification," in *2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2019, pp. 1–5.
- [6] T. A. Fagundes, G. H. F. Fuzato, C. R. De Aguiar, K. D. A. Ottoni, M. Biczkowski, and R. Q. Machado, "Management and equalization of energy storage devices for dc microgrids using a soc-sharing function," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 78 576–78 589, 2020.
- [7] L. Meng, Q. Shafiee, G. F. Trecate, H. Karimi, D. Fulwani, X. Lu, and J. M. Guerrero, "Review on control of dc microgrids and multiple microgrid clusters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 3, pp. 928–948, 2017.
- [8] W. Al-Saedi, S. W. Lachowicz, D. Habibi, and O. Bass, "Power flow control in grid-connected microgrid operation using particle swarm optimization under variable load conditions," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 49, pp. 76 – 85, 2013. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061513000264>
- [9] Q. Xu, N. Vafamand, L. Chen, T. Dragičević, L. Xie, and F. Blaabjerg, "Review on advanced control technologies for bidirectional dc/dc converters in dc microgrids," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, pp. 1–1, 2020.
- [10] M. Bhardwaj, "Modeling Bi-Directional Buck/Boost Converter for Digital Control Using C2000 Microcontrollers," Texas Instruments, Tech. Rep., 2015.
- [11] R. Kraemer, "Controle de uma Microrrede CC Baseada em Painéis Fotovoltaicos," 2017.
- [12] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, 5th ed. New York: Prentice Hall, 2010.
- [13] T. Dragičević, X. Lu, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Dc microgrids—part i: A review of control strategies and stabilization techniques," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 4876–4891, 2016.
- [14] S. Monisha, S. G. Kumar, and M. Rivera, "Microgrid energy management and control: Technical review," in *2016 IEEE International Conference on Automatica (ICA-ACCA)*, 2016, pp. 1–7.
- [15] S. K. Sahoo, A. K. Sinha, and N. K. Kishore, "Control techniques in ac, dc, and hybrid ac–dc microgrid: A review," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 2, pp. 738–759, 2018.
- [16] S. Buso and P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*, J. Hudgins, Ed. Morgan & Claypool, 2006.



Cassius Rossi de Aguiar was born in Santa Maria, Brazil. He received the bachelor's degree in electrical engineering from the Federal University of Santa Maria, Santa Maria, in 2008, and the master's and Ph.D. degrees in electrical engineering from the University of São Paulo, São Paulo, Brazil, in 2013 and 2016, respectively.

He is currently a Professor with the Federal University of Technology – Paraná, Toledo, Brazil. His main research interests include microgrids, energy management, and dc–dc converters for renewable

and storage systems.



Raphael Sauer de Castro was born in Cascavel, Brazil. He is an student of Computer Engineering at Federal Technological University, in Paraná. His interests areas are microgrids, renewable energy sources and artificial intelligence.

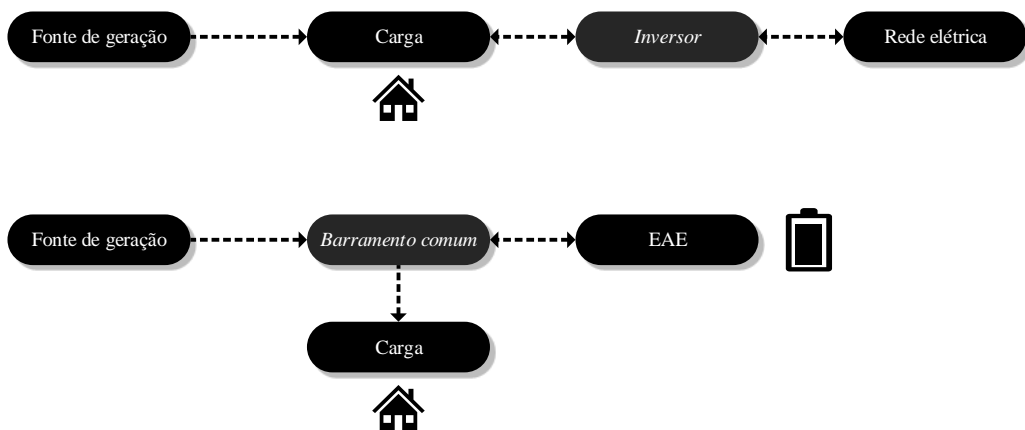
Apêndices

APÊNDICE A – MICRORREDE CC PROPOSTA

A ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) define uma microrrede como "Rede de distribuição de energia elétrica que pode operar isoladamente do sistema de distribuição, atendida diretamente por uma unidade de geração distribuída"(ANEEL, 2015).

Algumas microrredes são projetadas para operar em conjunto com a rede elétrica, de forma a absorver ou injetar energia na rede dependendo das condições de geração, carga e regulamentos locais (AL-SAEDI et al., 2013). Ainda nesse contexto, existem microrredes que atuam de forma ilhada, ou seja, não são conectadas à rede de energia elétrica. Elas podem ser supridas por fontes renováveis de energia e elementos armazenadores de energia. Os EAE se fazem necessário devido à natureza imprevisível da geração de energia por algumas fontes renováveis. A Figura 34 mostra a diferença entre as duas topologias.

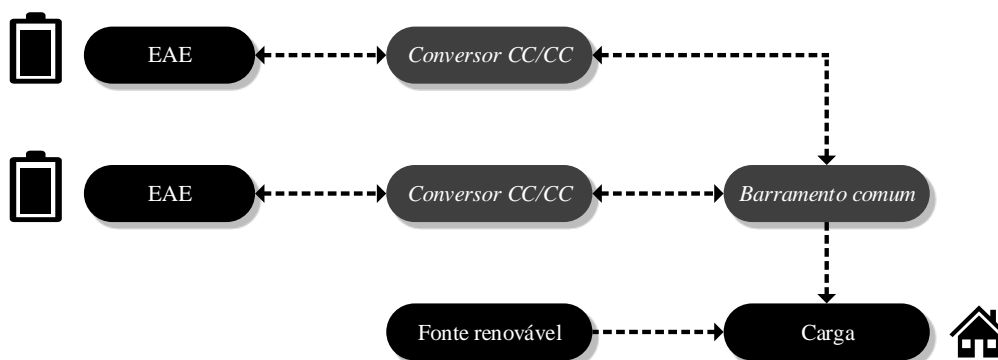
Figura 34 – Microrrede superior é conectada à rede elétrica, a microrrede inferior opera de forma ilhada



Fonte: Autoria própria.

A microrrede proposta nesse trabalho opera de forma ilhada e é suprida por uma fonte renovável de energia (painéis fotovoltaicos). Nessa rede estão presentes duas unidades armazenadoras de energia e, portanto, a rede apresenta dois conversores conectados ao barramento comum. Com a finalidade de simplificar a análise, os dois conversores utilizados possuem a mesma topologia e os mesmos parâmetros. A Figura 35 contém um diagrama da microrrede proposta.

Figura 35 – Microrrede proposta



Fonte: Autoria própria.

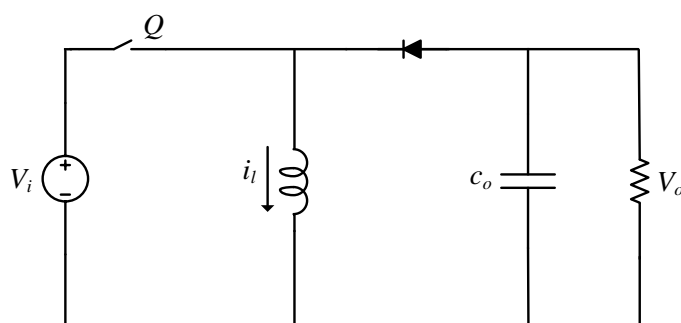
A.1 CONVERSOR *BUCK-BOOST*

Conversores de potência são circuitos eletrônicos com o propósito de adequarem sua saída para uma forma específica. Para realizar essas conversões são utilizados chaves semicondutoras como IGBTs, MOSFETS, entre outros, modificando ou controlando a tensão e a corrente. Existem quatro tipos de conversores de potência (HART, 2011):

- Conversores CA-CC (retificadores)
- Conversores CC-CA (inversores)
- Conversores CA-CA
- Conversores CC-CC

Em microrredes híbridas, que possuem alimentação CC e saída CA, inversores e conversores CC-CC são utilizados. Como o foco desse trabalho é o desenvolvimento de métodos de equalização de estado de carga, optou-se por utilizar uma microrrede CC. Logo, será dado um foco maior a última categoria. Em microrredes desse tipo, os conversores CC-CC mais utilizados são o *Buck*, *Boost* e o *Buck-Boost* (Xu et al., 2020).

Uma análise atenta do diagrama da microrrede proposta aponta que ela necessita de um aspecto bidirecional. A equalização de SoC ficaria prejudicada caso não fosse possível carregar e descarregar o elemento armazenador de energia. O conversor *Buck* e o conversor *Boost* apresentam, respectivamente, queda e elevação de tensão unidirecionais. Apenas o conversor *Buck-Boost* apresenta elevação e queda de tensão com bidirecionalidade de corrente. Sua topologia simplificada está abordada na Figura 36 (HART, 2011).

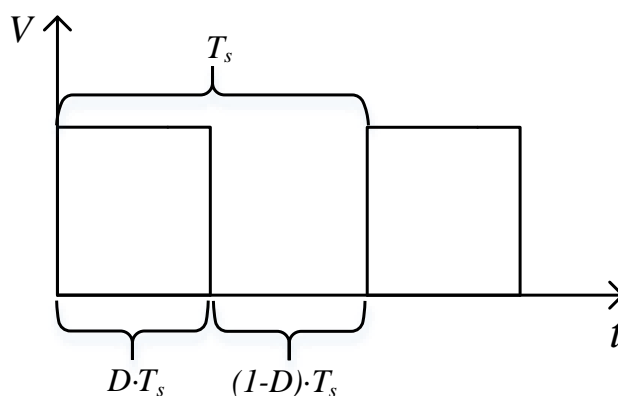
Figura 36 – Topologia idealizada do conversor *Buck-Boost*

Fonte: Hart (2011)

Em uma breve análise do funcionamento desse conversor, é destacado que seu ciclo de trabalho é definido pela Equação 1, onde t_{on} é o período em que sua chave se encontra ligada no período de chaveamento, e t_{off} o período em que sua chave se encontra desligada. A forma de onda do ciclo de trabalho pode ser visto na Figura 37 (HART, 2011).

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \rightarrow \frac{t_{on}}{T_s} \quad (1)$$

Figura 37 – Forma de onda do ciclo de trabalho



Fonte: Autoria própria.

A análise do conversor parte do princípio de que a tensão média no indutor é nula. Os dois semiciclos existentes são quando a chave Q está ligada (ciclo de trabalho D) e quando ela se encontra desligada (ciclo de trabalho $1 - D$) (HART, 2011).

A aplicação da LKT, no primeiro semiciclo, resulta na Equação 2. A análise, com a LKT, do segundo semiciclo, resulta na Equação 3.

$$V_L = V_i \quad (2)$$

$$V_L = V_o \quad (3)$$

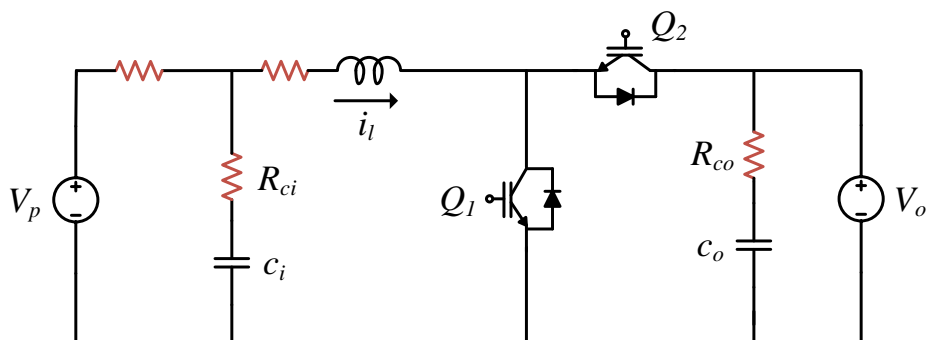
Ponderando as Equações 2 e 3 pelo seus respectivos ciclos de trabalho, e considerando a tensão média no indutor como nula, é obtida a Equação 4.

$$V_o = -V_i \frac{D}{1-D} \quad (4)$$

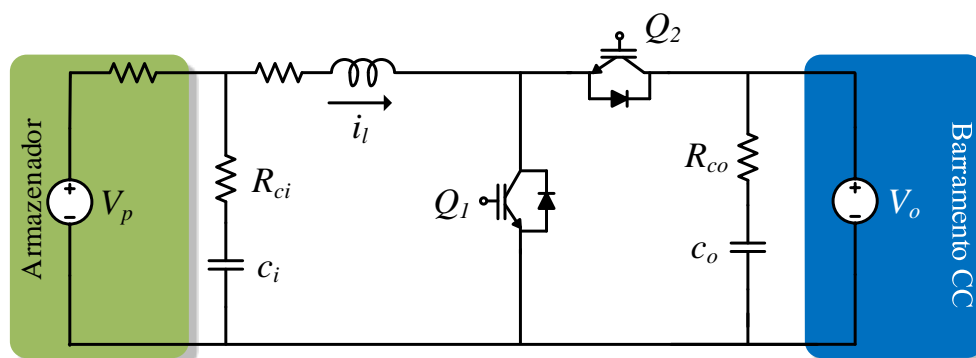
Pode-se constatar, a partir da Equação 4, que esse conversor pode aumentar ou diminuir a tensão de saída dependendo do seu ciclo de trabalho (HART, 2011).

A primeira topologia apresentada é simplificada, de forma a ser mais didática. Em um cenário real, a topologia do conversor assemelha-se ao que pode ser visto na Figura 38, com capacitor de entrada, duas chaves e resistências parasitas. Os elementos parasitas estão destacados em vermelho. Sua localização, contexto da microrrede, pode ser visto na Figura 39.

Figura 38 – Topologia detalhada do conversor *Buck-Boost*



Fonte: Bhardwaj (2015)

Figura 39 – Conversor *Buck-Boost* no contexto da microrrede proposta

Fonte: Bhardwaj (2015), adaptado

A.2 ANÁLISE EM ESPAÇO DE ESTADOS DO CONVERSOR

A análise em espaço de estados é uma técnica de controle moderno empregada em sistemas mais complexos, geralmente com múltiplas entradas e saídas. Um estado é o menor conjunto de variáveis de tal forma que o conhecimento dessas variáveis no início de um processo, junto com o conhecimento da entrada após o início desse processo, determina completamente o comportamento do sistema (OGATA, 2010).

As variáveis mencionadas no parágrafo anterior são chamadas de variáveis de estado. São elas que, quando conhecidas no início de um processo, possibilitam determinar o comportamento do sistema. É dado o nome de vetor de estado ao vetor que contém todas as n variáveis de estado de um processo. Já um espaço de estado é um espaço n dimensional onde os eixos de coordenadas são variáveis de estado (OGATA, 2010).

As equações de estado são uma forma de relacionar as variáveis de interesse da análise em espaço de estados. Essas variáveis, descritas por Ogata (2010), possuem três tipos:

- Variáveis de entrada
- Variáveis de saída
- Variáveis de estado

Duas equações de espaço de estados são importantes para o projeto. A primeira é a equação de espaço de estados, fornecida pela Equação 5. A segunda equação é a saída, e se encontra na Equação 6. O vetor das variáveis de estado é indicado por \mathbf{x} , o vetor das variáveis de entrada por \mathbf{u} e o vetor de saída por \mathbf{y} (OGATA, 2010).

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}(t) \quad (5)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}(t)\mathbf{u}(t) \quad (6)$$

As Equações 5 e 6 consideram que os vetores **A**, **B**, **C** e **D** são variantes no tempo. Contudo, em algumas aplicações, isso não ocorre. No caso do conversor a ser analisado, as equações resultantes são invariantes no tempo e são representadas pelas Equações 7 e 8.

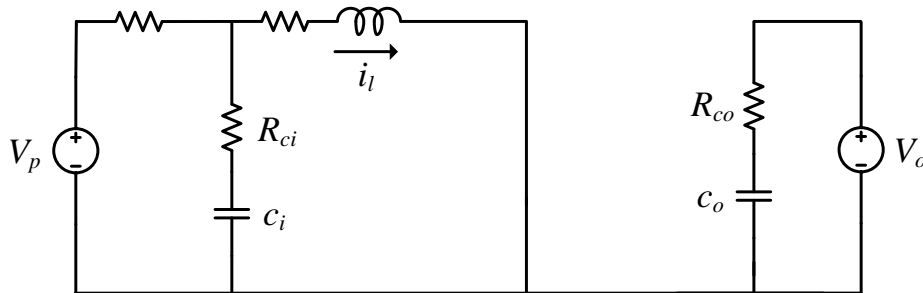
$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (7)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \quad (8)$$

O objetivo da análise matemática é a obtenção das matrizes **A**, **B**, **C** e **D**. Elas podem ser obtidas a partir da análise dos subintervalos do conversor. O conversor possui duas chaves semicondutoras: Q_1 e Q_2 . Essas chaves operam de forma oposta, ou seja, quando Q_1 está ligada, Q_2 está desligada. Enquanto Q_1 está ligada, ocorre o primeiro subintervalo, e enquanto Q_2 está ligada, ocorre o segundo subintervalo. É importante definir qual o ciclo de trabalho que ocorre em cada subintervalo. É adotado que a chave Q_1 está ligada no intervalo $D \cdot T_s$, e que a chave Q_2 está ligada no intervalo $(1 - D) \cdot T_s$.

O primeiro semiciclo pode ser visto na Figura 40. No circuito resultante, é aplicada a LKT para obtenção das equações resultantes. As matrizes obtidas podem ser vistas nas Equações 9-12.

Figura 40 – Conversor com a chave Q_1 ligada



Fonte: Bhardwaj (2015), adaptado

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_i(R_p+R_{C_i})} & -\frac{R_p}{C_i(R_p+R_{C_i})} \\ 0 & \frac{R_p}{L(R_p+R_{C_i})} & -\frac{(R_L R_p+R_L R_{C_i}+R_{C_i} R_p)}{L(R_p+R_{C_i})} \end{bmatrix} \quad (9)$$

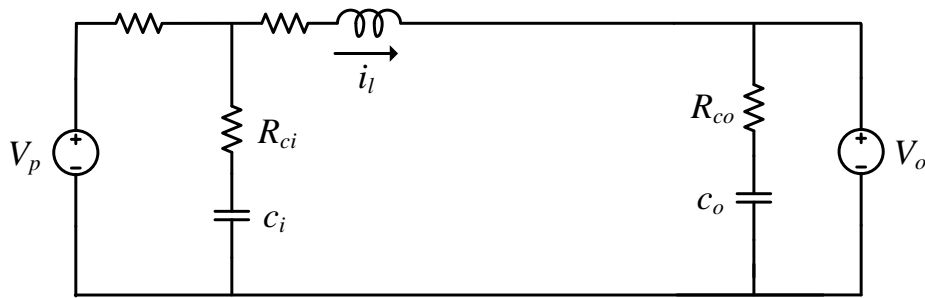
$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_o} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_i(R_p+R_{C_i})} \\ 0 & \frac{R_{C_i}}{L(R_p+R_{C_i})} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{R_{C_i}+R_p} & \frac{R_{C_i}}{R_{C_i}+R_p} \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\mathbf{D}_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{R_{C_i}+R_p} \\ 0 & 0 \\ -R_{C_o} & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

O segundo semiciclo pode ser visto na Figura 41. No circuito resultante, é aplicada a LKT para a obtenção das equações resultantes. As matrizes obtidas podem ser vistas nas Equações 13-16.

Figura 41 – Conversor com a chave Q_2 ligada



Fonte: Bhardwaj (2015), adaptado

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{C_o} \\ 0 & -\frac{1}{C_i(R_p+R_{C_i})} & -\frac{R_p}{C_i(R_p+R_{C_i})} \\ -\frac{1}{L} & \frac{R_p}{L(R_p+R_{C_i})} & -\frac{(R_L+R_p+R_L R_{C_i}+R_{C_i} R_p+R_p R_{C_o}+R_{C_o} R_{C_i})}{L(R_p+R_{C_i})} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_o} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_i(R_p+R_{C_i})} \\ \frac{R_{C_o}}{L} & \frac{R_{C_i}}{L(R_p+R_{C_i})} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{R_{C_i}+R_p} & \frac{R_{C_i}}{R_{C_i}+R_p} \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & R_{C_o} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\mathbf{D}_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{R_{C_i}+R_p} \\ 0 & 0 \\ -R_{C_o} & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

Para obter o modelo do conversor em regime estacionário, as equações obtidas para os dois períodos são ponderadas pelos seus respectivos ciclos de trabalho. Assim é obtida a análise média do conversor (BHARDWAJ, 2015).

Outra análise realizada é a análise em pequenos sinais. Essa análise busca compreender como pequenas perturbações em um termo afetam outro termo. Nessa análise, é considerado o resultado do modelo médio (representado por um traço) e pequenas perturbações em algumas variáveis (representado por um acento circunflexo). Nessa análise, algumas considerações especiais são feitas. Adota-se que o produto de duas pequenas perturbações é nulo. A derivada de termos em regime estacionário também são consideradas nulas e a matriz \mathbf{U} é considerada como não tendo perturbações (BHARDWAJ, 2015).

É adotado que $\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2 (1 - D)$. Tendo em vista que o objetivo dessa análise é obter as funções de transferência para as variáveis de interesse, aplica-se, também, a transformada de Laplace. O resultado pode ser visto na Equação 17.

$$\frac{\hat{\mathbf{x}}(s)}{\hat{d}(s)} = (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\bar{\mathbf{X}} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\bar{\mathbf{U}}] \quad (17)$$

A mesma análise é feita para as variáveis de saída. A matriz \mathbf{C} é o resultado da ponderação entre as matrizes \mathbf{C}_1 e \mathbf{C}_2 . Após a manipulação dos termos necessários, é obtida a função de transferência da tensão de saída pelo ciclo de trabalho, na Equação 18, e da corrente do indutor pelo ciclo de trabalho, na Equação 19.

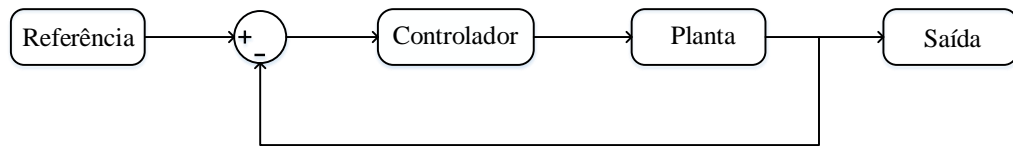
$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\bar{\mathbf{X}} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\bar{\mathbf{U}}] + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\bar{\mathbf{X}} \quad (18)$$

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\bar{\mathbf{X}} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\bar{\mathbf{U}}] \quad (19)$$

A.3 PROJETO DOS CONTROLADORES

Após a obtenção das funções de transferência do conversor, é feito o projeto dos controladores. O controle empregado nesse projeto utiliza uma malha fechada. A Figura 42 mostra um sistema de controle em malha fechada. Nesse tipo de controle, uma referência é comparada com a saída do sistema. A diferença entre o valor de referência e o valor medido é o erro do sistema. O erro é alimentado ao controlador e, posteriormente, à planta do sistema. Em controle, entende-se por planta aquilo que se deseja controlar. No caso desse projeto, a planta seria o conversor de potência. Uma nova saída é produzida e o novo valor de saída é novamente comparado com o valor de referência (OGATA, 2010).

Figura 42 – Controle em malha fechada



Fonte: Ogata (2010), adaptado

Dentre os diversos tipos de controladores clássicos que podem ser utilizados, serão examinados os seguintes controladores:

- Proporcional (P)
- Integral (I)
- Proporcional integral (PI)

O controlador proporcional aplica um ganho proporcional ao erro. No domínio do tempo, a relação entre uma entrada $e(t)$ e uma saída $u(t)$ resulta na Equação 20. Após o uso da transformada de *Laplace*, a função de transferência é dada pela Equação 21 (OGATA, 2010).

$$u_p(t) = K_p e(t) \quad (20)$$

$$G_p(s) = K_p \quad (21)$$

Em um controlador integral, o sinal de saída muda a uma taxa proporcional à entrada. No domínio do tempo, essa relação está descrita na Equação 22. Aplicando a transformada de *Laplace*, obtém-se a Equação 23 que é a função de transferência desse controlador (OGATA, 2010).

$$u_i(t) = K_i \int_0^t e(t) dt \quad (22)$$

$$G_{ci}(s) = \frac{K_i}{s} \quad (23)$$

O controlador proporcional integral busca reunir características dos dois controladores anteriores. No domínio do tempo, sua resposta é dada pela Equação 24. Aplicando a transformada de Laplace, sua função de transferência é obtida na Equação 25 (OGATA, 2010).

$$u_{pi}(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (24)$$

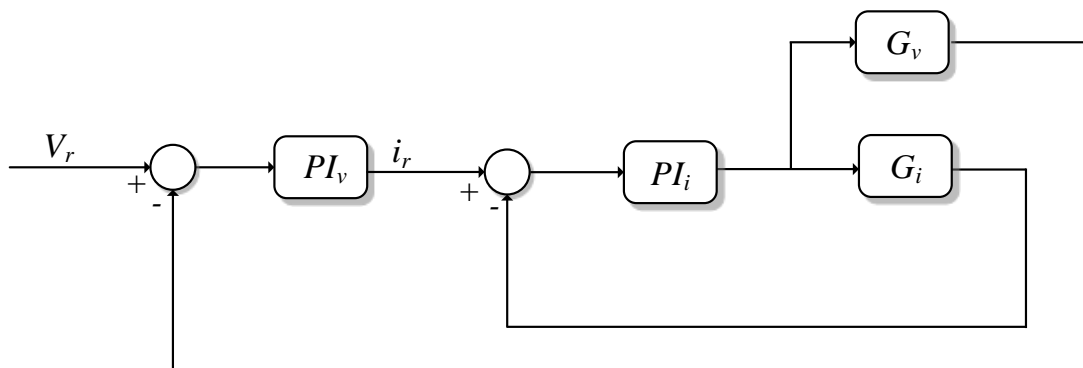
$$G_{pi}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (25)$$

De acordo com Ogata (2010), cada termo do controlador tem uma função específica. O termo proporcional contribui para a redução do erro em geral, porém não é capaz de eliminar o

erro de regime estacionário. O termo integral é utilizado pela sua capacidade de redução do erro de regime estacionário. A união dessas duas características fez com que o controlador PI fosse utilizado no projeto. A frequência de comutação das chaves adotada foi de $f_s = 12KHz$.

Após a definição do controlador a ser usado, é necessária a definição da malha de controle. Existem duas variáveis de interesse para o controle: a tensão de saída e a corrente do indutor. Adotou-se uma malha de controle em cascata, similar à Kraemer (2017), porém utilizando controladores PI. A malha de controle pode ser observada na Figura 43.

Figura 43 – Malha de controle adotada



Fonte: Kraemer (2017), adaptada

A malha de controle foi, então, simulada no *software* Simulink. Com auxílio computacional, foram determinadas as constantes dos controladores PI para as frequências de operação desejadas. A variável f_l indica a frequência de corte para a malha da corrente, enquanto f_v indica a frequência de corte para a malha da tensão. A frequência adotada para controlador de corrente se encontra na Equação 26 e a frequência adotada para o controlador de tensão se encontra na Equação 27.

Ogata (2010) recomenda uma margem de fase entre 30° e 60° para a maioria dos projetos. Será adotada, portanto, uma margem de fase de 60° . As constantes de tempo obtidas podem ser vistas nas Equações 28 e 29.

$$f_l = \frac{f_s}{10} = 1,2KHz \quad (26)$$

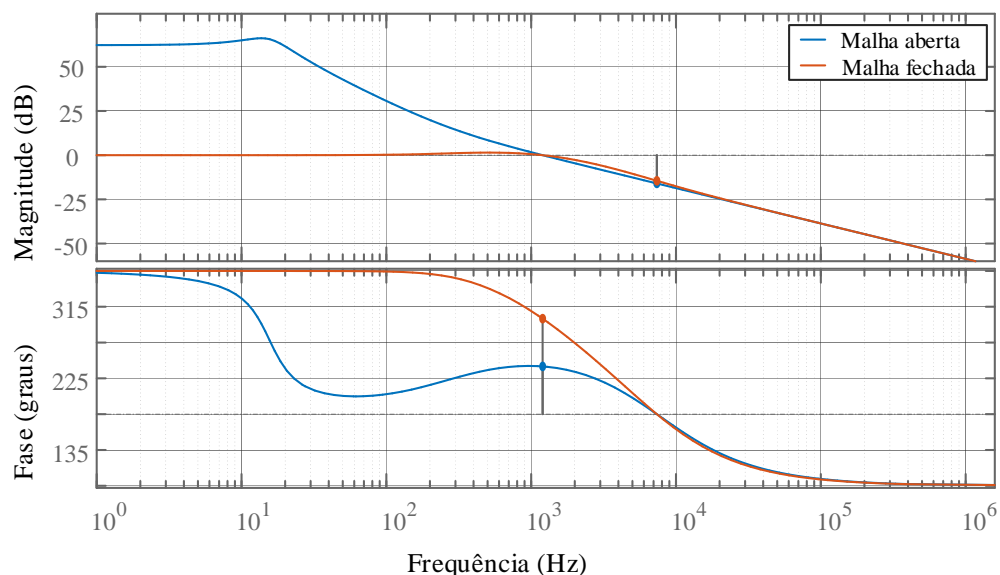
$$f_v = \frac{f_l}{10} = 120Hz \quad (27)$$

$$\begin{cases} Kp_v = 267,68575456671 \\ Ki_v = 70365,7594967896 \end{cases} \quad (28)$$

$$\begin{cases} Kp_i = 0,582132158728729 \\ Ki_i = 983,971113938429 \end{cases} \quad (29)$$

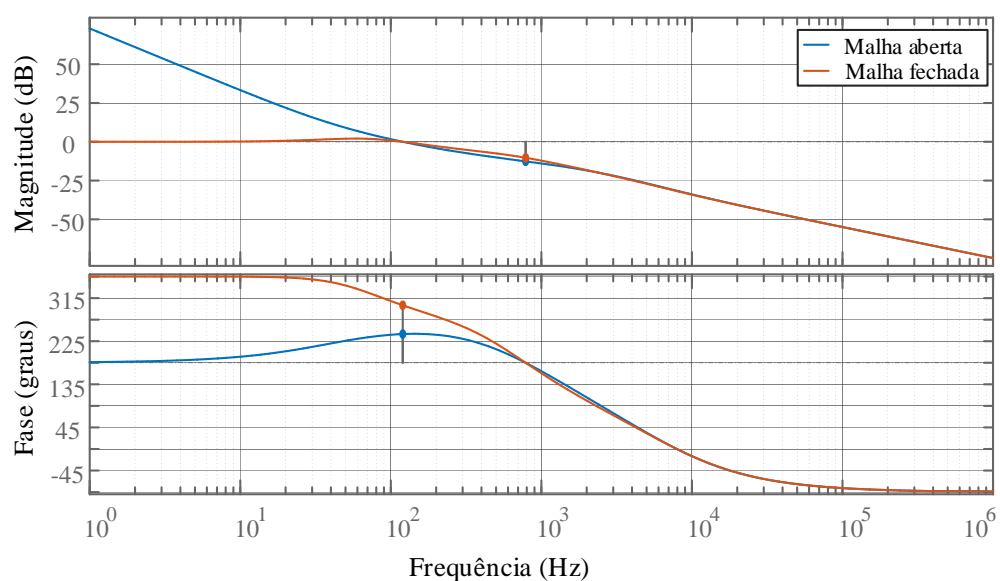
Para averiguar a mudança da resposta do sistema com a presença dos controladores, é utilizado o diagrama de Bode. Esse diagrama foi gerado com auxílio do *software* Simulink. Os diagramas de Bode gerados podem ser vistos nas Figuras 44 e 45.

Figura 44 – Diagrama de Bode - Controle de Corrente



Fonte: Autoria própria.

Figura 45 – Diagrama de Bode - Controle de Tensão



Fonte: Autoria própria.

A.4 CONTROLE DIGITAL

O uso de controle digital fornece uma série de vantagens em relação ao controle analógico. Essas vantagens incluem a possibilidade de implementação de leis de controle mais sofisticadas e essa forma de controle possui uma maior flexibilidade (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

Ao utilizar métodos de controle moderno, como a análise em espaço de estados, o controle realizado é feito baseado no domínio contínuo da frequência. Porém, para que seja possível a implementação desse controle em microprocessadores, é necessário discretizar esses controladores e aplicar equações de diferenças.

Existem vários métodos para discretizar uma função de transferência para o domínio discreto. Porém é necessário usar um método que preserve a estabilidade dos controladores já projetados. Dois métodos de discretização garantem a estabilidade para sistemas contínuos estáveis: o método *Backward-Difference* e o método de *Tustin*, que podem ser vistos respectivamente nas Equações 30 e 31. O método *Backward-Difference* foi escolhido para ser utilizado na implementação por possuir um cálculo mais rápido.

$$s = \frac{z - 1}{z \cdot T} \quad (30)$$

$$s = \frac{2}{T} \cdot \frac{z - 1}{z + 1} \quad (31)$$

Aplicando a transformada Z à função de transferência do controlador PI obtém-se a Equação 32. Apenas a transformada Z, porém, não torna a Equação 32 propícia para a implementação em um microprocessador. Para que isso seja possível, faz-se o uso de uma propriedade da transformada Z, disponível na Equação 33 (KRAEMER, 2017).

$$G_{PI}(z) = K_p + K_i \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (32)$$

$$z^{-i}X(z) = x[n - i] \quad (33)$$

A aplicação da propriedade da Equação 33 na Equação 32 resulta na Equação 34, que pode ser implementada em um microprocessador sem grandes dificuldades.

$$y[n] = y[n - 1] + K_p \cdot x[n] + K_i x[n] \cdot T \quad (34)$$

A implementação em controle digital foi feita em um DSP simulado pelo *software* PSIM. O código das equações de diferenças pode ser visto no Algoritmo 1. Outra técnica utilizada foi o *anti-windup* da ação integral, descrita em Buso e Mattavelli (2006). Essa técnica busca limitar a ação do controlador integral quando o controlador proporcional satura a saída do DSP. Isso ajuda a reduzir o sobressinal gerado. Para o acionamento das chaves, foi feito o uso de modulação por largura de pulso (PWM).

Algoritmo 1: Implementação da equação de diferenças no microprocessador

```

 $v_{ref} = 0.5;$  // Estabelecendo a tensão de referência

 $erro_v = v_{ref} - V_{Saida};$ 

 $PI_{Vp} = Kp_v * erro_v;$  // Constante proporcional

 $PI_{Vi} = Ki_v * erro_v / 12000 + PI_{Vi};$  // Constante integral

/* Soma das partes proporcional e integral */
 $PI_V = PI_{Vi} + PI_{Vp};$ 

/* A saída do PI de tensão é a referência do controlador da
corrente */
 $erro_i = PI_V - I_{Indutor};$ 

 $PI_{Ip} = Kp_i * erro_i;$ 

 $PI_{Ii} = Ki_i * erro_i / 12000 + PI_{Ii};$ 

 $PI_I = PI_{Ii} + PI_{Ip};$ 

```

Com o projeto do conversor finalizado, foi utilizado um *software* de simulação de circuitos de potência para validar o modelo, o PSIM. As variáveis de interesse dessa análise preliminar são a tensão do barramento comum e a corrente que flui pelo indutor. Também é necessário abordar os parâmetros do conversor simulado. Os elementos passivos e seus respectivos parâmetros podem ser vistos na Tabela 7.

Tabela 7 – Parâmetros utilizados na simulação do conversor

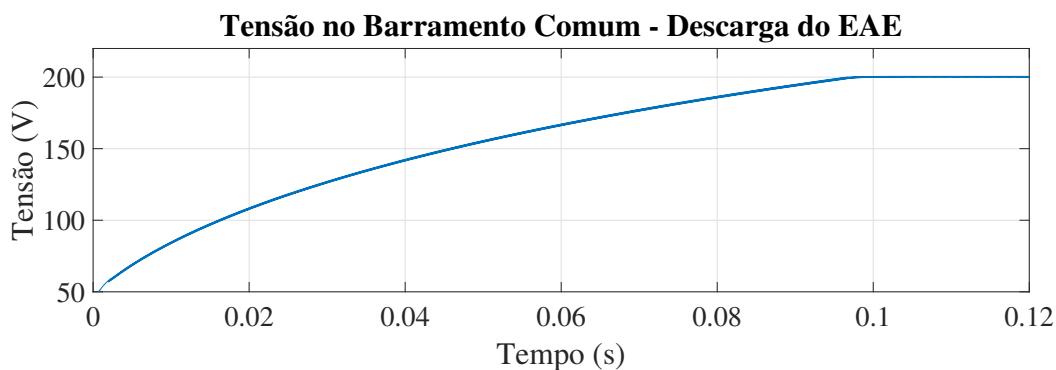
Abreviação	Elemento	Valor
V_p	Tensão da bateria	48[V]
R_p	Resistência da bateria	4[mΩ]
C_i	Capacitor de entrada	470[μF]
R_{C_i}	Resistência do capacitor de entrada	120[mΩ]
L	Indutor	2[mH]
R_l	Resistência do indutor	60[mΩ]
C_o	Capacitor de saída	1880[μF]
R_{C_o}	Resistência do capacitor de saída	120[mΩ]
R_{load}	Carga	200[Ω]

Fonte: Autoria própria.

Com o intuito de validar os cenários que podem ser utilizados na equalização, são estabelecidos dois casos de uso. O primeiro caso de uso busca contemplar a descarga do EAE, enquanto o segundo cenário contempla a carga desse elemento. A simulação foi feita utilizando

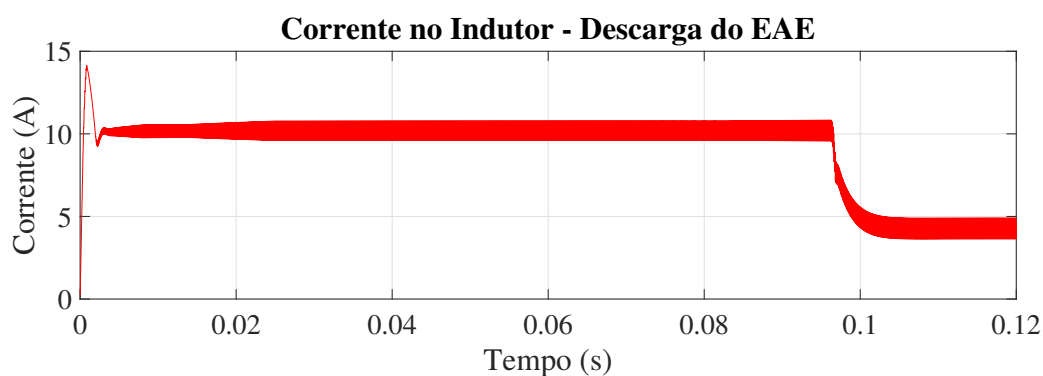
apenas um conversor, buscando validar a análise realizada. O cenário de carga foi simulado com a fonte alternativa de energia produzindo 2 A, e o cenário de descarga foi simulado com essa fonte não produzindo energia.

Figura 46 – Tensão no barramento CC - descarga do EAE



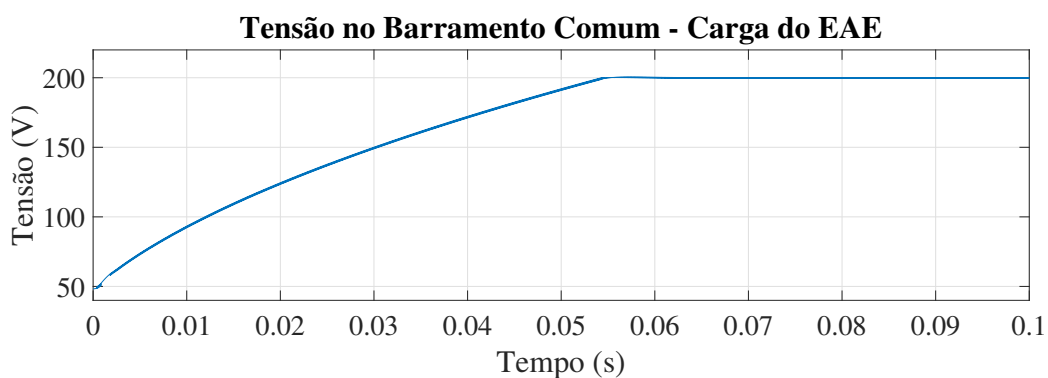
Fonte: Autoria própria.

Figura 47 – Corrente no indutor - descarga do EAE



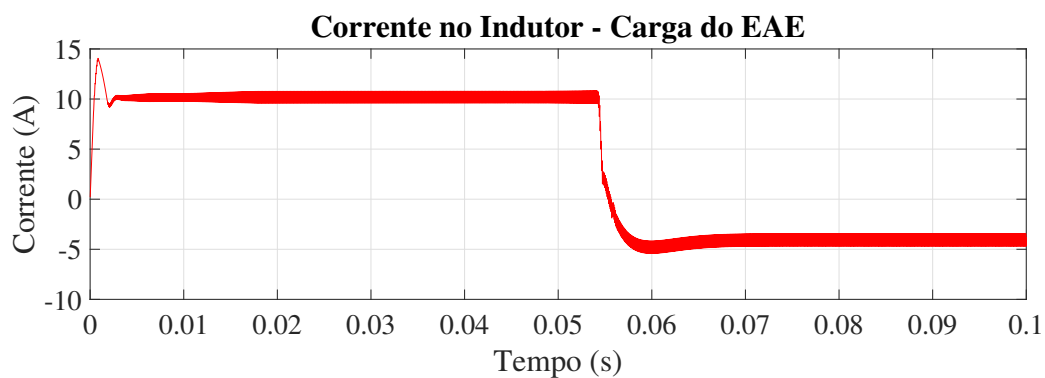
Fonte: Autoria própria.

Figura 48 – Tensão no barramento CC - carga do EAE



Fonte: Autoria própria.

Figura 49 – Corrente no indutor - carga do EAE



Fonte: Autoria própria.

É possível notar que os cenários de descarga do conversor apresentam uma corrente no indutor positiva, enquanto os cenários de carga apresentam essa corrente negativa. O conversor atinge a tensão de saída para qual ele foi projetado. O próximo capítulo apresenta uma contribuição à equalização de SoCs que será testada no conversor proposto nesse capítulo.

APÊNDICE B – CONTRIBUIÇÃO À EQUALIZAÇÃO DE ESTADOS DE CARGA

O Capítulo A fez uma breve análise da microrrede proposta nesse trabalho, que é alimentada por um conjunto de painéis fotovoltaicos e possui elementos armazenadores de energia. O controle projetado para microrrede garante a manutenção de tensões e correntes adequadas para o seu funcionamento.

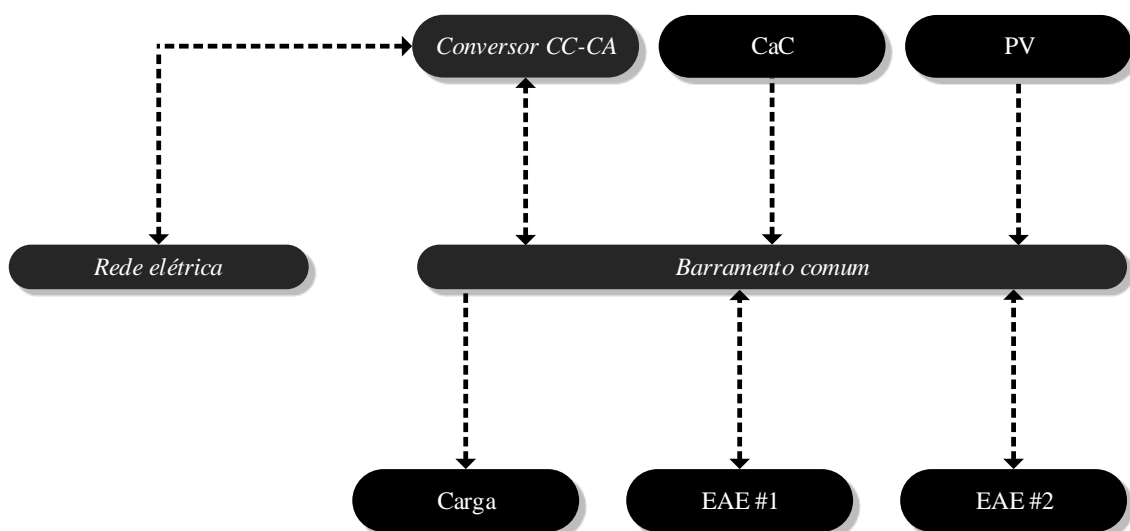
A microrrede adotada possui uma constituição homogênea, embora isso não seja um requisito, pois uma das vantagens da tecnologia de microrredes é o fato de que elas possibilitam um sistema de geração distribuído com mais de uma fonte de energia. Também é possível utilizar diferentes EAE, com capacidade, funções e características distintas (Wu et al., 2018).

O aumento da complexidade de microrredes existentes contribuiu para um estudo mais profundo de estratégias de controle específicas para microrredes, sendo que a literatura divide essas estratégias em três categorias distintas:

- Controle primário
- Controle secundário
- Controle terciário

O diagrama da Figura 50 mostra um exemplo de uma microrrede de maior complexidade, possuindo sistemas de geração distribuídos diversos, como painéis solares (PV) e células a combustível (CaC). Elementos armazenadores de energia distintos também estão presentes, e a microrrede também está conectada à rede elétrica por um conversor CC-CA. A seguir serão analisadas cada categoria de controle, bem como as estratégias mais utilizadas dentro de cada categoria.

Figura 50 – Microrrede não homogênea

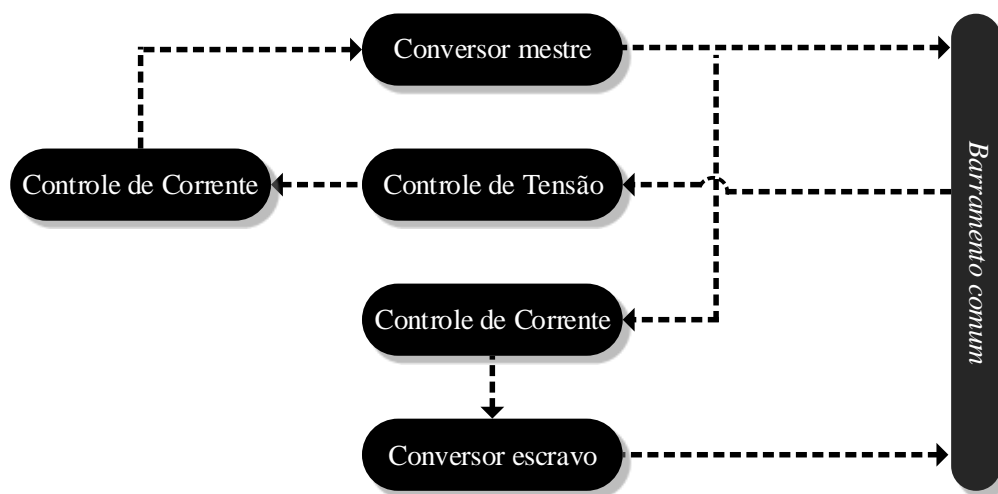


B.1 CONTROLE PRIMÁRIO

O controle primário é o menor nível de controle, responsável por controlar tensão, corrente e potência da fonte de energia distribuída local. O controle primário normalmente segue pontos de controle fornecidos por controles de níveis maiores e atua sobre conversores de interface porém também são comumente implementados, nesse nível, sistemas de distribuição de potência em estratégias de controle descentralizadas (Meng et al., 2017; Monesha; Kumar; Rivera, 2016).

Um método que pode ser utilizado para o controle primário é o compartilhamento ativo de corrente, descrito por Rajagopalan et al. (1996) e implementado utilizando um sistema mestre-escravo. Nessa abordagem, um conversor é responsável pelo controle da tensão no barramento comum, enquanto os outros conversores operam em modo de controle de corrente. O conversor mestre possui uma malha de controle completa, com controle de tensão e corrente, enquanto os conversores escravos só possuem o controle de corrente. A Figura 51 ilustra essa estratégia de controle.

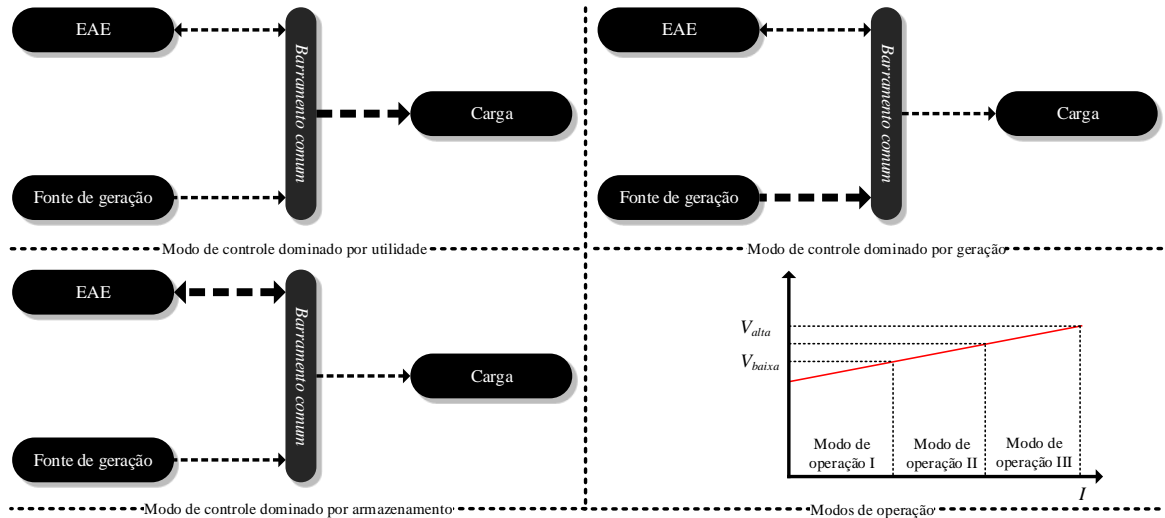
Figura 51 – Estratégia de controle mestre-escravo



Fonte: Papadimitriou C.N.; Zountouridou (2015), adaptado

Outra estratégia de controle primário existente é a *DC Bus Signaling* (DCBS), proposta em Dragičević et al. (2016) e consiste na definição de modos de operação da microrrede tendo como base o desvio da tensão nominal de saída. Geralmente são empregados três modos: modo dominado pela carga (I), modo dominado por armazenamento (II) e modo dominado pela geração (III). A Figura 52 aborda os modos de operação do DCBS e as curvas de tensão de cada modo. A espessura das setas do diagrama reflete o modo de operação utilizado.

Figura 52 – Modos de operação do controle DCBS



Fonte: Meng et al. (2017), adaptado

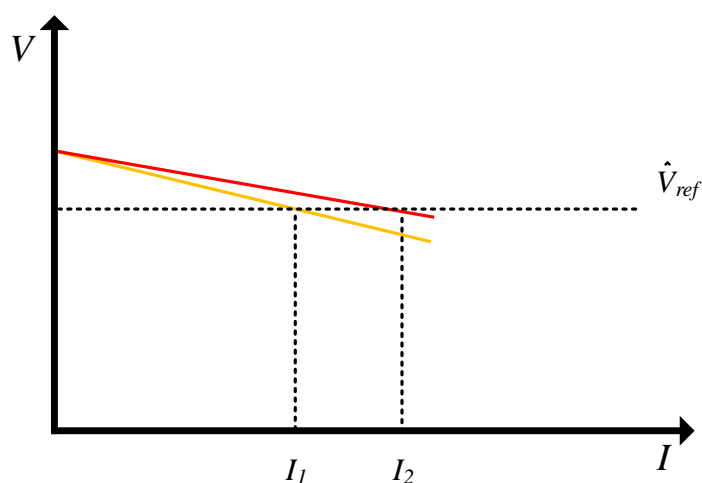
Uma estratégia muito utilizada é o controle em *droop*, muitas vezes empregada para obter o balanceamento de carga sem depender de sistemas de comunicação. A referência no controle *droop* é obtido a partir da Equação 35, onde \hat{V}_{ref} é a tensão de referência, V_{BC} é a tensão do barramento comum, i_o é a corrente de saída e R_d uma impedância virtual, também chamada de coeficiente de *droop* (Shafiee et al., 2014). A Figura 53 mostra a curva de tensão para valores diferentes desse coeficiente, gerando correntes diferentes (I_1 e I_2) para uma mesma tensão de referência.

$$\hat{V}_{ref} = V_{BC} - R_d \cdot i_o \quad (35)$$

A principal desvantagem desse método é o desvio da tensão nominal que é gerado, tanto que, para que o controle em *droop* possa ser empregado, é necessário garantir que o desvio está dentro dos limites operacionais adequados. A Equação 36 aborda esses limites operacionais, onde ΔV_{BC} representa o desvio da tensão nominal no barramento comum, V_{ref} é a tensão de referência, V_{BC} a tensão medida no barramento comum e ΔV_{MAX} representa o desvio de tensão máximo suportado (Meng et al., 2017).

$$\Delta V_{BC} = |V_{ref} - V_{BC}| \leq \Delta V_{MAX} \quad (36)$$

Existem formas de aumentar a performance dessa estratégia de controle, utilizando o controle de *droop* não linear, de forma a reduzir o desvio da tensão nominal. Também existem controles *droop* adaptativos, que ajustam a impedância virtual para atender fins específicos, como a equalização de estado de carga (Ghanbari; Mobarrez; Bhattacharya, 2018).

Figura 53 – Curva de tensão para diferentes coeficientes de *droop*

Fonte: Meng et al. (2017), adaptado

B.2 CONTROLE SECUNDÁRIO

O controle secundário faz parte do controle central da microrrede, podendo ser empregado, em microrredes com componentes CA, para regulamento da frequência, tensão e sincronização com a rede elétrica. No âmbito de microrredes CC, no entanto, o controle secundário é utilizado para regular tensão, balanceamento de corrente e gerenciamento do armazenamento de energia (Meng et al., 2017; Monesha; Kumar; Rivera, 2016).

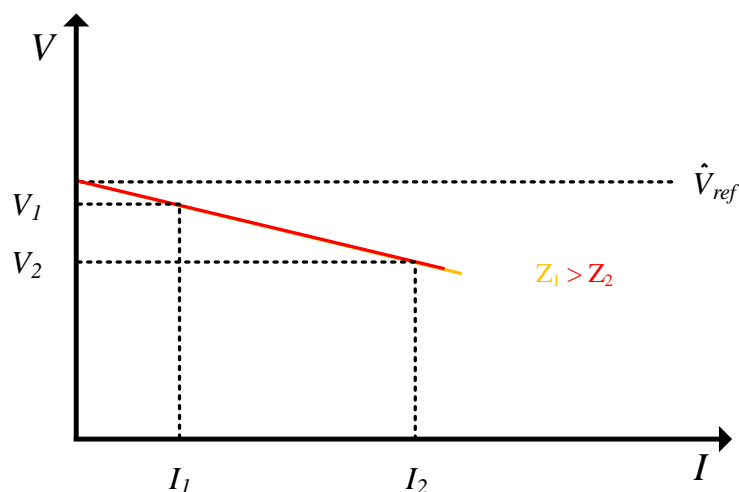
O método de controle secundário de restauração de tensão busca reduzir o desvio da tensão nominal provocado pelo uso do controle *droop*. Nessa estratégia é adicionada uma malha secundária de tensão, introduzindo um novo termo à Equação 35, como mostra a Equação 37 (Meng et al., 2017).

$$V_{ref-v} = V_{ref} - R_d \cdot i_o + \delta v_i^v \quad (37)$$

A referência de tensão (V_{ref-v}) é dada pela tensão de referência da microrrede (V_{ref}), o coeficiente de *droop* multiplicado pela corrente de saída local ($R_d \cdot i_o$) mais o termo do controle secundário (δv_i^v), sendo esse termo específico para cada conversor da microrrede. Essa estratégia de controle pode ser empregada em microrredes que possuem impedância de linhas diferentes, gerando tensões distintas para curvas *droop* idênticas, como mostra a Figura 54. Nessa figura, embora as duas curvas possuam a mesma tensão de referência (\hat{V}_{ref}), suas tensões de saída divergem (V_1 e V_2). As impedâncias Z_1 e Z_2 pertencem, respectivamente, às curvas amarela e vermelha, a aplicação do controle secundário corrige esse desvio, gerando termos de controle secundário δv_1^v e δv_2^v para as curvas amarela e vermelha, como evidencia a Figura 55. Esses

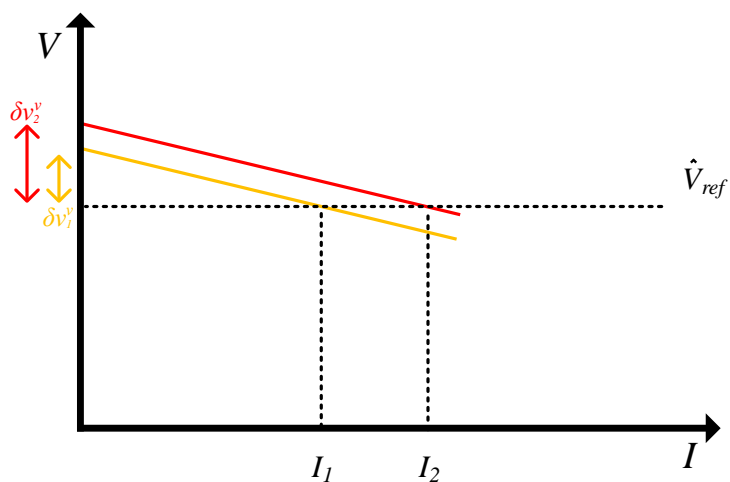
termos compensam a diferença de tensão que existe devido as impedâncias de linha (Anand; Fernandes; Guerrero, 2013).

Figura 54 – Curvas *droop* idênticas com impedâncias de linha distintas



Fonte: Meng et al. (2017), adaptado

Figura 55 – Atuação do controle secundário por restauração de tensão



Fonte: Meng et al. (2017), adaptado

Meng et al. (2017) também aborda uma estratégia similar ao método de restauração de tensão, que é o método do compartilhamento de corrente. O método do compartilhamento

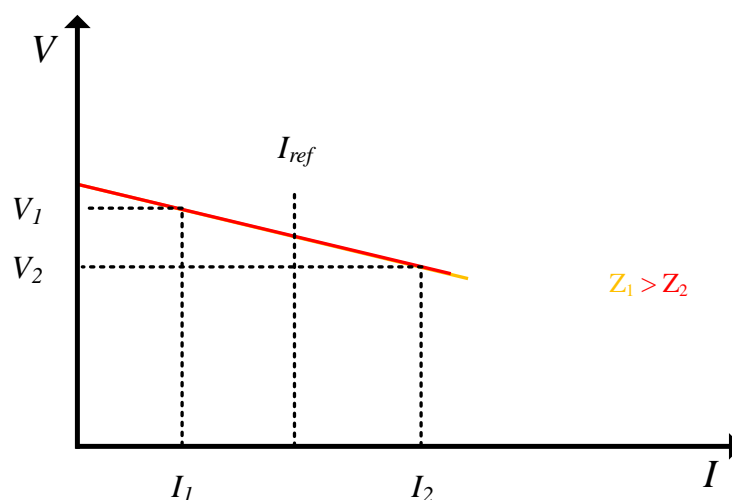
de corrente tradicional utiliza uma equação similar à 37, porém o termo adicional do controle secundário (δv_i^i) visa o controle da corrente, o que pode ser visto na Equação 38. Uma equação diferente da mostrada anteriormente também foi proposta por Nasirian et al. (2014), onde o coeficiente de *droop* é alterado por um termo de controle (δR_i).

$$V_{ref-i} = V_{ref} - R_d \cdot i_o + \delta v_i^i \quad (38)$$

$$V_{ref-i} = V_{ref} - (R_d + \delta R_i) \cdot i_o \quad (39)$$

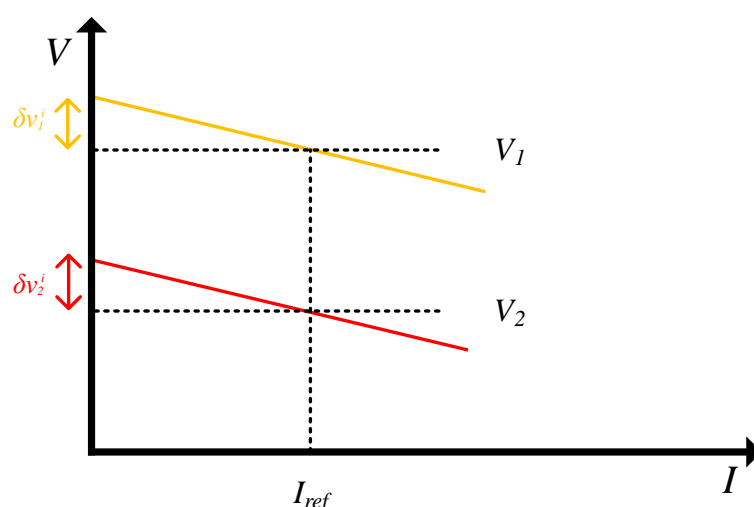
Essa estratégia de controle pode ser empregada em cenários onde as impedâncias de linha são distintas entre os elementos da microrrede. Diferentemente do controle de restauração de tensão, o compartilhamento de corrente busca uma referência de corrente única entre os elementos. A Figura 56 mostra que, para curvas de *droop* idênticas, a impedância de linha não permite uma saída de corrente igual. As impedâncias Z_1 e Z_2 pertencem, respectivamente, às curvas amarela e vermelha. A aplicação do controle secundário corrige o desvio da corrente de referência, gerando os termos de controle secundário δv_1^i e δv_2^i para as curvas vermelha e amarela como evidencia a Figura 57.

Figura 56 – Curvas *droop* idênticas com impedâncias de linha distintas



Fonte: Meng et al. (2017), adaptado

Figura 57 – Atuação do controle secundário por compartilhamento de corrente



Fonte: Meng et al. (2017), adaptado

B.3 CONTROLE TERCIÁRIO

O papel do controle terciário é otimizar o funcionamento da microrrede dentro de objetivos específicos. Em microrredes CA ou híbridas (com componentes CC e CA), o controle terciário é usualmente empregado para gerenciar o fluxo de potência entre a microrrede e a rede elétrica. No domínio CC, esses objetivos variam desde balanceamento de EAE até a redução de custos de operação (Sahoo; Sinha; Kishore, 2018). As principais técnicas de controle terciário utilizadas, no âmbito CC, são a análise do fluxo de potência e o *energy scheduling*.

A análise e controle do fluxo de potência é relevante em situações onde os dispositivos de geração distribuída e os consumidores encontram-se dispersos, podendo também ser utilizada, em algumas situações, com o objetivo de balancear estados de carga de EAE (Meng et al., 2017).

A técnica de *energy scheduling* é utilizada de forma a otimizar a operação da microrrede. Nessa estratégia, o consumo e produção de energia são estimados para um período de operação, utilizando algumas técnicas de controle, como controladores nebulosos, sistemas multiagentes e controle preditivo (Meng et al., 2017).

A previsão de geração e consumo torna possível dar prioridade aos elementos de geração distribuída que terão maior possibilidade de produção, ou armazenar uma quantidade mais elevada de energia para conseguir atender à demanda prevista. É possível otimizar a operação da microrrede em vários aspectos como, por exemplo, um modelo proposto por Nanfang Yang et al. (2013) que busca adquirir energia da rede elétrica nos períodos onde os custos de energia são mais baixos.

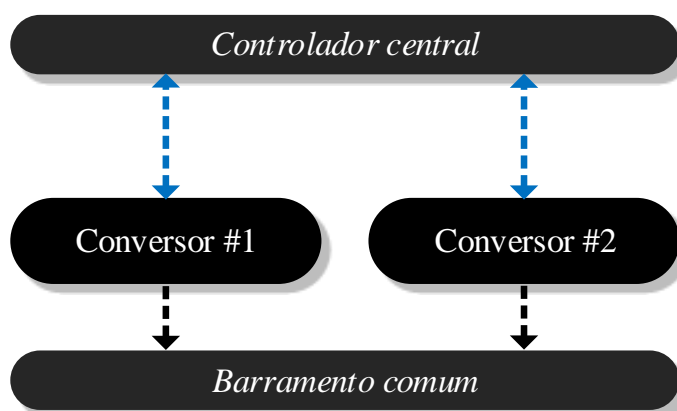
B.4 COMUNICAÇÃO NO CONTROLE DE MICRORREDES

Além da divisão hierárquica de controles para microrredes, é possível categorizar abordagens de controle de acordo com o nível de comunicação necessária. De acordo com Dragičević et al. (2016), o controle de uma microrrede pode se enquadrar nas seguintes categorias:

- Controle centralizado
- Controle descentralizado
- Controle distribuído
- Controle hierárquico

O controle centralizado faz uso de sistemas de comunicação digital (SCD) para coletar dados dos diferentes elementos da microrrede, que são processados e utilizados para gerar as referências de controle que são enviadas, também via SCD, para cada elemento. Essa abordagem tem a vantagem de ter uma boa observabilidade e controlabilidade, porém sua principal desvantagem é que, caso seu controlador central sofra alguma falha, todo sistema fica inoperante (Meng et al., 2017). Um diagrama dessa estratégia de controle pode ser visto na Figura 58, com os SCD destacados em azul.

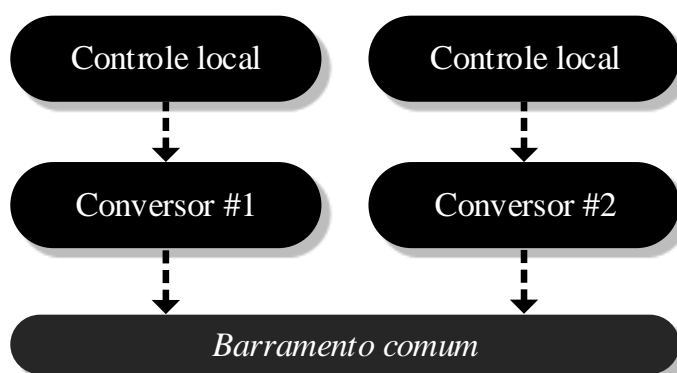
Figura 58 – Exemplo de controle centralizado



Fonte: Dragičević et al. (2016), adaptado

O controle descentralizado não faz uso de SCDs, sendo que todas as ações são tomadas tendo como base apenas medições locais. A principal vantagem dessa abordagem é o fato de não depender de comunicação com um controlador central ou com outros elementos da microrrede, porém o nível de coordenação dos elementos da microrrede tende a ser menor do que nas outras estratégias (Meng et al., 2017). Um diagrama dessa estratégia de controle pode ser visto na Figura 59.

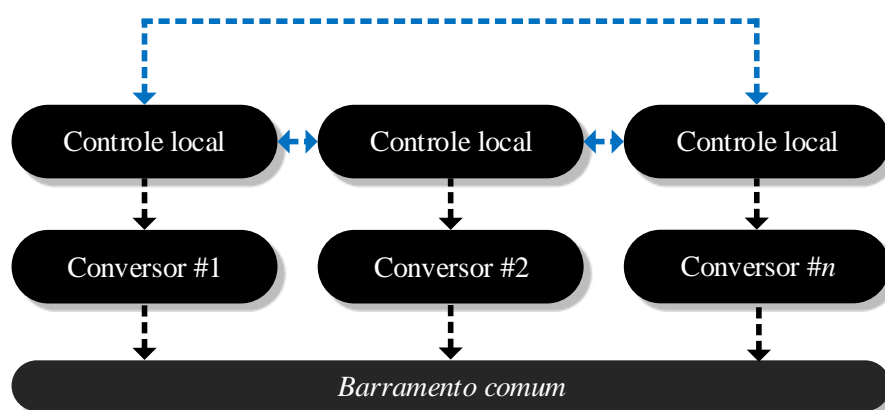
Figura 59 – Exemplo de controle descentralizado



Fonte: Dragičević et al. (2016), adaptado

O controle distribuído faz uso de SCD, porém não com um controlador central. Cada elemento de uma microrrede, nessa estratégia, pode se comunicar com seus vizinhos, com a comunicação de informações cruciais entre os componentes, estratégias de controle podem ser processadas localmente (Dragičević et al., 2016). Um diagrama dessa estratégia de controle pode ser visto na Figura 60.

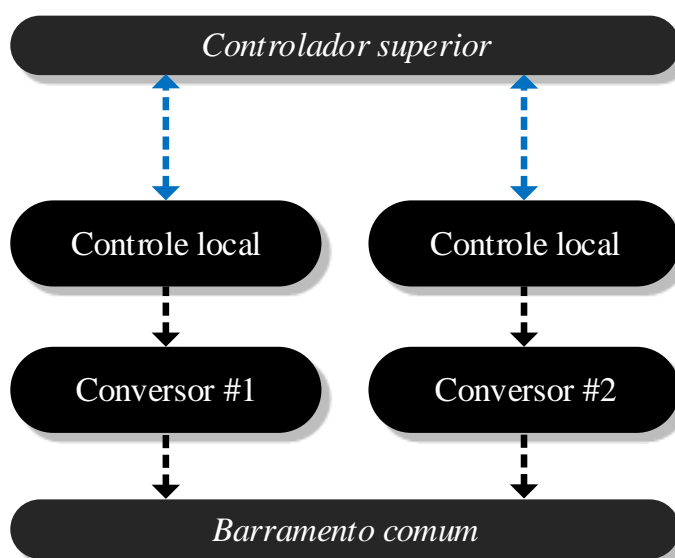
Figura 60 – Exemplo de controle distribuído



Fonte: Dragičević et al. (2016), adaptado

O controle hierárquico é implementado em níveis, e também faz uso de SCD. As funções mais simples são implementadas localmente, para garantir um funcionamento básico, e as ações de maior complexidades são realizadas pelos controladores de hierarquia superior (Meng et al., 2017). Um diagrama dessa estratégia de controle pode ser visto na Figura 61, com os SCD destacados em azul.

Figura 61 – Exemplo de controle hierárquico



Fonte: Meng et al. (2017), adaptado

B.5 ESPECIFICAÇÕES DA ESTRATÉGIA DE CONTROLE PROPOSTA

Após a revisão teórica apresentada nas Seções B.1-B.4, era necessária a definição de quais abordagens seriam utilizadas para a microrrede proposta. Com esse intuito, foram estabelecidos alguns objetivos que a proposta de equalização deveria atender. Esses objetivos estão listados a seguir:

- **Equalizar estados de carga**
- Não necessitar de comunicação entre os elementos da microrrede
- Obter a restauração da tensão no barramento comum

Optou-se por evitar abordagens que requerem algum tipo de comunicação entre os elementos com o intuito de simplificar sua implementação. Sendo assim, estratégias de controle como a centralizada, distribuída e hierárquica não poderiam ser adotadas. Também devido à restrição de comunicação, estratégias que atuam no âmbito do controle terciário também foram descartadas. Logo, na hierarquia de controle proposta, a estratégia abrangeria o controle primário.

A única estratégia de controle possível, com as restrições impostas, seria a descentralizada, onde cada elemento da microrrede atuaria com informações locais a fim de gerar um comportamento coordenado. O método mais semelhante às especificações estabelecidas seria o método de controle por *droop*. Esse método, como foi visto anteriormente, possui uma baixa capacidade de restauração do barramento comum. Portanto, seria necessárias algumas modificações para que os requisitos fossem atendidos.

B.6 FUNÇÕES DE EQUALIZAÇÃO PROPOSTAS

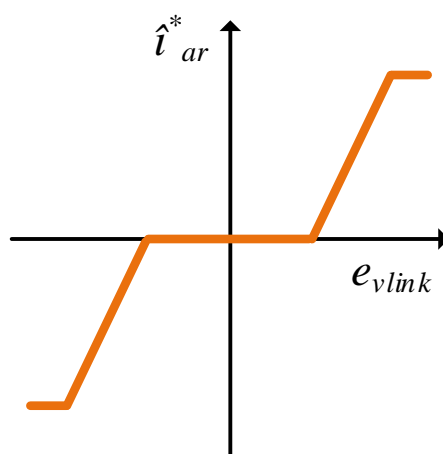
Para que seja possível realizar a equalização de estados de carga diferentes, é necessário que a resposta do controle dependa do SoC do elemento armazenador de energia, existindo dois modos de operação distintos: um modo de descarga e um modo de carga. No modo de descarga, é desejável que o elemento com maior SoC tenha uma contribuição maior, enquanto no modo de carga, é desejável que o elemento que possui o menor SoC seja mais favorecido (Hoang; Lee, 2019).

A detecção do modo de carga e descarga é possível analisando o erro de tensão no barramento comum, que tem sua Equação definida em 40. Um erro positivo significa que a microrrede está abaixo de sua tensão de referência, com a função dos EAE sendo reduzir essa diferença, ou seja, atuar em modo de descarga. Um erro negativo aponta para um excesso de tensão no barramento comum, sendo que a função dos EAE é, portanto, absorver o excedente, atuando em modo de carga.

$$e_v = v_{ref} - v_{medido} \quad (40)$$

Buscou-se uma função capaz de relacionar erros positivos de tensão com correntes positivas, e erros negativos de tensão com correntes negativas. O método desenvolvido deve modificar sua saída dependendo do estado de carga do elemento armazenador considerado, para que a equalização do estado de carga seja possível. Outra característica desejável, no método proposto, são parâmetros ajustáveis que permitem modificar alguns aspectos da resposta, como velocidade de equalização. A primeira função desenvolvida que cumpre esses requisitos tem seu formato exposto na Figura 62 e foi denominada como *p-sliding*.

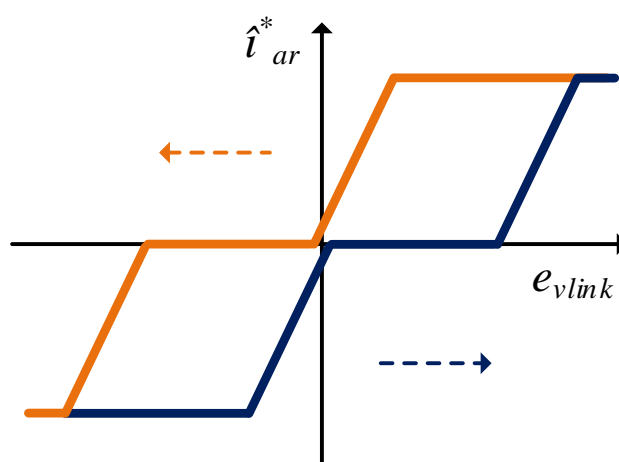
Figura 62 – Curva característica da função *p-sliding* desenvolvida



Fonte: Autoria própria.

O gráfico apresentado possui um eixo dedicado ao erro de tensão medido (e_{vlink}) e outro eixo dedicado à referência para o controle de corrente (\hat{i}_{ar}^*). A curva possui uma banda morta central, onde a referência para o controle é nula, e também pode ser modificada de acordo com o nível do SoC, deslocando-a para a direita ou para a esquerda. SoCs maiores deslocam a curva para a esquerda, enquanto SoCs mais baixos deslocam a curva para a direita, como ilustrado pela Figura 63. Na imagem citada, o SoC da curva laranja é maior do que o SoC da curva azul.

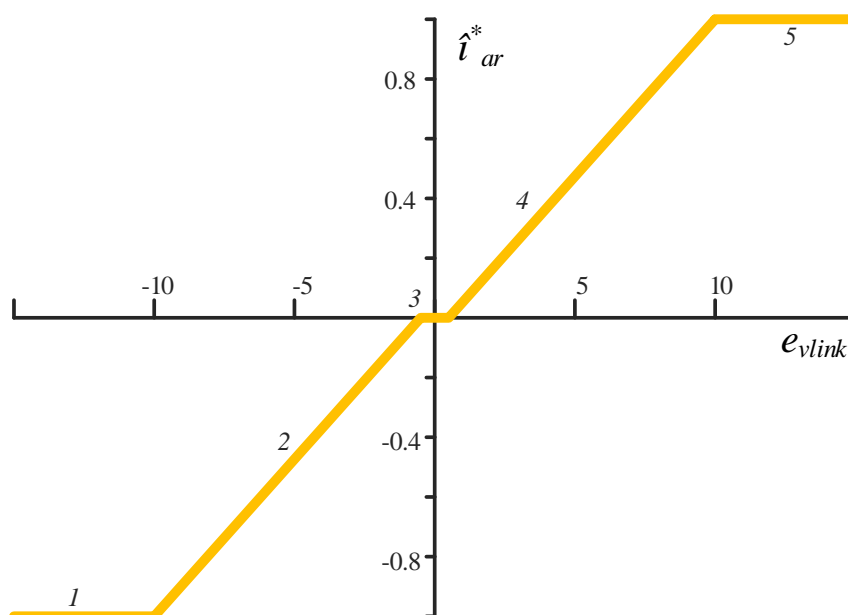
Figura 63 – Curvas *p-sliding* diferentes para níveis de SoC diferentes



Fonte: Autoria própria.

A curva é limitada, no eixo das abcissas, à um desvio de magnitude máximo ΔV_{max} da tensão de referência. Qualquer erro acima ou abaixo desses limites têm sua resposta saturada na referência máxima ou mínima para a saída de corrente. A escolha de ΔV_{max} foi baseada em um erro de tensão máximo de 5 por cento, também adotado por Hoang e Lee (2019). O eixo das coordenadas foi limitado pela saída máxima e mínima possível do controlador de corrente, 1 e -1 respectivamente.

A curva desenvolvida pode ser obtida pela união de cinco segmentos de retas em limites distintos, como mostra a Figura 64. Cada segmento de reta distinto possui uma numeração indicada em itálico para facilitar a visualização do leitor. Os parâmetros utilizados para montar o gráfico são o erro de tensão (e_v), estado de carga (*SoC*), banda morta (*BM*) e um ganho ajustável (*P*). Cada segmento de reta tem sua Equação exposta em 41-45.

Figura 64 – Segmentos de reta da curva de equalização, $BM = 0,5$


Fonte: Autoria própria.

$$\left\{ \begin{array}{ll} (1) i_{ar}^* = -1 & e_v < -10 + P \cdot (0,5 - SoC) \\ (2) i_{ar}^* = [\alpha \cdot e_v - \alpha \cdot \gamma] \cdot 0,1, & -10 + P \cdot (0,5 - SoC) < e_v < -BM + P \cdot (0,5 - SoC) \\ (3) i_{ar}^* = 0, & -BM + P \cdot (0,5 - SoC) < e_v < BM + P \cdot (0,5 - SoC) \\ (4) i_{ar}^* = [\beta \cdot e_v - \beta \cdot \lambda] \cdot 0,1, & BM + P \cdot (0,5 - SoC) < e_v < 10 + P \cdot (0,5 - SoC) \\ (5) i_{ar}^* = 1, & e_v > 10 + P \cdot (0,5 - SoC) \end{array} \right. \quad (41)$$

$$\alpha = -\frac{1}{-10 + P \cdot (0,5 - SoC) - (-BM + P \cdot 0,5 - SoC)} \quad (42)$$

$$\gamma = -BM + P \cdot (0,5 - SoC) \quad (43)$$

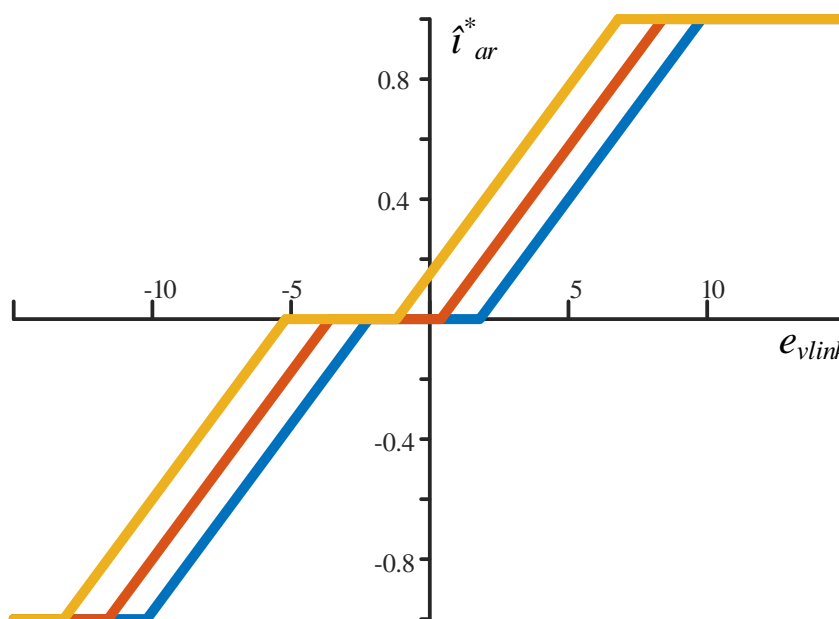
$$\beta = \frac{1}{10 + P \cdot (0,5 - SoC) - (BM + P \cdot (0,5 - SoC))} \quad (44)$$

$$\lambda = BM + P \cdot (0,5 - SoC) \quad (45)$$

Todos os parâmetros mencionados anteriormente podem ser ajustados para a obtenção de curvas distintas. O ganho ajustável P multiplica a diferença entre o estado de carga medido e

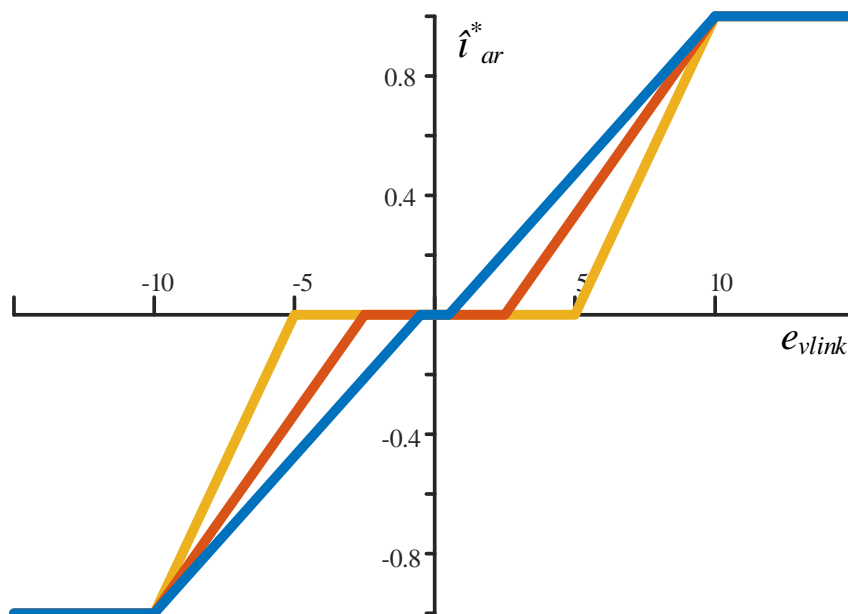
o estado de carga central ($SoC_{central} = 0,5$), portanto, quanto maior o ganho ajustável, maior o deslocamento da curva, para esquerda ou para direita, a depender de seu SoC . A Figura 65 mostra o impacto de ganhos diferentes para curvas com a mesma banda morta e o mesmo estado de carga ($SoC = 0,6$). A curva laranja utiliza um ganho $P = 32$, a curva vermelha possui um ganho $P = 16$ e a curva azul possui um ganho $P = 2$.

Figura 65 – Impacto de ganhos diferentes para curvas p -sliding com parâmetros idênticos



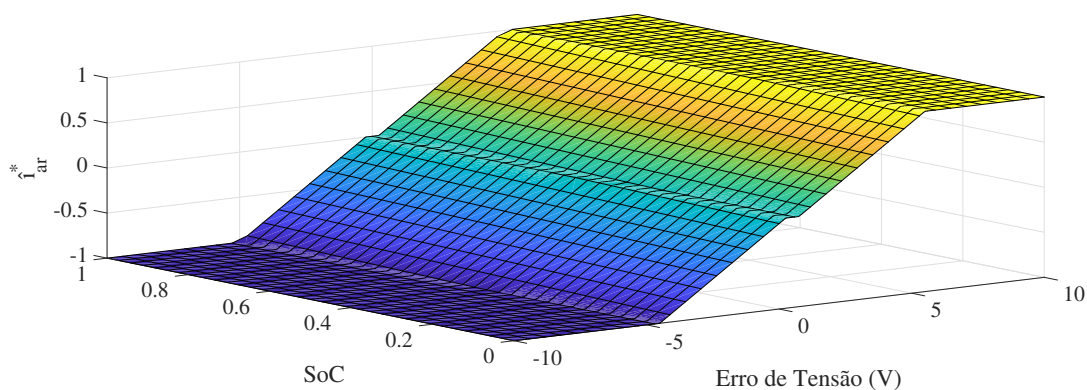
Fonte: Autoria própria.

A banda morta central também pode ser ajustada, afetando a resposta do sistema ao erro de tensão medido. Um banda morta menor faz com que o sistema de controle atue com um erro menor, tornando a resposta do sistema potencialmente mais rápida, reduzindo o erro de tensão em regime estacionário e torna o tempo para atingir a equalização dos SoCs menor. Uma banda morta maior faz com que o controle só atue para erros mais significativos, o que implica em um resposta potencialmente mais lenta, um erro de regime estacionário maior e uma equalização de SoCs mais demorada. A Figura 66 mostra curvas com diferentes valores de BM . A curva laranja possui uma banda morta de $BM = 5$, a curva vermelha possui uma banda morta de $BM = 2,5$ e a curva azul possui uma banda morta de $BM = 0,5$.

Figura 66 – Impacto da banda morta para curvas *p-sliding* com parâmetros idênticos

Fonte: Autoria própria.

A função de equalização *p-sliding* proposta possui como entrada o erro de tensão medido e o estado de carga do elemento armazenador onde essa função atua. Logo, como é uma função de duas variáveis, ela pode ser representada por uma superfície. A Figura 67 mostra a superfície gerada por essa função.

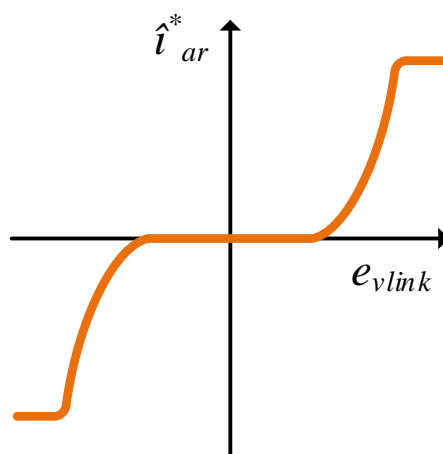
Figura 67 – Função de equalização *p-sliding*

Fonte: Autoria própria.

A função apresentada anteriormente, embora simples de ser concebida, tem a desvantagem de ser composta por cinco funções distintas. Essa característica não é desejável, pois

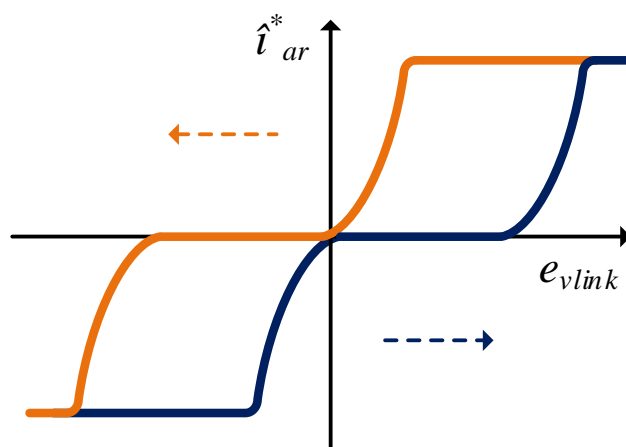
pode dificultar uma futura análise de estabilidade do sistema. Logo, é desejável a obtenção de uma função com aspecto semelhante, porém que possa ser representada por uma única função. Utilizando algumas funções trigonométricas, foi possível a obtenção de uma função com um aspecto similar à função *p-sliding*. Sua curva, denominada de *k-sliding*, pode ser vista na Figura 68.

Figura 68 – Curva característica da função *k-sliding*



Fonte: Autoria própria.

O gráfico apresentado possui, assim como no exemplo anterior, o erro de tensão medido (e_{vlink}) e a referência para o controle de corrente (\hat{i}_{ar}^*). Uma banda morta central também está presente na curva *k-sliding*, e o estado de carga também é capaz de modificar a curva, como evidencia a Figura 69. O funcionamento é análogo à curva *p-sliding*, SoCs maiores deslocam a curva para a esquerda, enquanto SoCs menores deslocam a curva para direita. Na imagem citada, o SoC da curva laranja é maior do que o SoC da curva azul.

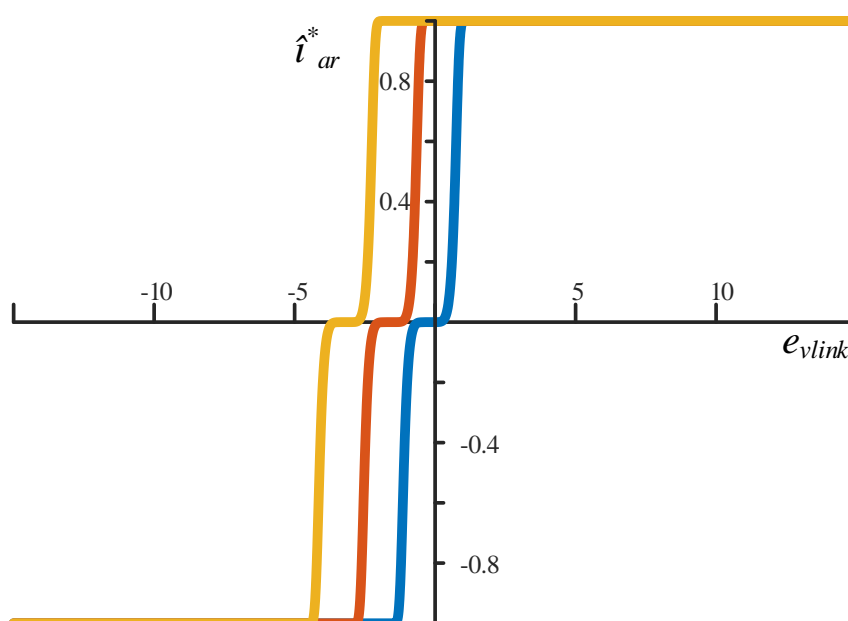
Figura 69 – Curvas *k-sliding* diferentes para níveis de SoC diferentes

Fonte: Autoria própria.

A obtenção da curva da função *k-sliding* pode ser obtida a partir da função trigonométrica de tangente hiperbólica (*tanh*), como evidenciado pela Equação 46. Estão presentes o erro de tensão (e_v), um ganho ajustável (K), o estado de carga (*SoC*) e um parâmetro de banda morta (P_{BM}).

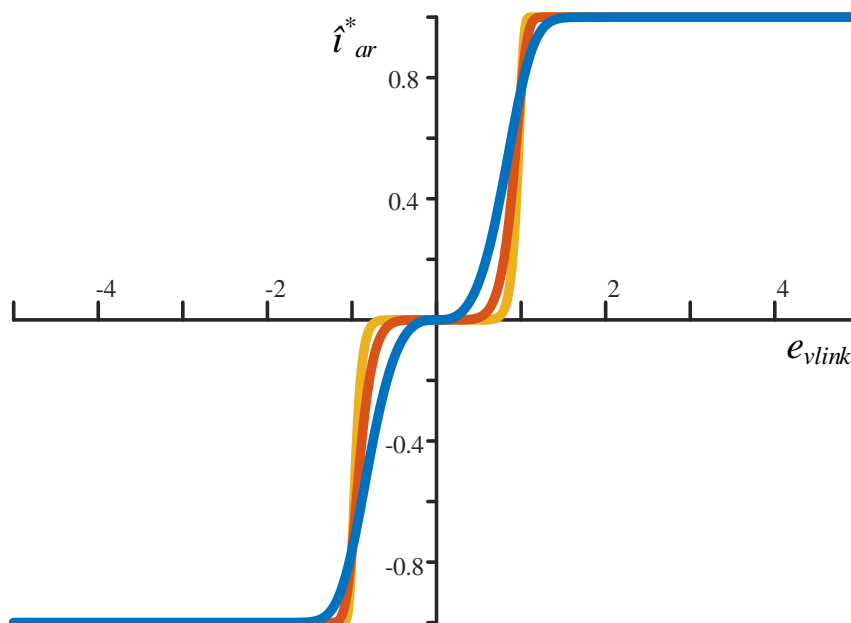
$$i_{ar}^* = \tanh[(e_v + K \cdot (SoC - 0.5))^{P_{BM}}] \quad (46)$$

Todos os parâmetros mencionados anteriormente podem ser ajustados para modificar a curva gerada. O ganho ajustável K tem um funcionamento análogo ao ganho ajustável da curva *p-sliding*. Ele é responsável por multiplicar a diferença entre o $SoC_{central}$ e o estado de carga atual, logo, quanto maior o ganho ajustável maior será o deslocamento da curva, dependendo de seu SoC. A Figura 70 mostra o impacto de ganhos ajustáveis diferentes para curvas com um mesmo estado de carga ($SoC = 0,6$) e mesmo parâmetro de banda morta. A curva laranja utiliza um ganho $K = 32$, a curva vermelha utiliza um ganho $K = 16$ e a curva azul possui um ganho $K = 2$.

Figura 70 – Impacto de ganhos diferentes para curvas *k-sliding* com parâmetros idênticos

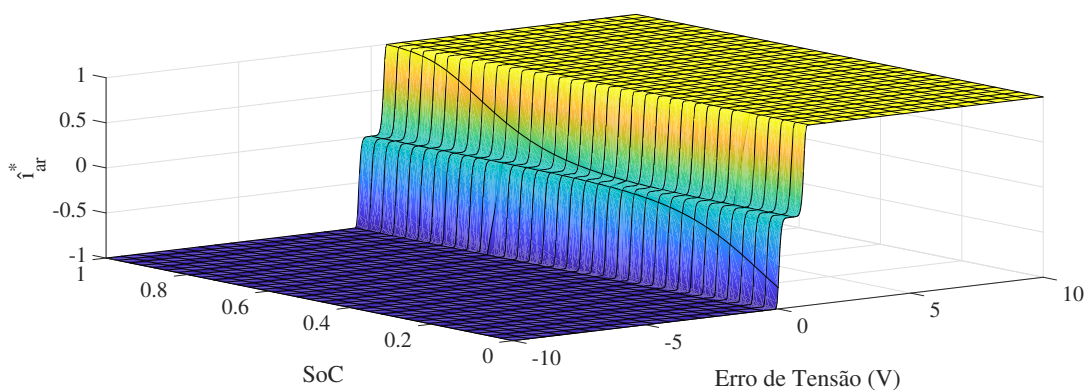
Fonte: Autoria própria.

O parâmetro de banda morta central é outro parâmetro que pode ser ajustado, sendo que uma peculiaridade da função *k-sliding* proposta é que, para que sua curva seja similar à apresentada na Figura 68, esse parâmetro deve ser ímpar. Quanto menor o parâmetro de banda morta, menor a banda morta central. Uma banda morta menor faz com que o sistema de controle atue com um erro menor, fazendo com que o sistema tenha uma resposta potencialmente mais rápida e reduzindo o erro de regime estacionário. Um parâmetro de banda morta maior resulta em uma banda morta central maior. Uma banda morta maior faz com que a atuação do controle só se manifeste para erros mais significativos, tornando a resposta potencialmente mais lenta e aumentando o erro de regime estacionário. A Figura 71 mostra o impacto de valores diferentes de P_{BM} para curvas com mesmo ganho e estado de carga. A curva laranja possui $P_{BM} = 15$, a curva vermelha possui $P_{BM} = 7$ e a curva azul possui $P_{BM} = 3$.

Figura 71 – Impacto do parâmetro de banda morta para curvas *k-sliding* com parâmetros idênticos

Fonte: Autoria própria.

Assim como a curva *p-sliding*, a curva *k-sliding* é uma função do erro de tensão medido e do estado de carga. Portanto, também é uma função de duas variáveis, e pode ser representada como uma superfície. A Figura 72 mostra a superfície gerada pela função proposta.

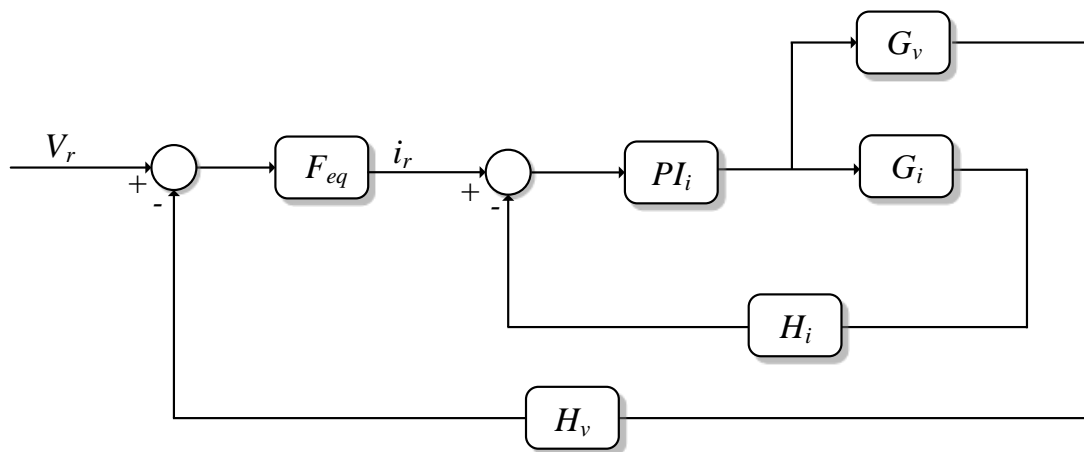
Figura 72 – Superfície da função de controle *k-sliding*

Fonte: Autoria própria.

B.7 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DESENVOLVIDAS

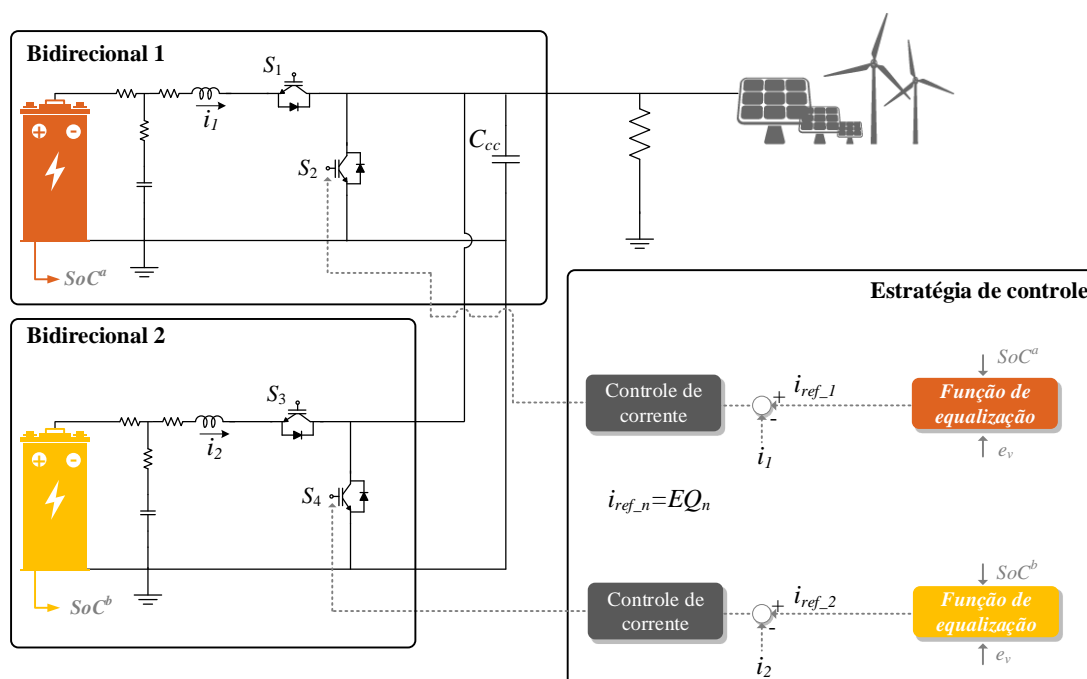
Após a definição das duas funções de equalização, é necessário adaptar a malha de controle apresentada no Capítulo A com a inserção dessas novas funções. Como as funções de equalização propostas recebem como entrada o erro de tensão, para a primeira estratégia proposta, optou-se por retirar o controlador PI referente à tensão e inserir a função de equalização (F_{eq}) em seu lugar, como mostra a Figura 74. O diagrama completo da microrrede proposta e de sua malha de controle pode ser visto na Figura 74. A referência de corrente (i_{ref_n}) para cada conversor é a saída da função de equalização (EQ_n), que tem como entrada o erro de tensão (e_v) e o estado de carga do EAE correspondente.

Figura 73 – Malha de controle adaptada



Fonte: Autoria própria.

Figura 74 – Primeira malha de controle proposta e microrrede

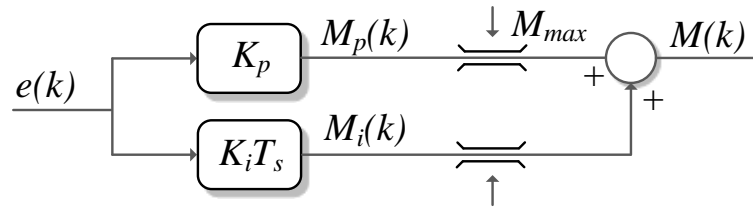


Fonte: Autoria própria.

Um ponto negativo dessa primeira malha de controle proposta é a remoção do controlador PI associado à tensão. Essa remoção ocasiona um erro de regime estacionário de até ΔV_{max} . O erro ocorre pode ocorrer por dois motivos, o primeiro devido à banda morta, que limita a atuação de controle para para erros mais baixos. O segundo motivo é que a saída para a corrente não depende do somente do erro de tensão, mas também pelo SoC do armazenador de energia, o que pode resultar em uma saída que contribua com a equalização das baterias mas que gere erro de regime estacionário. Para solucionar esse problema foi desenvolvido uma estratégia de controle onde o controlador PI referente à tensão atua em paralelo com a função de equalização.

O sistema desenvolvido para que o controlador e a função de equalização atuem de forma paralela é análogo a um sistema de saturação dinâmica utilizado em controle digital. A Figura 75 mostra um diagrama de um sistema de saturação dinâmica para um controlador PI discreto. Nesse sistema, existe uma saída máxima permitida para o controle (M_{max}), e a saída do componente proporcional ($M_p(k)$) é limitada a esse valor. A saída do componente integral é limitada à parcela do limite máximo que não foi ocupada pelo componente proporcional ($M_i = M_{max} - M_p$). Isso garante que a soma das saídas dos componentes ($M(k)$) sempre esteja abaixo ou seja igual ao limite máximo permitido (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

Figura 75 – Sistema de saturação dinâmica tradicional

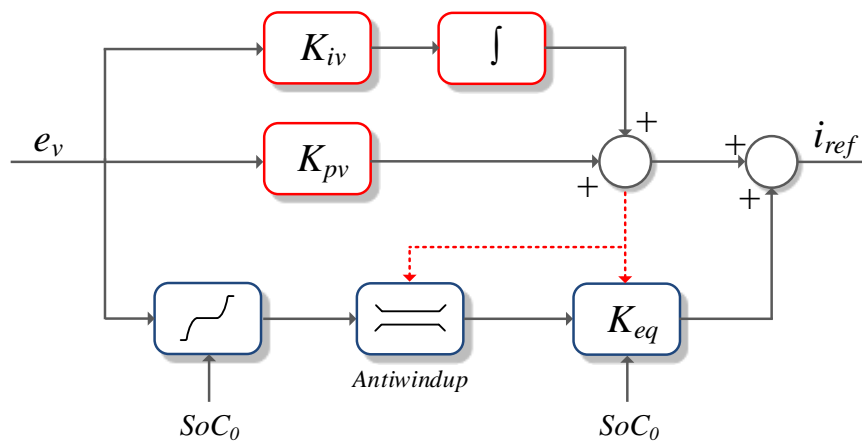


Fonte: Buso e Mattavelli (2006), adaptado

O sistema proposto atua de forma similar, porém os componentes utilizados são o controlador PI de tensão, composto pelos ganhos proporcional (K_{pv}) e integral (K_{iv}) e a função de equalização proposta. A Figura 76 aborda essa estratégia de controle. Os componentes do controlador PI, destacados em vermelho, são somados, e a saída da função de equalização, destacada em azul, é limitada à diferença dessa soma e a resposta máxima permitida. Também foi desenvolvido um ganho de equalização (K_{eq}) com o intuito de deixar as respostas mais distintas e que depende do estado de carga do elemento armazenador de energia e a saída do controlador PI, como mostra a Equação 47.

$$K_{eq} = \begin{cases} 1 - SoC & PI_v \geq 0 \\ SoC & PI_v < 0 \end{cases} \quad (47)$$

Figura 76 – Sistema de saturação dinâmica proposto

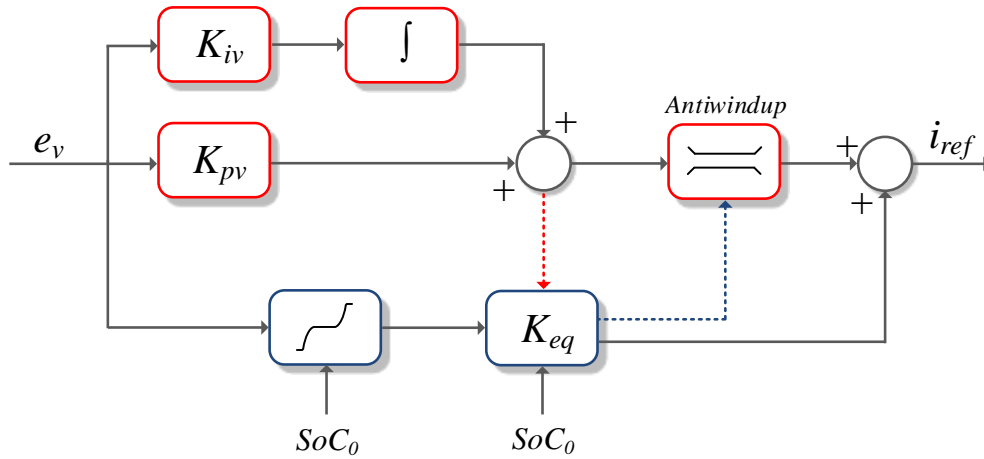


Fonte: Autoria própria.

Uma vantagem de tratar a atuação do controle de tensão e o controle de equalização de forma paralela é a possibilidade de determinar prioridades para o sistema. A Figura 76 apresenta a limitação da saturação dinâmica atuando sobre a função de equalização, porém também seria possível obter a saturação dinâmica atuando sobre a resposta do controlador de tensão, como mostra a Figura 77. A malha de controle completa para a segunda estratégia de equalização

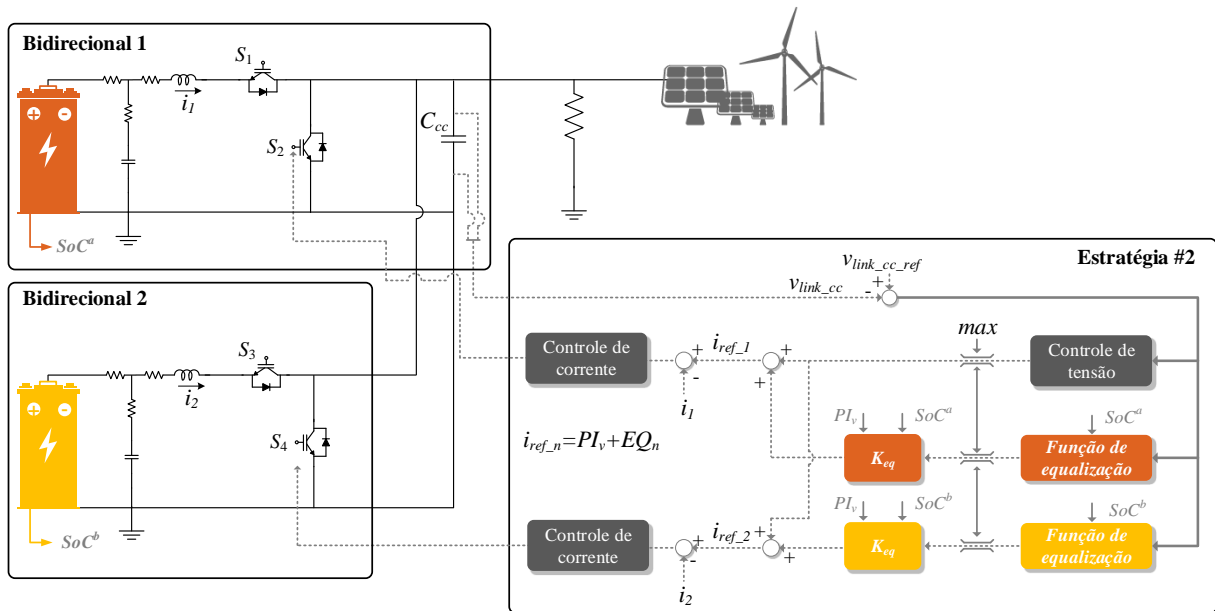
proposta pode ser vista no diagrama da Figura 78. A referência para o controle de corrente (i_{ref_n}) é a saída do controlador PI de tensão (PI_v) mais a saída, limitada, da função de equalização (EQ_n).

Figura 77 – Sistema de saturação dinâmica proposto com prioridade a equalização



Fonte: Autoria própria.

Figura 78 – Segunda malha de controle proposta e microrrede



Fonte: Autoria própria.

Para que seja possível validar as funções de equalização propostas, é necessário que elas sejam programadas em um microprocessador. O código fonte da função de controle *p-sliding* pode ser visto na Algoritmo 2. Nesse código, são utilizados condicionais em cascata para determinar em qual segmento de reta o erro e o estado da carga se encaixam, para então produzir

a corrente de referência correspondente. O código fonte da função de controle *k-sliding* pode ser visto na Algoritmo 3, sendo que a função é simplesmente a implementação, em código, da Equação 46.

Algoritmo 2: Implementação da função de equalização *p-sliding* em um microprocessador

```

double equalizacaoPSliding(double erro_v, double SOC)
{
    float e_v = erro_v * 400;
    float i_{ref} = 0.0;
    if(e_v < -5 + P * (0.5 - SOC))
    {
        i_{ref} = -10;
        return i_{ref}/10;
    }
    else if(-5 + P * (0.5 - SOC) < e_v && e_v < -0.5 + K * (0.5 - SOC))
    {
        i_{ref} =
            -10/((-5 + P * (0.5 - SOC)) - (-0.5 + P * (0.5 - SOC))) * e_v - (-10/((-5 +
            P * (0.5 - SOC)) - (-0.5 + P * (0.5 - SOC)))) * (-0.5 + P * (0.5 - SOC));
        return i_{ref}/10;
    }
    else if(-0.5 + P * (0.5 - SOC) < e_v && e_v < 0.5 + P * (0.5 - SOC))
    {
        i_{ref} = 0;
        return i_{ref};
    }
    else if(0.5 + P * (0.5 - SOC) < e_v && e_v < 5 + P * (0.5 - SOC))
    {
        i_{ref} = 10/((5 + P * (0.5 - SOC)) - (0.5 + P * (0.5 - SOC))) * e_v - (10/((5 +
        P * (0.5 - SOC)) - (0.5 + P * (0.5 - SOC)))) * (0.5 + P * (0.5 - SOC));
        return i_{ref}/10;
    }
    else if(e_v > 5 + P * (0.5 - SOC))
    {
        i_{ref} = 10;
        return i_{ref}/10;
    }
}

```

Nesse capítulo foram abordadas as estratégias mais utilizadas para controles de nível primário, secundário e terciário para microrredes CC e também foram expostas as categorias de controle de acordo com o grau de comunicação entre seus elementos. As duas funções de equalização desenvolvidas também foram apresentadas, bem como com as malhas de controle em que essas funções serão testadas. O próximo capítulo apresenta os resultados obtidos das estratégias de controle desenvolvidos.

Algoritmo 3: Implementação da função de equalização *k-sliding* em um microprocessador

```
double equalizacaoKSliding(double errov, double SOC) {  
    double ev = errov * 400;           // erro em valores reais  
    K = 40;  
    PBW = 7  
    double iref = 0.0;  
    iref = tanh(pow((ev + K * (SOC - 0.5)), PBW));  
    return iref; }  
}
```

Referências

- AL-SAEDI, W. et al. Power flow control in grid-connected microgrid operation using particle swarm optimization under variable load conditions. **International Journal of Electrical Power Energy Systems**, v. 49, p. 76 – 85, 2013. ISSN 0142-0615. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061513000264>>. Citado na página 19.
- Anand, S.; Fernandes, B. G.; Guerrero, J. Distributed control to ensure proportional load sharing and improve voltage regulation in low-voltage dc microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 4, p. 1900–1913, 2013. Citado na página 38.
- ANEEL. **Geração Distribuída**. 2015. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/geracao-distribuida>>. Citado na página 19.
- BHARDWAJ, M. **Modeling Bi-Directional Buck/Boost Converter for Digital Control Using C2000 Microcontrollers**. [S.l.], 2015. Citado 5 vezes nas páginas 22, 23, 24, 25 e 26.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital Control in Power Electronics**. [S.l.]: Morgan & Claypool, 2006. ISBN 1598291130. Citado 3 vezes nas páginas 30, 54 e 55.
- Dragičević, T. et al. Dc microgrids—part i: A review of control strategies and stabilization techniques. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 7, p. 4876–4891, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 35, 41 e 42.
- Ghanbari, N.; Mobarrez, M.; Bhattacharya, S. A review and modeling of different droop control based methods for battery state of the charge balancing in dc microgrids. In: **IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1625–1632. Citado na página 36.
- HART, D. W. **Power Electronics**. New York: McGraw-Hill, 2011. ISBN 978-0-07-338067-4. Citado 3 vezes nas páginas 20, 21 e 22.
- Hoang, K. D.; Lee, H. Accurate power sharing with balanced battery state of charge in distributed dc microgrid. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 3, p. 1883–1893, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 45.
- KRAEMER, R. Controle de uma Microrrede CC Baseada em Painéis Fotovoltaicos. 2017. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 30.
- Meng, L. et al. Review on control of dc microgrids and multiple microgrid clusters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 5, n. 3, p. 928–948, 2017. Citado 9 vezes nas páginas 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 42 e 43.
- Monesha, S.; Kumar, S. G.; Rivera, M. Microgrid energy management and control: Technical review. In: **2016 IEEE International Conference on Automatica (ICA-ACCA)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–7. Citado 3 vezes nas páginas 34, 35 e 37.
- Nanfang Yang et al. Power distribution using tariff-driven gain-scheduling in residential dc microgrids. In: **IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 7044–7049. Citado na página 40.

- Nasirian, V. et al. Distributed adaptive droop control for dc distribution systems. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 29, n. 4, p. 944–956, 2014. Citado na página 39.
- OGATA, K. **Modern Control Engineering**. 5^a. ed. New York: Prentice Hall, 2010. Citado 4 vezes nas páginas 23, 26, 27 e 28.
- PAPADIMITRIOU C.N.; ZOUNTOURIDOU, E. H. N. Review of hierarchical control in dc microgrids. **Electric Power Systems Research**, Elsevier Science, v. 122, 05 2015. Citado na página 35.
- Rajagopalan, J. et al. Modeling and dynamic analysis of paralleled dc/dc converters with master-slave current sharing control. In: **Proceedings of Applied Power Electronics Conference. APEC '96**. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 678–684 vol.2. Citado na página 35.
- Sahoo, S. K.; Sinha, A. K.; Kishore, N. K. Control techniques in ac, dc, and hybrid ac–dc microgrid: A review. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 6, n. 2, p. 738–759, 2018. Citado na página 40.
- Shafiee, Q. et al. Hierarchical control for multiple dc-microgrids clusters. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 29, n. 4, p. 922–933, 2014. Citado na página 36.
- Wu, T. et al. A review for control strategies in microgrid. In: **2018 37th Chinese Control Conference (CCC)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 30–35. Citado na página 34.
- Xu, Q. et al. Review on advanced control technologies for bidirectional dc/dc converters in dc microgrids. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, p. 1–1, 2020. Citado na página 20.