

Implementação de uma Estratégia de *Phase Shedding* Descentralizado em Sistema de Armazenamento de Energia em Bateria

Vitor G. Neves^{*,**}, Renata C. da Silva^{*}, Maria J. F. Ramos^{**},
Clodualdo V. de Sousa^{**}, João L. da Silva^{**}, Victor F. Mendes^{*}

^{*} Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Minas Gerais
Av. Antônio Carlos 6627, 31270-901, Belo Horizonte, MG, Brasil
(e-mail: vitorgomes22neves@unifei.edu.br,

renatacristina@ymail.com, victormendes@cpdee.ufmg.br)

^{**} Universidade Federal de Itajubá - Campus de Itabira
Rua Irmã Ivone Drumond, 200, 35903-087, Itabira, MG, Brasil,
(e-mail: mjuliaframes@unifei.edu.br, clodualdosousa@unifei.edu.br,
joaolucas.silva@unifei.edu.br)

Abstract: The battery energy storage systems (BESS) have been gaining notoriety in recent years due to the high penetration of renewable energies in distributed generation, with the aim of providing a dispatchable and reliable energy source, in addition to serving ancillary services and assisting in infrastructure and energy management. It is noteworthy that in this implementation a multi-cell converter is used, in order to expand the power supply capacity, reduce the ripples in the electrical variables and reduce the volume occupied by the inductors of the dc/dc converters. This study presents the design and simulation implementation of a decentralized Phase Shedding strategy for an energy storage system. The converter is modeled and control equations are presented, as well as the development of Phase Shedding and Auto-Interleaving, bringing the results obtained.

Resumo: Os sistemas de armazenamento de energia em baterias (BESS, do inglês "battery energy storage systems") vêm ganhando notoriedade nos últimos anos devido à alta penetração de energias renováveis na geração distribuída, com o intuito de fornecer uma fonte de energia despachável e confiável, além de atender a serviços auxiliares e auxiliar na infraestrutura e na gestão de energia. Ressalta-se que nessa implementação se utiliza um conversor de múltiplas células, de modo a ampliar a capacidade de fornecimento de potência, reduzir os *ripples* nas variáveis elétricas e diminuir o volume ocupado pelos indutores dos conversores c.c / c.c. Esse estudo apresenta o projeto e a implementação em simulação de uma estratégia de *phase shedding* descentralizado para um sistema de armazenamento de energia. São apresentados os equacionamentos de modelagem e controle dos conversores envolvidos no sistema, bem como o desenvolvimento do *phase shedding* e do *auto-interleaving* e a exibição dos resultados obtidos.

Keywords: Phase Shedding; Auto-Interleaving; BESS; Battery Energy Storage Systems; Bidirectional converter; Interlaced Converter; Lead Acid Battery; Two-stage d.c/a.c Converter.

Palavras-chaves: Phase Shedding; Auto-Interleaving; Sistemas de Armazenamento de Energia em Baterias; Conversor Bidirecional; Conversor Entrelaçado; Bateria de Chumbo-Ácido; Conversor c.c/c.a de dois Estágios.

1. INTRODUÇÃO

De acordo com o Anuário Estatístico de Energia Elétrica de 2021, a capacidade instalada de geração de energia no Brasil sofreu uma expansão durante o ano de 2020, sendo que na geração fotovoltaica houve um aumento de 32,9% na potência instalada em relação a 2019 (EPE, 2020). No entanto, a matriz energética do país permanece

concentrada nas hidrelétricas e, em momentos de escassez hídrica, a geração elétrica brasileira apresenta dificuldades de atender a demanda. Além disso, a expansão de 24% do desmatamento no primeiro semestre de 2020 - comparado ao mesmo período do ano de 2019 - impacta diretamente a geração hidráulica do país e, conseqüentemente, a população pode enfrentar de racionamentos de energia e apagões (Beatriz, 2020; Sodré and Pamplona, 2021). Nesse sentido, para garantir o abastecimento energético e minimizar os problemas causados pelas gerações intermitentes, a produção de energia elétrica deve ser diversificada utilizando fontes de energia sustentáveis e confiáveis. Desse modo, os sistemas de armazenamento de energia em baterias (BESS, do inglês "Battery Energy Storage Systems") vêm

* O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) - Código de Financiamento 001, da Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais (FAPEMIG) através do projeto APQ-01187-18, do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPQ) através do projeto 408059/2021-4 e do projeto P&D CEMIG/ANEEL D722.

ganhando notoriedade em função da exigência de uma fonte de energia despachável; da elevada penetração de geração fotovoltaica e eólica no mundo e da redução de custos das tecnologias de baterias. Adicionalmente, é possível por meio do BESS a realização de vários serviços com o objetivo de auxiliar a rede elétrica, como: os serviços ancilares para garantir a estabilidade e segurança da rede, os serviços de infraestrutura que tem como função auxiliar as estruturas de transmissão e distribuição de energia elétrica, ou os serviços de gestão de energia do cliente, garantindo a qualidade de energia entregue ao consumidor final (Xavier, 2020; REN21, 2020). Assim, controlar o fluxo de potência e compreender quando é necessária a utilização de um número elevado de células do conversor, tornou-se uma necessidade para que os sistemas de armazenamento de energia sejam mais eficientes (Dai et al., 2019).

Por isso, as técnicas de *phase shedding* surgem com o intuito de realizar a ativação e o desligamento dos conversores entrelaçados do BESS, de modo a otimizar a eficiência do conjunto (Borres et al., 2019; Costabeber et al., 2009). Nessa perspectiva, várias técnicas são estudadas com o intuito de identificar e auto-sincronizar a configuração que maximiza a potência aproveitada do sistema. Os métodos mais utilizados consideram para a decisão do número de conversores adotados os atributos de potência (Baek et al., 2016), corrente (Lin et al., 2015; Tsai et al., 2011), temperatura (Su and Liu, 2013) e ciclo de trabalho (Costabeber et al., 2009). Como método de comutação entre os circuitos, utilizam-se tabelas numéricas para a busca de pontos de operação, mapas de estado ou equacionamentos algébricos (Su and Liu, 2013; Baek et al., 2016). Além disso, as técnicas de *phase shedding* vêm sendo projetadas para a utilização em sistemas modulares, de modo a permitir maior flexibilidade dos conversores em função do nível de potência necessário e o *ripple* admissível (Cousineau et al., 2021; Jr et al., 2018).

Assim, esse estudo se propõe a desenvolver uma técnica para aumentar a eficiência de um conversor BESS, utilizando uma estratégia de *phase shedding* distribuído e com comunicação apenas com os módulos vizinhos, a fim de obter uma implementação modular e bidirecional. Para isso, elabora-se a modelagem e controle dos conversores envolvidos no BESS, de modo a permitir o processo de carga e descarga das baterias de chumbo-ácido. Além disso, desenvolve-se uma estratégia de *phase shedding* aplicada a um conversor c.c/c.c com três conjuntos entrelaçados, de modo a obter uma implementação modular e de fácil expansão no número de conjuntos. Ressalta-se que diferente das técnicas propostas por Cousineau et al. (2021) e Jr et al. (2018), esse projeto associa a utilização das duas técnicas e amplia a aplicabilidade do *Auto-Interleaving* ao remover a limitação do número de células mínimas.

O texto é organizado da seguinte maneira. Na segunda seção, detalha-se as partes componentes do conversor utilizado, exibindo-se os parâmetros da montagem experimental na qual a simulação se baseia e as técnicas de controle escolhida para os conversores. Na terceira seção são apresentadas as estratégias de *phase shedding* e *auto-interleaving* escolhidas e as suas peculiaridades. Na quarta seção são apresentados os resultados obtidos por simulação. Por fim, na quinta seção, destacam-se as principais contribuições e conclusões obtidas.

2. SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

A implementação do sistema de armazenamento de energia dispõe de um conversor c.a/c.c de dois estágios, utilizando como chave semicondutora o IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), estruturado conforme a Figura 1. É válido ressaltar que essa implementação apresenta um conversor c.c/c.a em cascata com três células c.c/c.c que estão conectadas ao mesmo banco de baterias. Operando um conversor bidirecional, têm-se o intuito de realizar duas ações: carregar do banco de baterias a partir da energia proveniente da rede e injetar energia na rede oriunda do banco de baterias. Ademais, pode-se destacar a presença de um *chopper* para garantir a proteção de sobretensão no barramento c.c. Assim, em função da energia necessária na rede e da sua condição de carga, o conversor altera o seu modo de operação a fim de atender as demandas de potência e os serviços ancilares (Xavier, 2020).

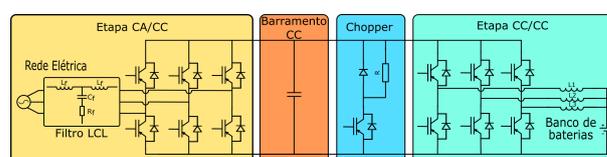


Figura 1. Estrutura do conversor c.a/c.c de dois estágios. Fonte: Autoria própria.

Nessa perspectiva, divide-se o conversor em duas partes de acordo com a sua função. O estágio c.c/c.a é formado por três braços do conversor, ligados a um filtro passa-baixas, com a função de realizar a conversão bidirecional entre a corrente contínua do barramento c.c e a corrente alternada da rede elétrica. O filtro utilizado é do tipo LCL e tem como objetivo a atenuação das altas frequências provenientes da ação de chaveamento do conversor (Liserre et al., 2005; da Silva, 2020b). Desse modo, a operação como retificador PWM realiza, por meio da conversão c.a/c.c, a extração de potência da rede para o carregamento do banco de baterias. Por sua vez, a operação como inversor efetua, através da conversão c.c/c.a, a retirada da energia presente no barramento c.c e injeção na rede elétrica conforme as condições operacionais de tensão e frequência.

O estágio c.c/c.c é formado por três braços do conversor conectados em paralelo que atuam como elevadores ou abaixadores de tensão. A utilização desse conversor multicelular, conforme visto na Figura 1, tem como objetivo atenuar os *ripples* presentes na tensão e corrente de entrada e saída, melhorando a eficiência e confiabilidade dos conversores, além de reduzir o custo e o volume ocupados pelos indutores (Jantharamin and Zhang, 2009). Desse modo, esses braços do conversor operam de dois modos. Na operação como *boost* realiza a conversão c.c/c.c elevadora de tensão, removendo a energia presente nas baterias. Ressalta-se que o nível de tensão do barramento c.c deve ser pelo menos $\sqrt{2}$ vezes maior que a tensão de fase da rede RMS, visto que está sendo utilizado um modulador SVPWM (Hava et al., 1999). Já a operação como *buck* realiza a conversão c.c/c.c abaixadora de tensão, injetando a potência proveniente da rede nas baterias e atendendo aos devidos critério de carregamento das mesmas. Ressalta-se que a operação do conversor c.a/c.c de dois estágios com fluxo de potência para as baterias não será tratado nesse projeto, mas que sua implementação pode ser feita com uma ampliação dos conceitos apresentados.

Para a realização dos estudos, implementou-se em simulação no *software Simulink*, desenvolvido pela companhia *MathWorks*, o sistema de armazenamento de energia em baterias. Assim, utilizou-se como referência os atributos projetados e montados em um protótipo de um BESS de 10kVA no laboratório de Geração de Energia Elétrica da Unifei, Campus Itabira. O sistema de armazenamento modelado é composto por baterias de chumbo ácido, sendo formado por 12 baterias estacionárias em série, que possuem capacidade de fornecimento de 240Ah e tensão de operação de 12V, totalizando uma tensão de 144V no banco de baterias. As principais características do conversor BESS são expostas na Tabela 1.

Tabela 1. Parâmetros do sistema

Conversor	Parâmetros	Valor
c.a/c.c	Potência máxima (P_N)	10kVA
	Tensão nominal c.a (V_N)	220V
	Frequência fundamental (f_{rede})	60Hz
	Frequência de chaveamento ($f_{sw,c.a/c.c}$)	15kHz
	Tensão c.c nominal (V_{CC})	400V
	Indutância do filtro (L_{f1} , L_{f2} e L_{f3})	2mH
	Resistência do indutor (R_1 , R_2 e R_3)	0,015Ω
	Capacitância do filtro (C_f)	20μF
Resistência de amortecimento (R_f)	1,8Ω	
c.c/c.c	Frequência de chaveamento ($f_{sw,c.c/c.c}$)	15kHz
	Indutância média (L)	3,850mH
	Resistência média dos indutores (r_L)	82.5mΩ
	Tensão de baterias nominal (V_{BB})	144V

2.1 Modelagem dos Conversores

Para analisar o comportamento do conversor c.c/c.c, simplifica-se a estrutura em apenas a parcela que tem contato direto com o banco de baterias, vista na Figura 2. Ressalta-se que o sistema é composto por três conversores c.c/c.c que operam de modo entrelaçado e com controle independente, sendo denominados cada um como uma célula. Para obter o controlador de corrente do modo *boost*, busca-se um modelo que relacione a corrente dos indutores com o ciclo de trabalho (d), variável pela qual se atua na modulação PWM a fim de obter a saída desejada. Já para as malhas externas de potência, deseja-se uma equação que modele o comportamento da variável de interesse em função da corrente dos indutores (Ogata, 2011; da Silva, 2020a).

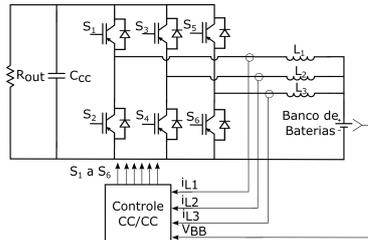


Figura 2. Estrutura do conversor c.c/c.c.

Fonte: Autoria própria.

Desse modo, realiza-se a modelagem do conversor em espaço de estados para as duas situações possíveis: chave aberta e chave fechada. Operando como elevador de tensão, a potência proveniente das baterias é destinada para o barramento c.c. Por meio do circuito elétrico equivalente, formula-se as equações diferenciais e se define os espaços de estados que representam a dinâmica do sistema (da Silva, 2020a; Jantaramin and Zhang, 2009). Desse modo, o espaço de estados médio resultante é visto em (1), tal que, R_{o2} é a resistência equivalente na potência nominal desejada, C_{cc} é a capacitância do barramento c.c, L é a

indutância de cada um dos braços do conversor c.c / c.c, D é o ciclo de trabalho para a condição nominal de operação, P_{BB} é a potência nominal do modo *boost*, i_L é a corrente no indutor, v_c é a tensão no capacitor e v_{bb} é a tensão no banco de baterias.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_L/L & -D'/L \\ D'/C_{cc} & -1/R_{o2}C_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} v_{bb} \quad (1)$$

$\forall R_{o2} = V_{CC}^2/P_{BB}, D' = 1 - D$

Assim, as funções de transferência do modelo de pequenos sinais são dadas em (2) e (3), de modo a relacionar a corrente com o ciclo de trabalho e a potência com a corrente. Vale ressaltar que, para a modelagem de potência, utiliza-se a malha fechada do controlador de corrente, a função de transferência da planta e um ganho de conversão de corrente para potência, tal que $C_{mcboost}$ é o compensador adotado para a malha de corrente e V_{BB} é tensão nominal do banco de baterias. Destaca-se que a dinâmica é linearizada na tensão nominal do banco de baterias (V_{BB}).

$$G_{mcboost}(s) = \frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{V_{BB}(R_{o2}C_{cc}s+2)}{D'[R_{o2}LC_{cc}s^2+Ls+R_{o2}D'^2]} \quad (2)$$

$$G_{mpboost}(s) = \frac{P_{BB}(s)}{i_L(s)} = \frac{C_{mcboost} \cdot G_{mcboost}}{1+C_{mcboost} \cdot G_{mcboost}} \cdot K_{Pbb} \quad (3)$$

$\forall K_{Pbb} = V_{BB}$

Já para o entendimento do funcionamento da parcela c.a / c.c, simplifica-se a estrutura na forma vista na Figura 3, de forma que dependendo do sentido de potência desejado, a chave seletora é simbolicamente alterada. Por mais que existam duas formas de operação, a dinâmica do sistema é expresso por apenas um modelo, tendo em vista que a dinâmica dos dois processos é idêntica e que se modifica somente o sentido do fluxo de potência. Por meio do diagrama monofásico do filtro LCL, obtém-se as equação diferencial da conexão do conversor na rede. Ressalta-se que o capacitor é desconsiderado na análise, tendo em vista que, para a frequência da fundamental, seus efeitos são reduzidos. Utilizando as transformações de referencial para o referencial síncrono e a transformada de Laplace nessas componentes, realiza-se o desacoplamento entre as malhas por meio de uma ação *feedforward* (Teodorescu et al., 2007; da Silva, 2020b). Desse modo, obtém-se (4), tal que R_{eq} é a somatória das resistências dos indutores de um braço do filtro, L_{eq} é a somatória das indutâncias de um braço do filtro, I_d é a corrente de eixo direto, I_q é a corrente de quadratura, V_{gd} é a tensão de eixo direto no ponto de acoplamento comum (PAC), V_{gq} é a tensão de quadratura no PAC, V_d e V_q são as tensões sintetizadas pelo conversor no eixo direto e de quadratura (da Silva, 2020a). Com isso, tem-se igualmente as funções de transferência da corrente de eixo direto e quadratura vistas em (5).

$$V_d(s) = R_{eq}I_d(s) + sL_{eq}I_d(s) - \omega_g L_{eq}I_q(s) + V_{gd}(s) \quad (4)$$

$$V_q(s) = R_{eq}I_q(s) + sL_{eq}I_q(s) + \omega_g L_{eq}I_d(s) + V_{gq}(s)$$

$$G_{mc_d}(s) = \frac{I_d(s)}{V_d(s)} = G_{mc_q}(s) = \frac{I_q(s)}{V_q(s)} = \frac{1}{R_{eq}+sL_{eq}} \quad (5)$$

Para obter o comportamento da malha de tensão do barramento c.c, considera-se a corrente proveniente das baterias como um distúrbio do sistema e que há uma conversão de potência c.a em c.c, equacionada pelo ganho visto na Equação (6), tal que i_{cc} é a corrente que flui para o conversor, ou seja, a corrente proveniente das baterias, menos o valor que flui pelo barramento c.c (Tremblay et al., 2007). Desse modo, a função de transferência é modificada para possibilitar o controle, adotando a forma vista em (7).

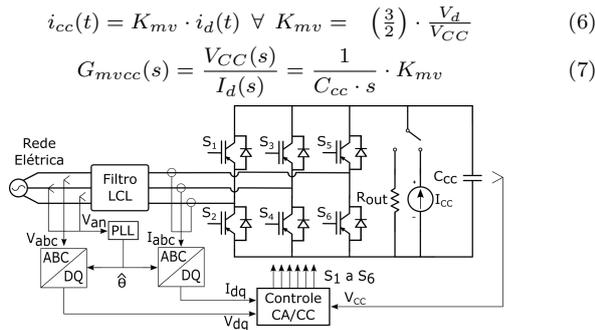


Figura 3. Estrutura do conversor c.a / c.c.
Fonte: Autoria própria.

Já no controle da potência reativa, modela-se o comportamento do sistema linearizando a tensão para V_d em condição nominal e utilizando a função de transferência da malha fechada do sistema com os controladores de corrente (da Silva, 2020a; Tremblay et al., 2007). Desse modo, a função de transferência resultante é dada em (8), tal que K_{pcCA} e K_{icCA} são os ganhos dos controladores de corrente do conversor c.c / c.a e Q é a potência reativa.

$$G_{m,Q}(s) = \frac{Q(s)}{I_q(s)} = (3/2) \cdot V_{gd} \cdot \frac{\left(K_{pcCA} + \frac{K_{icCA}}{s} \right) G_{mcq}(s)}{1 + \left(K_{pcCA} + \frac{K_{icCA}}{s} \right) G_{mcq}(s)} \quad (8)$$

Utiliza-se a técnica *Dual Second Order Generalized Integrator - Phase Locked Loop* (DSOGI-PLL) para obter o sincronismo angular entre as tensões da rede elétrica e o conversor (Rodríguez et al., 2006). Ressalta-se que a DSOGI-PLL é escolhida em função da elevada distorção harmônica observada na rede elétrica da instituição em que o protótipo está instalado, em que se observa uma taxa de distorção harmônica de 3.92% na tensão de linha, sendo composto por cerca de 3.84% de 5° harmônico. O método apresenta elevado desempenho e permite o sincronismo com a tensão de sequência positiva, mesmo em casos de acentuado desequilíbrio e distorções harmônicas (Prakash et al., 2019; Chung, 2000).

2.2 Controle dos Conversores

O controle do conversor em modo *boost* é realizado a partir das Equações (2) e (3), considerando a estrutura vista na Figura 4, tal que para a variável controlada pela malha externa é a potência oriunda das baterias (P_{bb}), sendo descrita por (9), em que as correntes medidas em cada uma das células é definida como I_{L1} , I_{L2} e I_{L3} . Vale salientar que nessa montagem se desconsidera os efeitos de desequilíbrio de corrente entre as células.

$$P_{bb} = V_{BB} \cdot (I_{L1} + I_{L2} + I_{L3}) \quad (9)$$

Para os ganhos dos controladores de corrente, utiliza-se o projeto por lugar das raízes e, para a potência, opta-se pela técnica de resposta em frequência, resultando nos parâmetros mostrados na Tabela 2. Destaca-se que esses critérios de projeto são obtidos por meio de simulações do sistema em programa computacional, com o intuito de serem os valores que garantem o distanciamento das frequências das malhas e minimizam critérios de sobressinal e tempo de acomodação. Evidencia-se que são utilizados como critérios de projeto um sobressinal de 1% e 0% e um tempo de acomodação de 5ms e 71,40ms para a corrente e potência, respectivamente.

Já para o controle do lado c.a, utiliza-se o diagrama visto na Figura 5, composta tanto pela parcela realizada pelo

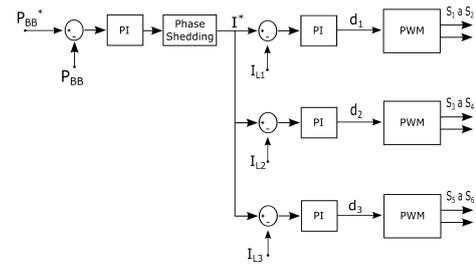


Figura 4. Estrutura de controle conversor c.c/c.c.
Fonte: Autoria própria.

Tabela 2. Parâmetros dos controladores.

Modo	Operação	Parâmetros	Valor
Boost	Corrente	$K_{pcboost}$	0,0160 A ⁻¹
		$K_{icboost}$	9,2623 s/A
	Potência	$K_{pPboost}$	0,0024 μA/W
		$K_{iPboost}$	0,6316 As/W
c.c/c.a	Corrente	K_{pcCA}	2,9751 V/A
		K_{icCA}	214,8849 Vs/A
	Tensão do barramento	K_{pvccCA}	0,0606 A/V
		K_{ivccCA}	0,4038 As/V
	Potência	K_{pQCA}	0,20621 μA/VAr
	Reativa	K_{iQCA}	0,0194 As/VAr

controle, quanto pelas componentes de *feedforward*, transformadas e modulação SVPWM. A partir do conjunto de Equações (5) e alocando o zero do controlador de forma a anular o pólo da planta. Para o controle da tensão do barramento, utiliza-se a Equação (7), por meio do qual se compara o denominador com a equação característica de um sistema de segunda ordem. Já para obter ganhos do controlador de potência reativa, utiliza-se a Equação (8) considerando o controlador de corrente como um ganho unitário e se adicionando um compensador de modo que o zero do controlador PI cancele o pólo da malha fechada de corrente. Os parâmetros do controlador do conversor c.a/c.c são apresentados na Tabela 2.

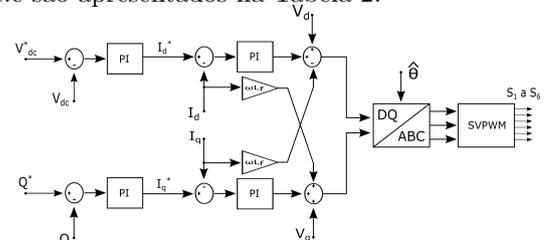


Figura 5. Estrutura de controle conversor c.a/c.c.
Fonte: Autoria própria.

3. COMPARTILHAMENTO DE CARGA MODULAR

Com a utilização de múltiplas células conectadas, há uma variação da eficiência que é diretamente proporcional ao número de células utilizadas. Em condições de potência elevada as perdas por condução são predominantes, sendo proporcionais ao quadrado do pico da corrente, de modo que ao ampliar o número de células se reduz as perdas desse tipo. Porém, quando se trata da operação com níveis de potência reduzido, outras características se tornam mais proeminente, como as perdas por chaveamento, nos circuitos de *gate drive* e por correntes circulantes. Assim, as estratégias de *phase shedding* buscam formas de otimizar o número de células utilizadas, de modo a obter a máxima eficiência (Arshadi et al., 2017; Su and Liu, 2013).

Desse modo, propõe-se a implementação de uma estratégia de *phase shedding* modular, permitindo que apenas com

medições do próprio módulo e dos adjacentes, o sistema seja capaz de realizar a auto intercalação das portadoras e o devido balanceamento das correntes entre os conjuntos. Ressalta-se que o sistema deve ser capaz de realizar a ativação e desligamento seletivo dos módulos em função da condição de potência solicitada pela malha externa. Para a montagem desse sistema, considera-se uma topologia de comunicação *daisy-chain*, de forma que haja um dos conversores operando como "mestre", controlando a malha externa de controle e transmitindo para os demais módulos, denominados como "escravos", qual a referência de corrente a ser adotada em cada um dos conjuntos.

3.1 Phase Shedding

Considerando a utilização da estrutura *daisy-chain*, os conversores não possuem dados a cerca da potência total fluindo pelo sistema. Assim, a estratégia de *phase shedding* escolhida é abordada por Cousineau et al. (2021) e consiste na adoção dos valores de corrente máxima e mínima que mantenham critérios de alta eficiência do sistema.

Com a obtenção dos dados simulacionais do comportamento da eficiência dos conversores *c.c/c.c* em função do número de fases utilizadas, define-se como a eficiência mínima (ρ_{min}) o ponto de cruzamento das curvas para um e dois conjuntos. Analisando a curva da eficiência de apenas um módulo em função da corrente, tem-se os pontos em que se apresenta a eficiência mínima demarcados como transições de estado do sistema, $I_{efic_{min}}$ e $I_{efic_{max}}$; Ressalta-se que o processo de obtenção das perdas não é o enfoque do projeto, que tem como objetivo o estudo da estratégia de *phase shedding* modular. Assim, os módulos realizam as medições de correntes locais e podem constatar a necessidade de realizar o acoplamento ou desacoplamento de conjuntos. Durante o processo de ativação, conforme visto na Figura 6a, ao atingir a corrente máxima selecionada ($I_{efic_{max}}$), o primeiro conversor disponível para habilitação é ligado assumindo parte da carga e, se necessário, os demais módulos são acionados depois do devido tempo resguardado. Ressalta-se que o *delay* entre o tempo de ativação e a permissão para que o módulo se desative (Δt_1) é definido por (10), representando o tempo de obtenção de comportamento em regime permanente, tal que L_1, L_2 e L_3 são as indutâncias das células do conversor *c.c/c.c* e R_1, R_2 e R_3 são suas respectivas resistências.

$$\Delta t_1 = 5 \cdot \tau = 5 \cdot \frac{L}{R_{ph}} \quad (10)$$

$$L = (L_1 + L_2 + L_3)/3; R_{ph} = R_{on} + (R_1 + R_2 + R_3)/3$$

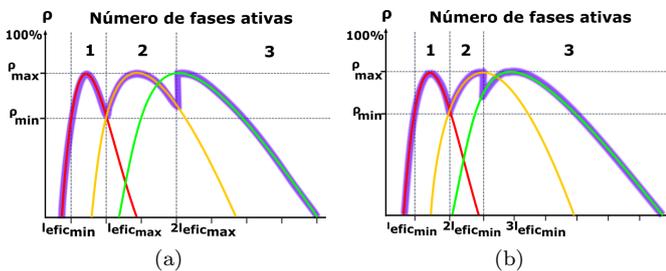


Figura 6. Estimativa da eficiência do conversor *c.c/c.c*.
(a) Ativação de fases. (b) Desativação de fases.

Fonte: Autoria própria baseado em (Cousineau et al., 2021).

Já quando se trata da desativação de módulos, conforme visto na Figura 6b, ao atingir $I_{efic_{min}}$ o último módulo ativo é desligado passando a sua carga para os demais conjuntos. Para evitar o efeito de desativação em cascata há a implementação de um resguardo de tempo entre a desativação dos módulos e o *bypass* do conversor (Δt_2),

conforme visto em (11). Ressalta-se que a implementação dessa técnica não garante a máxima eficiência em todos os pontos, porém o sistema é modular e apresenta alta facilidade para expansão, menor dependência entre os módulos, facilidade para realização de manutenções e maior aplicabilidade comercial, de modo a justificar essa implementação e garantir o funcionamento parcial do sistema mesmo frente a problemas no equipamento (Jr et al., 2018; Cousineau et al., 2021; Silva, 2017).

$$\Delta t_2 = \tau \cdot \ln \left(1 + \frac{I_{efic_{min}} R_{ph}}{V_{out}} \right) \quad (11)$$

3.2 Auto-Interleaving

Para que os conversores sejam utilizados de modo ótimo, deve-se defasar igualmente as portadoras entre as células ativas, minimizando assim os *ripples* das variáveis elétricas. Com a utilização de uma estrutura *daisy-chain*, para que os conversores possam obter a defasagem angular desejada (Θ_n), considera-se que o conjunto tenha acesso ao ângulo atual dos módulos adjacentes (Θ_{n-1} e Θ_{n+1}), conforma visto na Figura 7 (Jr et al., 2018). Desta maneira, o módulo local realiza a computação de seu ângulo atual em função dos observados nas proximidades, utilizando o equacionamento visto em (12). Salienta-se que para essa análise deve-se considerar que os ângulos apresentam equidistâncias circular, ou seja, considera-se o menor trajeto de deslocamento de Θ_n para encontrar Θ_{n+1} e Θ_{n-1} , podendo adotar a adição ou subtração de 360° para minimizar esse trajeto. Além disso, o valor da constante K_p pode ser modificada para garantir a estabilidade e alterar a velocidade de convergência do método, sendo adotado 0,4 como um ponto que apresenta bons resultados em simulação.

$$\begin{aligned} \Theta_n^{k+1} &= \Theta_n^k + K_p \cdot |\Delta \Theta_{n-1}^k + \Delta \Theta_{n+1}^k| \\ K_p &= +0.4 \quad \forall \Delta \Theta_{n-1}^k < \Delta \Theta_{n+1}^k \\ K_p &= -0.4 \quad \forall \Delta \Theta_{n-1}^k > \Delta \Theta_{n+1}^k \end{aligned} \quad (12)$$

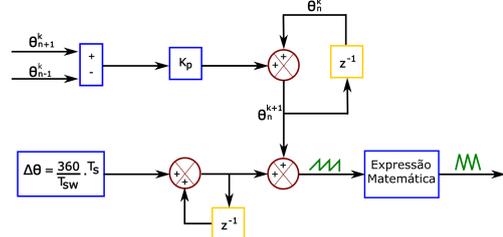


Figura 7. Diagrama para a geração local de portadoras.
Fonte: Autoria própria baseado em (Jr et al., 2018).

Conhecendo-se as frequências de operação e o comportamento dos módulos adjacentes, o sistema é capaz de se auto entrelaçar permitindo uma implementação modular e de fácil expansão em número de módulos. Evidencia-se que durante a inicialização de um novo conversor no sistema, ele é inicializado no ponto médio do ângulo entre os conversores dos conversores adjacentes. Além disso, há a utilização da expressão matemática descrita por (13) que é responsável por modificar a representação angular de 0° a 360° para forma de onda triangular que é mais adequada ao controle dos conversores. Tal que Θ_{in} é o ângulo inserido na função e y_{out} é a triangular utilizada para a modulação PWM.

$$\begin{cases} y_{out} = \Theta_{in} & \forall \Theta_{in} < 180 \\ y_{out} = 360 - \Theta_{in} & \forall \Theta_{in} > 180 \end{cases} \quad (13)$$

4. RESULTADOS

4.1 Phase Shedding

Na implementação do *phase shedding*, o primeiro passo é realizar o levantamento das curvas de eficiência do conversor para o sistema operando com 1 a 3 células, visto na Figura 8a, que é obtida por meio da simulação de uma gama de pontos de corrente e analisando as perdas observadas nas chaves do conversor. Destaca-se que esse

resultado é obtido por meio da simulação das dinâmicas de perdas do conversor. A partir desses dados, constata-se que o valor de $I_{efic_{min}}$ é de $0,746A$ e $I_{efic_{max}}$ é de $1,467A$, ambos associados a uma eficiência mínima (ρ_{min}) de $88,26\%$ e uma eficiência máxima (ρ_{max}) de $89,375\%$. Destaca-se que para a obtenção das curvas de eficiência do conversor são consideradas as perdas por chaveamento e condução dos IGBTs e diodos, para cada uma das configurações possíveis. Ademais, ressalta-se que as perdas na indutância não são consideradas, pois o projeto não tem enfoque no cálculo dessas perdas, e sim, nas dinâmicas envolvidas no *phase shedding*. Além disso, definiu-se os tempos de *delay* por meio de (10) e (11), como $119760,47\mu s$ e $10,35\mu s$, respectivamente para Δt_1 e Δt_2 .

Assim, realiza-se a elevação da potência solicitada ao conversor em uma rampa que eleva $1000W$ em $0,5s$, conforme visto na Figura 8b, de modo que a malha externa defina a corrente que será necessária para as células. Enfatiza-se que a referência de potência é selecionada com intuito de impor ao conversor c.c/c.c condições que o levem a realizar as ativações e desativações de células e garantir uma boa visualização das dinâmicas. Com o aumento da corrente solicitada, às células são ativadas de modo seletivo, conforme visto na Figura 8c. Ressalta-se que quando uma célula observa as correntes dos módulos laterais maiores que $I_{efic_{max}}$, ela se ativa para manter o sistema em uma faixa de alta eficiência. Analogamente, ao observar $I_{efic_{min}}$ nos módulos laterais, a célula se desativa respeitando os *delays* de ativação e de desativação estabelecidos por (10) e (11).

Desse modo, observa-se que o conversor opera próximo ao ponto de máxima eficiência do sistema. No entanto, cabe ressaltar que devido a quantidade reduzida de informação visível para cada célula, o conversor c.c/c.c não opera sempre na condição de máxima eficiência global, mas se mantém em uma elevada eficiência em função da técnica implementada. Ou seja, devido ao fato do módulo não possuir informações a cerca da corrente total que flui por todos as células, estipula-se pontos de elevada eficiência em que é feita a desativação e o acionamento dos módulos. Para corroborar esse fato, traça-se as curvas de eficiência do conversor relacionada a ativação e o desligamento de células, vistas nas Figuras 8d e 8e. Com a atuação dos controladores de corrente, observa-se que as razões cíclicas das células são semelhantes, se distinguindo apenas em função das pequenas diferenças de indutância entre os braços, conforme visto na Figura 8f. Outra observação a ser feita é o impacto da conexão e desconexão de novas células na malha externa, conforme observado nas Figuras 8g e 8h. Destaca-se que a duração desse distúrbio é pequena, cerca de $2,5ms$ para um desvio de $90,93W$ na elevação no número de células, e, aproximadamente, $9,34ms$ para um desvio de $88,79W$ no desligamento de um braço do conversor, não impactando significativamente o funcionamento geral do sistema.

Outro atributo a ser analisado é o impacto de uma solicitação rápida de carga. Para isso, utiliza-se uma rampa que eleva $1000W$ em $0,1ms$, em que se observa o comportamento visto nas Figuras 9a e 9b, no qual se percebe que mesmo com a elevação da corrente muito acima $I_{efic_{max}}$, cerca de $3,945A$, as demais células só assumem a corrente após o tempo de computação dos dados e do *start up* das

células. Ressalta-se que devida a rápida variação da carga solicitada, a potência eleva-se consideravelmente antes que as células adicionais sejam ativadas, causando assim a injeção de uma potência maior que a solicitada em $306,6W$ por $20,57ms$ quando isso ocorre. Enfatiza-se também que quando o conversor opera com uma potência elevada e não há mais células para serem alocadas, a corrente dos módulos será maior que $I_{efic_{max}}$, pois nessas condições o sistema irá operar com o intuito de fornecer a potência solicitada, mesmo que para isso a eficiência não esteja nos limites de ρ_{min} e ρ_{max} .

4.2 Auto-Interleaving

Para a implementação da técnica de *auto-interleaving*, considera-se que os ângulos apresentam equivalentes com os seus pares deslocados em 360° . Assim, implementa-se a técnica de modo a computar o menor caminho possível para obter o ângulo desejado. Implementa-se por meio de simulação um sistema com seis células, de modo a comprovar o funcionamento da técnica e evidenciando que as alterações aplicadas ao projeto proposto por Jr et al. (2018) removem as limitações de número mínimo de células, ampliando as aplicações dessa técnica. Nesse procedimento, a cada $0,4ms$ uma célula é inicializada sequencialmente até que as 6 estejam ativas, tendo seu ângulo realocado em função do posicionamento dos ângulos laterais, conforme visto na Figura 8i, com tempo de amostragem de $1,042\mu s$ para o *auto-interleaving* e a geração da portadora. Dessa forma, após um transitório relativamente curto, abaixo de $200\mu s$, o sistema se estabiliza no ponto desejado.

Para melhor compreensão dos resultados da Figura 8i, na Tabela 3 estão mostrados os ângulos normalizados de 0 a 360 em função do número de células ativas. Ressalta-se que o tempo de acomodação exibido é o tempo para a reorganização das fases com a inserção de novas células. Além disso, o ângulo demonstrado é o valor em regime para cada célula adicionada, sendo representado em verde os módulos ativos.

Tabela 3. Reorganização dos ângulos para a inserção de novas fases, limitado de 0 a 360° .

		Células Ativas					
		1	2	3	4	5	6
Ângulo [$^\circ$]	Θ_0				180		
	Θ_1	0	0	60	90	252	240
	Θ_2	0	0	300	0	324	300
	Θ_3	0	0	0	270	36	360
	Θ_4	0	0	0	0	108	60
	Θ_5	0	0	0	0	0	120
Tempo de estabilização [μs]		0	0	15,634	79,683	156,884	49,721

5. CONCLUSÃO

Nesse trabalho, foi apresentado um estudo sobre o funcionamento dos sistemas de armazenamento de energia por baterias (BESS). Para isso, foi desenvolvido a modelagem matemática dos conversores utilizados, bem como uma lógica de controle para operar o sistema. Além disso, foi realizada a montagem em simulação do conversor, correspondendo a um protótipo de $10kVA$, obtendo-se dados acerca do funcionamento do conversor operando com uma estratégia de *phase shedding* modular e *auto-interleaving*. Ademais, torna-se evidente que as implementações modulares possibilitam maior flexibilidade de projeto dos conversores para os sistemas de armazenamento de energia

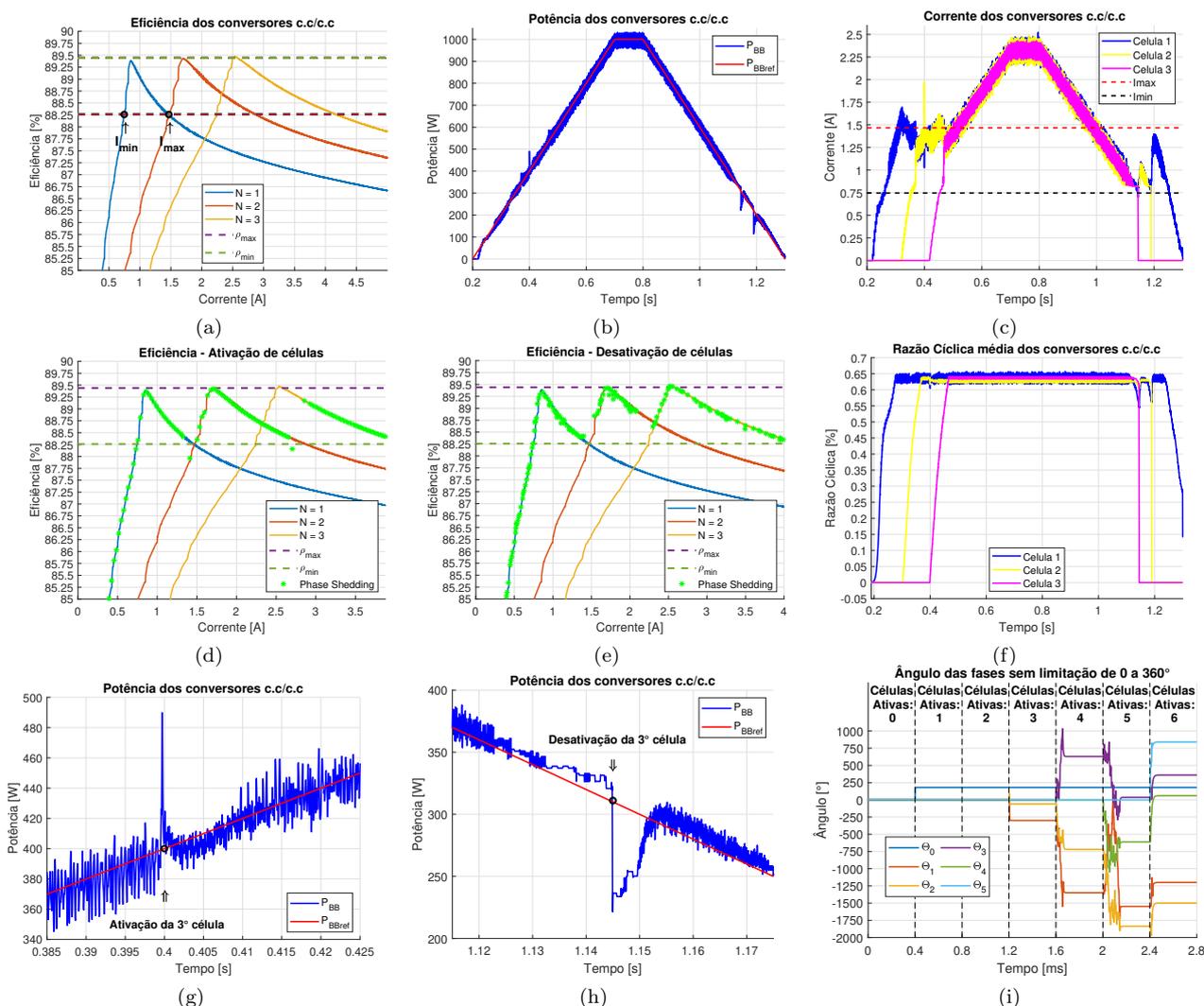


Figura 8. Resultados obtidos por simulação. (a) Eficiência do conversor c.c./c.c. (b) Potência nas células. (c) Corrente nas células. (d) Eficiência para a ativação de células. (e) Eficiência para a desativação de células. (f) Razão cíclica observada. (g) Detalhamento de ativação. (h) Detalhamento de desativação. (i) Reorganização dos ângulos.

Fonte: Autoria própria.

em baterias e maior grau de confiabilidade do sistema, tornando necessária a ampliação dos estudos na área (Cou-sineau et al., 2021).

Por meio das simulações apresentadas se caracteriza o comportamento das perdas de um conversor multicelular, de modo a evidenciar a necessidade de uma estratégia de *phase shedding* para garantir que o sistema opere próximo do ponto de máxima eficiência. Concomitantemente a isso, constata-se que para que haja um sistema com *ripple* mínimo nas variáveis elétricas é necessário que as portadoras se distribuam igualmente no tempo, evidenciando que para uma implementação modular é crucial a utilização de uma técnica de *auto-interleaving* que garanta esse comportamento.

Assim, constata-se que o sistema proposto realiza uma operação no qual a eficiência global é mantida entre ρ_{min} e ρ_{max} durante o funcionamento em regime do conversor. Além disso, apenas em momentos de rápida variação de carga o sistema funcionará fora desses pontos, de modo a permitir que o conversor apresente uma eficiência global ótima, visto que a variação de carga da rede tende a não ser abrupta. Ademais, nesse estudo constata-se que a realocação angular das portadoras pode ser realizada em

sistemas modulares utilizando apenas o comportamento dos módulos laterais. Vale ressaltar que o processo de realocação ocorre de modo relativamente rápido, não impactando no comportamento do *phase shedding*.

REFERÊNCIAS

- Arshadi, S.A., Ordonez, M., Mohammadi, M., and Eberle, W. (2017). Efficiency improvement of three-phase llc resonant converter using phase shedding. In *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*.
- Baek, S.H., Lee, S.R., and Won, C.Y. (2016). A novel phase shedding control algorithm considering maximum efficiency for 3-phase interleaved boost converter. In *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, 427–431.
- Beatriz, R. (2020). Desmatamento na amazônia afeta fenômeno 'rios voadores' e pode alterar clima em outras regiões brasileiras. <https://g1.globo.com/am/amazonas/natureza/amazonia/noticia/2020/07/20/desmatamento-na-amazonia-afeta-fenomeno-rios-voadores-e-pode-alterar-clima-em-outras-regioes-brasileiras.ghtml>. (Acessado em 10/07/2021).
- Borres, B.A., Ardiente, I.L., Satur, J.R., Valiente, F., and Martinez, J. (2019). Performance evaluation of a two-phase interleaved transition mode boost converter power

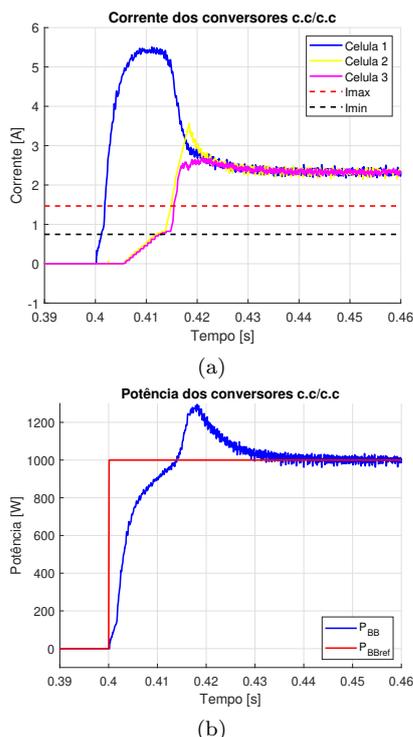


Figura 9. Resultados obtidos por simulação para elevação rápida de potência. (a) Corrente (b) Potência total. Fonte: Autoria própria.

factor correction with phase shedding. In *2019 IEEE 11th International Conference on Humanoid, Nanotechnology, Information Technology, Communication and Control, Environment, and Management (HNICEM)*.
Chung, S.K. (2000). A phase tracking system for three phase utility interface inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(3), 431–438.
Costabeber, A., Mattavelli, P., and Saggini, S. (2009). Fpga implementation of phase shedding with time-optimal controller in multi-phase buck converters. In *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2919–2924.
Cousineau, M., Monroy, M., Pol, W., Hureau, L., Aulagnier, G., Goyhenetche, P., Rolland, E., and Flumian, D. (2021). Decentralized phase shedding with low power mode for multiphase converter. *Energies*, 14, 6748.
da Silva, R.C. (2020a). *Estudo e Desenvolvimento de um Conversor Formador de Rede Multiterminal*. Master's thesis, Universidade Federal de Minas Gerais.
da Silva, R.C. (2020b). Inversor operando em modo isolado com compartilhamento de carga pelo controle droop. *Anais do XXIII Congresso Brasileiro de Automática*, 2(1), 431 – 441.
Dai, S., Liu, R., Li, Y., Shan, Z., and Wei, Y. (2019). Analysis of improved buck-boost converter based on graph theory. In *2019 IEEE 4th International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)*, 1–4.
EPE (2020). Anuário estatístico de energia elétrica 2021 ano base 2020. Technical report, Empresa de Pesquisa Energética, https://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-160/topico-168/Anu%C3%A1rio_2021.pdf. (Acessado em 17/03/2022).

Hava, A., Kerkman, R., and Lipo, T. (1999). Simple analytical and graphical methods for carrier-based pwnvsi drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*.
Jantharamin, N. and Zhang, L. (2009). Analysis of multiphase interleaved converter by using state-space averaging technique. In *2009 6th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, volume 01.
Jr, S., Ladoux, P., Cousineau, M., and Gregoire, L.A. (2018). Modular control with carrier auto-interleaving and capacitor voltage balancing for modular multilevel converters. *IET Power Electronics*, 12.
Lin, J.T., Hu, K.y., and Tsai, C.H. (2015). Digital multiphase buck converter with current balance/phase shedding control. In *TENCON 2015 - 2015 IEEE Region 10 Conference*, 1–5.
Liserre, M., Blaabjerg, F., and Hansen, S. (2005). Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(5), 1281–1291.
Ogata, K. (2011). *Engenharia de controle moderno*. Pearson Prentice Hall. ISBN 978-85-7605-810-6.
Prakash, S., Singh, J.K., Behera, R.K., and Mondal, A. (2019). Comprehensive analysis of sogi-pll based algorithms for single-phase system. In *2019 National Power Electronics Conference (NPEC)*, 1–6.
REN21 (2020). Renewables 2020 global status report. Technical Report ISBN 978-3-948393-00-7, Paris: REN21 Secretariat.
Rodríguez, P., Teodorescu, R., Candela, I., Timbus, A.V., Liserre, M., and Blaabjerg, F. (2006). New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*.
Silva, J.L.D. (2017). Design and control of a multicell interleaved converter for a hybrid photovoltaic-wind generation system. Université de Toulouse.
Sodré, E. and Pamplona, N. (2021). Medo de apagão provoca corrida por motores e geradores para térmicas - 03/07/2021 - mercado - folha. <https://www1.folha.uol.com.br/mercado/2021/07/medo-de-apagao-provoca-corrida-por-motores-e-geradores-para-termicas.shtml>. (Acessado em 10/07/2021).
Su, J.T. and Liu, C.W. (2013). A novel phase-shedding control scheme for improved light load efficiency of multiphase interleaved dc-dc converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(10), 4742–4752.
Teodorescu, R., Liserre, M., and Rodriguez, P. (2007). *Appendix A: Space Vector Transformations of ThreePhase Systems*, 355–362. Wiley–Blackwell.
Tremblay, O., Dessaint, L.A., and Dekkiche, A.I. (2007). A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicles. In *2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 284–289.
Tsai, C.S., Kuo, C.W., and Tsai, M.C. (2011). Design and implementation of a 16 phases dc/dc buck converter. In *2011 International Conference on Electric Information and Control Engineering*, 1277–1280.
Xavier, L.S. (2020). *A Comprehensive Analysis of Design and Performance of Power Converters for Battery Energy Storage Systems*. Ph.D. thesis, Universidade Federal de Minas Gerais.