

# Controle Híbrido Distribuído para uma Nanorrede CC <sup>\*</sup>

Gustavo Colpes Ribeiro<sup>\*</sup> Henrique Jank<sup>\*</sup>  
 Tiago Miguel Klein Faistel<sup>\*</sup> Mário Lúcio da Silva Martins<sup>\*</sup>  
 Luiz A.C. Lopes<sup>\*\*</sup>

<sup>\*</sup> Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, RS, (e-mails: gustavo.colpes@mail.ufsm.br hiquejank@gmail.com tiagofaistel@yahoo.com.br mariolsm@gmail.com).

<sup>\*\*</sup> Departamento de Engenharia Elétrica e Computação, Universidade de Concordia, Canadá, (e-mail: luiz.lopes@concordia.ca)

---

**Abstract:** This paper presents the control system for a DC nanogrid based on the DC Bus signaling. Each converter operation is described and its control system loops are designed. The Geometric Modulation approach is used in order to simplify the modeling and the inner current-control loop of the Non-inverting buckboost converters in use. The composite converter employed for the two buses interface is chosen so that a DCX converter is designed to operate in its more efficient operating point, meanwhile a series voltage regulator is operating in closed loop to provide full range regulation. Simulation results corroborate to the theoretical analyses.

**Resumo:** Este artigo apresenta o sistema de controle para uma nanorrede CC baseado na técnica de sinalização do barramento CC. A operação de cada conversor é descrita e suas malhas de controle são projetadas. A Modulação Geométrica é utilizada para simplificar a modelagem matemática e a malha interna de controle de corrente para os conversores Buck-Boost Não-Inversores utilizados. A estrutura composta para o conversor de interface é escolhida para que o conversor DCX seja projetado para operar em um ponto de operação mais eficiente e como regulador série de tensão para operar em malha fechada para fornecer regulação em toda a faixa de operação. Resultados de simulação corroboram as análises teóricas.

**Keywords:** DC Bus Signaling; composite converter; DC nanogrid; droop control; geometric modulation; Non-Inverting Buck-Boost Converter.

**Palavras-chaves:** Sinalização pela tensão do barramento CC; Conversor Composto; Nanorrede CC; controle *Droop*; Modulação Geométrica; Conversor *Buck-Boost* Não-Inversor.

---

## 1. INTRODUÇÃO

Geração distribuída (GD) de energia tem se mostrado vantajosa para integração de fontes renováveis de energia (FRE) (fotovoltaicas, eólicas, etc.) ao sistema elétrico, permitindo a cooperação destas para suprir um conjunto de cargas (cluster). Contudo, à natureza estocástica das FRE requer o armazenamento da energia excedente para o seu posterior aproveitamento, equilibrando oferta e demanda de modo a reduzir o impacto destes elementos rede elétrica, Nasir et al. (2019). Nos últimos anos, o conceito de microrrede tem sido estendido para sistemas de menor potência, incluindo residências e pequenos edifícios (na-

norredes) com pico de demanda inferior a 20 kW, Moraes and Lopes (2016).

Considerando que o sistema de armazenamento em baterias e boa parte das FRE operam em corrente contínua (CC), os sistemas GD em CC tornaram-se uma alternativa viável, Francés et al. (2018).

Aplicações residenciais caracterizam-se pelo regime de cargas altamente variável e diversificado incluindo desde até condicionadores de ar. Para atender este grande número de cargas, uma gama de reguladores de tensão é necessária. Deste modo, nanorredes residenciais são comumente concebidas como uma arquitetura multi-barramentos, como mostrado na Figura 1, Boroyevich et al. (2013). Nestes sistemas, as FRE são normalmente dimensionadas para suprir o valor médio da demanda de carga, enquanto o sistema de armazenamento atua como um *buffer* de energia, sendo dimensionado para equilibrar as diferenças de curto prazo entre a geração e demanda. O sistema de armazenamento pode combinar baterias e supercapacitores. As baterias são utilizadas devido à sua alta densidade de

---

<sup>\*</sup> O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001 e do Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia em Geração Distribuída (INCT-GD) - CNPq processo no. 465640/2014-1, 423405/2018-7, 425155/2018-8, 308776/2018-6; CAPES 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1.

energia enquanto que os supercapacitores, são usados para compensar flutuações bruscas de potência.

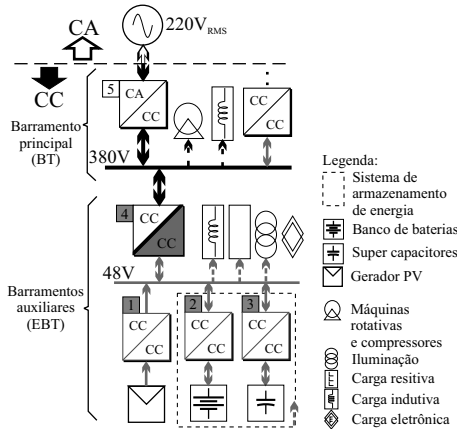


Figura 1. Nanorede residencial.

Uma estratégia conhecida de gerenciamento do fluxo de potência entre fontes e cargas, ambas sob regime estocástico, assegurando a máxima geração das FREs, é o agendamento das fontes por meio da técnica de controle de sinalização da tensão de barramento. Com o agendamento das fontes, o carregamento do sistema de armazenamento é controlada para ocorrer somente durante os períodos de excesso de geração, enquanto que a sua descarga ocorre durante a baixa geração. A estratégia de controle conhecida por sinalização do barramento CC (DBS - *DC-Bus Signaling*), é uma estratégia que usa o nível do barramento CC para transmitir informações de controle, Schonberger et al. (2006). Todos os conversores implementados na nanorede CC possuem dois modos de operação: Regulação de tensão do barramento de EBT utilizando a técnica de droop  $I \times V$ , ou limitação de corrente, sendo que a troca de modo é definida pelo DBS.

O presente artigo apresenta o gerenciamento do fluxo de potência para conversores e cargas conectadas a um barramento de extra baixa tensão, EBT (48V), de uma nanorede com dois barramentos, consistindo deste e de outro barramento de baixa tensão, BT (380V). Com a estratégia de agendamento das fontes, o sistema fotovoltaico é melhor aproveitado, operando com rastreamento de máxima potência na maior parte do tempo. A modelagem, o projeto e o desenvolvimento dos sistemas de controle de cada conversor são discutidos em detalhe.

## 2. DESCRIÇÃO DA NANOREDE CC

A estrutura da nanorede é representada na Figura 1. O barramento de BT faz a interface com a rede através de um conversor CA/CC bidirecional, indicado pelo número 5 no diagrama da Figura 1. Neste barramento são conectadas as cargas que demandam maior potência da nanorede como as cargas que empregam algum tipo de acionamento elétrico, tais como compressores. Além destas cargas, este barramento sustenta o barramento de EBT (48V) por meio do conversor de interface de barramento identificado pelo número 4. O barramento de EBT é responsável por fornecer energia a cargas de potências menores, como equipamentos eletrônicos e o sistema de iluminação.

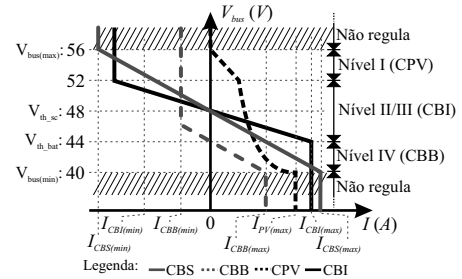


Figura 2. Sinalização do barramento EBT.

Um gerador PV é conectado através do conversor PV (identificado pelo número 1) ao barramento para suprir a demanda média de energia das cargas. Para auxiliar na regulação do barramento EBT um sistema de armazenamento híbrido de energia com baterias e supercapacitor é acoplado a cada barramento EBT por meio de conversores bidirecionais identificados no diagrama da Figura 1 pelos números 2 e 3, respectivamente. Um conversor de *interlink*, identificado pelo número 4, é utilizado para gerenciar o fluxo de potência entre os barramentos de BT e EBT Moraes and Lopes (2016).

O modo de operação de cada conversor é determinado pelo algoritmo DBS. Dentro do intervalo de variação de tensão do barramento (40V a 56V) existem quatro níveis (vide Figura 2), onde os conversores operam no modo *droop*  $I \times V$  e limitação de corrente, Liu et al. (2018), descritos a seguir.

- (1) Nível I ( $52V < V_{bus} < 56V$ ) - O conversor PV (CPV) regula a tensão do barramento usando droop  $I \times V$  (*droop*). O banco de baterias é carregado através do conversor CBB usando o método de carga com corrente constante. O conversor de interface dos barramentos (CIB) opera com potência constante.
- (2) Nível II ( $48V < V_{bus} < 52V$ ) - O CIB regula a tensão do barramento CC (*droop*). Neste Nível de tensão, CIB opera como uma carga enviando potência para o barramento BT a partir de EBT. O CPV opera rastreamento o ponto de máxima potência (MPPT) através do uso do algoritmo Perturba e Observa (P&O), Khadidja et al. (2017). O CBB opera como no Nível I.
- (3) Nível III ( $44V < V_{bus} < 48V$ ) - Neste Nível CIB regula a tensão do barramento CC (*droop*) contudo, o fluxo de potência se inverte e o barramento BT fornece potência para o barramento EBT. CBB e CPV operam como no Nível II.
- (4) Nível IV ( $40V < V_{bus} < 44V$ ) - O CBB regula a tensão do barramento CC (*droop*), descarregando as baterias. O CPV opera com MPPT enquanto que CIB entrega corrente constante para o barramento EBT.

Em todos os Níveis, CBS opera para dar suporte aos transientes de carga.

## 3. ANÁLISE E PROJETO DOS CONVERSORES BBNI

Esta seção apresenta e analisa o princípio de operação e o sistema de controle dos conversores *Buck-Boost* Não-Inversor (BBNI).

### 3.1 Conversor Buck-Boost Não-Inversor

O conversor BBNI, mostrado na Figura 3 é usado para conexão dos geradores PV e também na interface do sistema de armazenamento de energia. Esta topologia é derivada da conexão cascata de um conversor *Buck* e um conversor *Boost*, Lee et al. (2009), e, portanto, permite que a tensão de saída possa ser abaixada ou elevada com relação a sua tensão de entrada. Além disto é mais simples que outros conversores abaixadores/elevadores de tensão, com menores esforços de tensão e corrente nos componentes ativos (Stahl et al. (2012)).

A operação do conversor BBNI usualmente é realizada considerando-se uma única variável de controle. Isto é possível pois, apesar de se dispor de duas variáveis de controle ( $d_1$  e  $d_3$ ), divide-se a operação do BBNI em três modos de operação distintos, onde apenas uma variável de controle é usada em cada modo, Callegaro et al. (2019); Ma et al. (2018). No Modo Buck, o braço de interruptores identificado como "Braço Buck" na Figura 3 é operado como um conversor Buck cuja variável de controle é  $d_1$ . Neste modo  $d_3 = 1$ . No modo Boost o "Braço Boost" é operado como um conversor Boost convencional, utilizando-se a variável de controle  $d_3$  e mantendo-se  $d_1 = 1$ . Por fim, o Modo "Buck-Boost" utiliza como sinal de controle  $d_1$  enquanto que  $d_3$  é o sinal complementar de  $d_1$ . Desta forma, observa-se que a operação em um ou outro modo depende dos níveis das tensões  $V_1$  e  $V_2$ . Como no sistema em questão a tensão de entrada e de saída variam, o conversor necessita operar em qualquer um destes modos. Além disso, como o modo de operação do conversor varia, são necessários 3 controladores distintos. Porém, em malha fechada, a transição abrupta entre modos pode levar a oscilações ou instabilidades no sistema (Ma et al. (2018)).

Neste sentido este trabalho faz uso da Modulação Geométrica (MG) (Nicolini et al. (2016)) para o conversor BBNI. Essa abordagem reduz o problema à apenas uma variável de controle,  $v_L$ , independentemente dos níveis das tensões  $V_1$  e  $V_2$ , de modo que um único controlador se faz necessário. A MG, por sua vez, é responsável por gerar as razões cíclicas  $d_1$  e  $d_3$  a partir da variável de controle  $v_L$ .

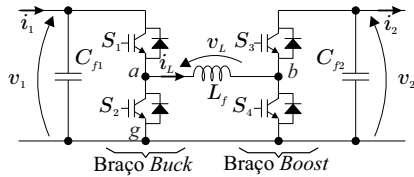


Figura 3. Conversor *Buck-Boost* Não Inversor (BBNI).

### 3.2 Abordagem Geométrica para a Modulação PWM (MG)

A MG considerada neste trabalho utiliza o espaço linear da tensão do indutor (ELTI) para controlar a corrente através deste indutor. Este espaço linear é obtido através de uma transformação de similaridade aplicada sobre o espaço linear das tensões de braço (ELTB) do conversor.

Como o controle é aplicado sobre o ELTB e este apresenta uma ordem maior do que o ELTI, tem-se o surgimento de um grau de liberdade que permite a otimização de uma característica do conversor. Para acessar este grau de liberdade adicional é utilizada uma tensão auxiliar ( $v_{aux}$ ).

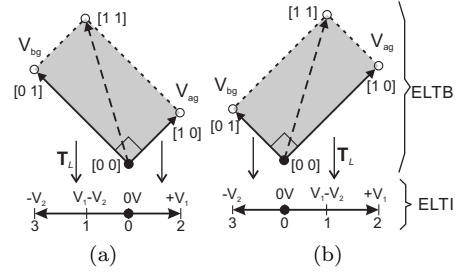


Figura 4. ELTB e ELTI. (a) Para  $V_1 < V_2$ . (b) Para  $V_1 > V_2$ .

A análise do conversor se dá em termos de tensões de braço, onde  $v_{ag}$  (braço *Buck*) e  $v_{bg}$  (braço *Boost*) são as tensões no ELTB. Cada braço do conversor BBNI pode ter um de dois possíveis estados: alto (1) onde o interruptor superior está em condução, ou baixo (0) onde o interruptor está em bloqueio. Deste modo, um conversor BBNI produz um total de quatro estados para os interruptores os quais são representados por dois eixos ortogonais, onde o eixo do braço *Buck* varia de zero até  $V_1$  e o eixo do braço *Boost* varia de zero até  $V_2$ . Estes dois vetores definem um espaço linear, chamado a partir daqui de "Espaço Linear das Tensões de Braço" (ELTB), delimitado pela área cinza do retângulo na Figura 4.

De maneira similar, a tensão sob o indutor pode ser construída a partir da projeção de ELTI em uma linha perpendicular ao vetor  $[11]^t$  em ELTB (para  $v_{ag} = v_{bg}$ , ver Figura 4(a)) e esta excursiona de  $-V_2$  até  $+V_1$ . Pode ser visto que as tensões de braço projetadas em ELTI como dois vetores de magnitude igual a  $V_1$  e  $V_2$  com sinal oposto ao longo de uma linha de um grau de liberdade (1-DOF). Esta projeção pode ser vista como um subespaço, chamado de Espaço Linear de Tensão do Indutor (ELTI). Uma base ortonormal foi escolhida, onde cada vetor de base é associado a uma tensão de braço (vide Figura 4).

Tabela 1. Estados e vetores de tensão do BBNI

Estado do Interruptor: $S_1, S_3$	$v_{ag}$	$v_{bg}$	$v_L$	Vetor
off, off	0	0	0	$[0 \ 0]$
off, on	0	$-V_2$	$-V_2$	$[0 \ 1]$
on, off	$V_1$	0	$V_1$	$[1 \ 0]$
on, on	$V_1$	$-V_2$	$V_1 - V_2$	$[1 \ 1]$

A projeção de ELTB em ELTI pode ser matematicamente expressa pela matriz de transformação ( $\mathbf{T}_L$ ), onde as tensões individuais de braço são transformadas em uma tensão do indutor e outro valor de "espaço reservado", designado  $v_{aux}$ , o qual pode ser considerado como uma tensão auxiliar.

$$\begin{bmatrix} V_L \\ v_{aux} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ k_a & k_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ag} \\ V_{bg} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Nota-se que o valor de  $v_{aux}$  em (1) representa a perda de um grau de liberdade quando transiciona-se da base ELTB para ELTI, onde  $k_a$  e  $k_b$  são incógnitas e devem ser definidos de modo que o operador linear matricial ( $\mathbf{T}_L$ ) seja não-singular para permitir uma relação única entre os vetores de ELTB e ELTI. Portanto,

$$\begin{bmatrix} V_L \\ v_{aux} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_L \begin{bmatrix} V_{ag} \\ V_{bg} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Assim, dadas as tensões  $V_L$  e  $v_{aux}$ , pode-se obter,

$$\begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \end{bmatrix} = [\mathbf{T}_L]^{-1} \begin{bmatrix} V_L \\ v_{aux} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Observa-se que as amplitudes das tensões  $V_{ag}$ ,  $V_{bg}$  e  $v_{aux}$  são limitadas a área dos retângulos cinza na Figura 4. Para obter os limites de operação, as desigualdades de (4) devem ser satisfeitas, onde  $d_1$  e  $d_3$  são o valor da razão-cíclica para os interruptores  $S_1$  e  $S_3$ , respectivamente.

$$\begin{aligned} 0 &\leq d_1 \leq 1 \\ 0 &\leq d_3 \leq 1 \end{aligned} \quad (4)$$

Se as desigualdades da equação (4) são satisfeitas e, considerando-se que as tensões médias sintetizadas pelos braços do conversor são proporcionais às suas razões-cíclicas, tem-se

$$\begin{aligned} v_{ag} &= v_1 d_1 \\ v_{bg} &= v_2 d_3 \end{aligned} \quad (5)$$

Agora, para obter o conjunto de tensões  $v_{aux}$  que possibilitam o conversor a operar na região linear Nicolini et al. (2016), as equações (2)-(5) são rearranjadas como segue.

$$\begin{aligned} 0 &\leq k_a v_L + v_{aux} \leq V_1 \\ 0 &\leq -k_b v_L + v_{aux} \leq V_2 \end{aligned} \quad (6)$$

Para maximizar a capacidade de síntese da tensão  $v_L$ , as desigualdades da equação (6) são escritas como

$$\begin{aligned} -k_a v_L &\leq v_{aux} \leq k_b v_L \\ v_1 - k_a v_L &\leq v_{aux} \leq v_2 + k_b v_L \end{aligned} \quad (7)$$

A partir de (7), pode-se definir uma região linear  $\Omega$  como o conjunto de todas as possíveis soluções para  $v_{aux}$ . Uma vez que os limites inferiores e superiores de  $\Omega$  podem ser reescritos como em (8), qualquer escolha de  $v_{aux}$  pode ser feita dentro destes limites.

$$\begin{aligned} u_{min} &= \max \{-k_a v_L, k_b v_L\} \\ u_{max} &= \min \{(v_1 - k_a v_L), (v_2 + k_b v_L)\} \end{aligned} \quad (8)$$

Os sinais modulantes para os braços do conversor são obtidos substituindo  $v_{aux}$  em (3) para um dado valor de  $v_L$ . Estes sinais modulantes são então substituídos em (5) para obter os valores de razão cíclica  $d_1$  e  $d_3$ , as quais são comparadas com as formas de onda das portadoras triangulares para gerar os sinais PWM dos braços.

Neste trabalho, propõe-se a escolha da tensão auxiliar  $v_{aux}$  como  $u_{max}$ , definido em (8), fixando os valores de  $d_1 = 1$  para  $V_2 > V_1$  e  $d_3 = 1$  para  $V_2 < V_1$  e consequentemente minimizando as perdas por comutação em cada período de chaveamento. Os valores de regime permanente de  $d_1$  e  $d_3$  são obtidos substituindo  $v_{aux}$  e  $v_L$  em (3) e posteriormente em (5), sabendo que a tensão média no indutor é nula em regime permanente e que  $v_{aux} = u_{max}$ . Estes valores estão resumidos na Tabela 2 para três condições de  $V_1$  e  $V_2$ .

Tabela 2. Valores em regime permanente para  $d_1$ ,  $d_3$ ,  $V_1$ ,  $V_2$  e  $v_{aux}$

Condição	$V_L$	$V_{aux}$	$d_1$	$d_3$
$V_2 > V_1$	0	$V_1$	1	$\frac{V_1}{V_2}$
$V_2 = V_1$	0	$\frac{V_1}{2} = \frac{V_2}{2}$	0.5	0.5
$V_2 < V_1$	0	$V_2$	$\frac{V_2}{V_1}$	1

### 3.3 Projeto do Sistema de Controle de CPV, CBB e CBS

O sistema de controle do CPV (Figura 5) utiliza malha interna para regular a corrente do indutor por meio de

um compensador PI, cuja ação de controle  $v_L$  representa a tensão no indutor. Essa ação de controle gera as razões cíclicas  $d_1$  e  $d_3$  a partir da MG. A referência de corrente da malha interna pode vir de duas malhas, de acordo com a estratégia do *bus signaling*, mostrada na Figura 2. No nível I, uma malha externa de *droop* define a referência de corrente  $i_{2ref}$  a ser injetada no barramento de EBT. Neste caso, a chave seletora (Figura 5) está na posição 1. Nos níveis II-IV o CPV opera com MPPT e a chave seletora da Figura 5 está na posição 2 (Wang et al. (2015)). Neste modo, uma malha externa de regulação da tensão  $v_1$ , é utilizada para gerar a referência da malha interna de corrente. A tensão de referência  $v_{ref}$  é obtida a partir de um algoritmo de MPPT Perturba e Observa. As referências de corrente  $i_{1ref}$  e  $i_{2ref}$  referem-se às correntes de entrada e saída, respectivamente. Portanto, fatores de ajuste dados por  $1/d_1$  e  $1/d_3$  são utilizados para converter estes sinais para uma referência de corrente para o indutor. Tanto a malha de corrente do indutor como a malha de tensão do arranjo PV utilizam controladores Proporcional-Integral (PI). Uma realimentação anti *wind-up* com ganho proporcional  $k_w$  é utilizada no caso de saturação da referência de corrente.

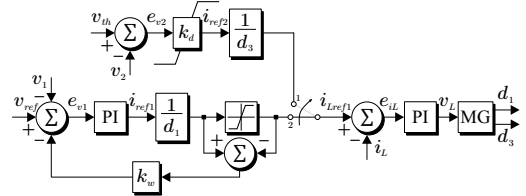


Figura 5. Sistema de controle do conversor CPV.

Quando o sistema transita entre os níveis I e II, a alteração nos controladores do CPV pode inserir distorções no sistema se a transferência entre esses controladores não for realizada de forma adequada. Como é utilizado um controlador PI para a malha de tensão quando o CPV opera no modo MPPT, a condição inicial do estado que representa a integral do erro de tensão é calculada em função da última ação de controle calculada durante o modo *droop*. Isto é, para que ocorra uma transferência suave do nível I para o nível II, a condição inicial do estado que representa a integral do erro, no instante da transferência, deve ser definida por

$$I_{ev1}(k) = \frac{i_{Lref}(k-1)d_1 - k_p e_{v1}(k-1)}{k_i}, \quad (9)$$

onde  $I_{ev1}$  é o estado que representa a integral do erro de tensão, e é dado por

$$I_{ev1}(k+1) = I_{ev1}(k) + T_s e_{v1}(k). \quad (10)$$

O sistema de armazenamento de energia híbrido consiste de dois conversores BBNI que controlam de forma independente o banco de baterias e o supercapacitor. O sistema de controle independente utilizado é mostrado na Figura 6(a) para o conversor do banco de baterias (CBB) e na Figura 6(b) para o conversor do supercapacitor (CBS).

Para o CBB é utilizado um sistema composto por duas malhas, sendo uma malha interna para o controle da corrente do indutor e uma malha externa de *droop*. A

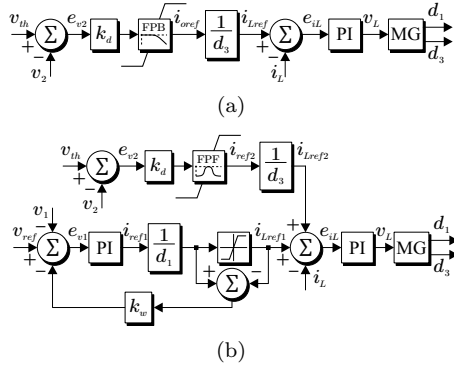


Figura 6. Sistema de controle dos conversores de interface do sistema híbrido de armazenamento de energia. (a) CBB. (b) CBS.

malha interna de corrente é idêntica a do conversor CPV. A malha externa de *droop* define a referência de corrente a ser injetada no barramento a partir da estratégia do *bus signaling*, conforme mostrado na Figura 6(a). Como a bateria deve suprir a demanda de energia em uma escala de tempo mais lenta, um Filtro Passa-Baixas (FPB) é utilizado para limitar a dinâmica da referência de corrente. A referência gerada para a corrente de saída é multiplicada pelo fator  $1/d_3$  para ajustar o valor para uma referência equivalente para a corrente do indutor. Por fim, é utilizada uma realimentação anti *wind-up* no caso de saturação da referência de corrente.

Um sistema com três malhas é utilizado no controle do CBS, sendo uma malha interna para o controle da corrente  $i_L$ ; uma malha externa para regulação da tensão do supercapacitor; e uma malha externa (paralela à malha de tensão) de *droop*. A malha interna de corrente é a mesma utilizada nos conversores CPV e CBB. A malha de controle da tensão do supercapacitor faz uso de um compensador PI e gera uma referência para a corrente  $i_1$  ( $i_{ref1}$ ) necessária para manter a tensão do supercapacitor regulada. Essa referência é ajustada pelo fator  $1/d_1$  para gerar uma referência equivalente para a corrente do indutor. A malha de *droop* define a referência de corrente a ser injetada no barramento,  $i_2$ , a partir da estratégia do *bus signaling*. Como o supercapacitor deve compensar apenas variações bruscas de tensão no barramento, um Filtro Passa-Faixas (FPF) é utilizado para remover a componente CC proveniente do *droop*. Mais uma vez é utilizado um fator de correção  $1/d_3$  para ajustar o valor de  $i_{ref2}$  para uma referência equivalente para a corrente do indutor.

*Projeto da malha de corrente* Como o valor do indutor de filtro é igual para os conversores CPV, CBB e CBS, o controlador PI utilizado na malha interna de corrente também é o mesmo. Deste modo, a planta de corrente utilizada no projeto é bastante simples, e é dada por

$$G_{iL}(s) = \frac{i_L(s)}{v_L(s)} = \frac{1}{sL_f}. \quad (11)$$

O controlador PI é projetado a partir da análise da resposta em frequência para que resposta de malha aberta do sistema apresente uma frequência de cruzamento do ganho uma década abaixo da frequência de comutação (2kHz) e margem de fase superior a  $60^\circ$ . Os parâmetros do sistema são apresentados na Tabela 3. A Figura 7

apresenta o diagrama de Bode de malha aberta do sistema compensado para o controlador projetado, onde os ganhos proporcional e integral obtidos foram  $k_{piL} = 5,48$  e  $k_{iiL} = 5000$ , respectivamente.

Tabela 3. Parâmetros dos Conversores BBNI (CPV, CBB e CBS)

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de Entrada CPV	$V_1, pv$	52 – 53.2 V
Tensão de Entrada CBB	$V_1, bat$	48V
Tensão de Entrada CBS	$V_1, sc$	37.92V
Tensão EBT	$V_2$	40 – 56 V
Potência Nominal	$P_{nom}$	400 W
Indutores de Filtro	$L_f$	430 $\mu$ H
Capacitores Entrada, Saída	$C_1, pv$ $C_2, pv$	150, 200 $\mu$ F
Capacitância do supercapacitor	$C_{sc}$	165 F
Tensão limite do CPV	$v_{th\_CPV}$	56 V
Tensão limite do CBB	$v_{th\_CBB}$	44 V
Tensão limite do CBS	$v_{th\_CBS}$	48 V
Freq. Comutação, Amostragem	$f_{sw}, f_s$	20kHz

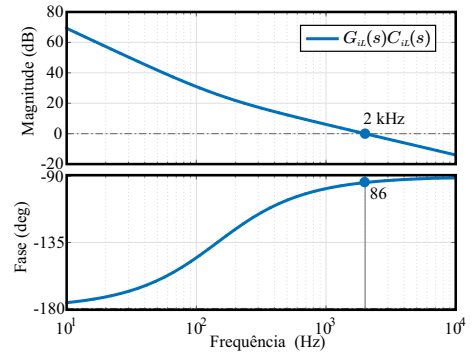


Figura 7. Resposta em frequência da malha interna de corrente.

*Projeto da malha externa de tensão  $v_2$  (droop):* O coeficiente de *droop*,  $k_d$ , é projetado de modo a definir a inclinação da reta mostrada na Figura 2, logo,

$$k_d = \frac{I_{max}}{\Delta V}. \quad (12)$$

Para CPV, considera-se uma corrente máxima de  $I_{max} = 7.9A$ , definida pela potência máxima do arranjo fotovoltaico (400W), e uma variação de tensão de  $\Delta V = 4V$ , resultando em um coeficiente de *droop* de  $k_d, pv = 1,975$ .

Para CBB,  $I_{max} = 10$  A e  $\Delta V = 4$  V, logo, obtém-se um coeficiente de *droop* de  $k_d, bat = 2,5$ . Como o CBS atua apenas nos transitórios, para este conversor define-se uma corrente máxima maior, de  $I_{max} = 40$  A. A variação de tensão de do barramento é de  $\Delta V = 8$  V. Portanto, o coeficiente de *droop* obtido é  $k_d, sc = 5$ .

*Projeto dos filtros passa-baixas e passa-faixas:* Um filtro passa-baixas é associado ao controlador *droop* no sistema de controle do CBB de modo a limitar a dinâmica da corrente. Para tanto, é utilizado um filtro passa-baixas de primeira ordem dado por

$$G_{f_{pb}}(s) = \frac{\omega_{f_{pb}}}{s + \omega_{f_{pb}}}. \quad (13)$$

A frequência de corte escolhida é de  $\omega_{f_{pb}} = 31.415$  rad/s (5 Hz) Manandhar et al. (2018).

Para o controle do CBS, é utilizado um filtro passa-faixas associado ao controlador *droop* para remover a componente contínua de referência de corrente, de modo que o mesmo compense apenas transitórios de tensão no barramento EBT. A função de transferência deste filtro é dada por

$$G_{f_{pf}}(s) = \frac{\omega_{f_{pf}1}s}{s^2 + \omega_{f_{pb}1}s + \omega_{f_{pb}2}^2}, \quad (14)$$

onde  $\omega_{f_{pb}1}$  é a banda passante e  $\omega_{f_{pb}2}$  é a frequência central do filtro.

A frequência central escolhida é de  $\omega_{f_{pf}2} = 628,31$  rad/s (100 Hz) e a banda passante é de  $\omega_{f_{pf}1} = 6283,18$  rad/s (1000 Hz). Deste modo, o filtro apresenta uma banda suficientemente menor que a banda passante da malha interna de corrente, porém é mais rápido que o filtro passa-baixas do sistema de controle de CBB.

*Projeto da malha de externa de tensão  $V_1$ :* O controlador da malha de regulação de tensão  $v_1$  gera uma ação de controle que representa a referência de corrente  $i_{1ref}$ . Assumindo que a dinâmica da malha interna de corrente é muito mais rápida que a da malha de tensão, pode-se obter uma planta simplificada, dada por (15), onde o subíndice  $x$  representa os conversores CPV ou CBS.

$$G_{v1x}(s) = \frac{v_{1x}(s)}{i_{1x}(s)} = \frac{-1}{sC_{1x}}. \quad (15)$$

Os controladores são projetados a partir da análise da resposta em frequência de malha aberta do sistema. Para o CPV, pretende-se obter uma frequência de cruzamento de ganho uma década abaixo da frequência de cruzamento de ganho da malha interna de corrente (em torno de 200Hz). Para o CBS, a frequência de cruzamento de ganho é definida em 0.01 Hz devido a dinâmica bastante lenta do supercapacitor, dada sua elevada capacitância. A margem de fase do sistema deve ser superior a  $60^\circ$ .

A Figura 8 apresenta o diagrama de Bode de malha aberta dos sistemas compensados para os controladores projetados, onde os ganhos proporcional e integral obtidos foram  $k_{pv,pv} = -0,188$  e  $k_{iv,pv} = -20$ , para o CPV e  $k_{pv,sc} = -10,3$  e  $k_{iv,sc} = -0,0939$ , para o CBS.

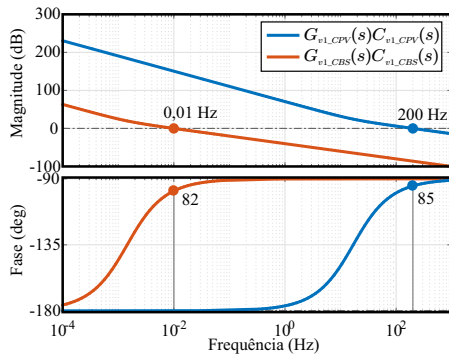


Figura 8. Resposta em frequência da malha de tensão de entrada do CPV e do CBS.

Cabe salientar que os controladores projetados no domínio da frequência contínua são discretizados pelo método de Euler para implementação em uma plataforma digital, resultando na seguinte equação a diferenças

$$i_{1ref,x}(k) = k_{pv,x}e_{v1,x}(k) + k_{iv,x}Ie_{v1,x}(k), \quad (16)$$

onde  $Ie_{v1,x}$  é um estado que representa a integral do erro e é obtido de

$$Ie_{v1,x}(k+1) = Ie_{v1,x}(k) + T_s e_{v1,x}(k). \quad (17)$$

Embora os controladores tenham sido projetados a partir da análise da resposta em frequência, devido a descontinuidade do método *droop* nas extremidades (saturações), a estabilidade do sistema não pôde ser comprovada via métodos clássicos. Uma alternativa interessante é a análise numérica de bifurcações Tahim et al. (2015), que permite realizar uma análise de estabilidade não-linear para prever o comportamento qualitativo do sistema. Este é um tema de interesse para investigações futuras.

#### 4. ANÁLISE E PROJETO DO CONVERSOR CBI

A Figura 9 apresenta o diagrama de circuito do conversor composto, cuja estrutura é uma combinação de um conversor com ganho de tensão fixo (DCX, na cor cinza) e um regulador de tensão. O regulador é uma derivação do conversor push-pull/half-bridge (PP/HB), enquanto que o DCX é um full-bridge bidirecional (FB/PP). A tensão  $V_{C_{1,1}}$  é bipolar requerendo que os interruptores do lado primário do regulador também o sejam. O conversor FB/PP (DCX) processa a maior parte da potência com alta eficiência pois sempre opera no ponto de menores esforços, assim mantendo o ganho de tensão fixo em  $(M=380/48=7,92)$ . Já o regulador opera em uma faixa restrita de conversão de  $(-83,33$  a  $83,33$  V) para  $(40$  a  $56$  V), a tensão  $V_{C_{3,1}}$  desse conversor é a diferença de tensão do barramento BT ( $V_1$ ) com a tensão  $V_{C_{3,1}}$  do conversor (FB/PP), desta forma esse conversor faz a regulação de tensão  $(44$  a  $52$  V) do barramento de EBT.

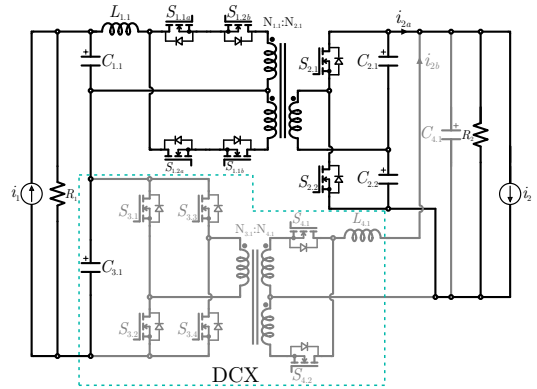


Figura 9. Diagrama de circuito do CBI

##### 4.1 Modelagem e Projeto da malha interna de corrente

A modelagem é feita para o regulador (PP/HB), que é o circuito destacado em cor preta na Figura 9. O conversor PP/HB opera com modulação simétrica e a razão cíclica  $d_1$  é utilizada para controlar as chaves  $S_{1,1}$ ,  $S_{1,2}$ ,  $S_{1,3}$ ,  $S_{1,4}$ ,  $S_{2,1}$  e  $S_{2,2}$ . Para realizar o projeto dos compensadores para a corrente  $i_{L_{1,1}}$  é necessário obter os modelos médios  $G_{i_{L_{1,1}d}}(s)$ . Os parâmetros do sistema são apresentados na Tabela 4 e a planta obtida em (18).

$$G_{i_{L_{1,1}d}} = \frac{-5,72 \times 10^5 s^2 - 4,62 \times 10^{10} s - 7,14 \times 10^{14}}{s^3 + 7,04 \times 10^4 s^2 + 4,25 \times 10^9 s + 6,43 \times 10^{13}} \quad (18)$$



Tabela 4. Parâmetros do CBI

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão EBT	$V_2$	40 – 56 V
Tensão BT	$V_1$	360-400 V
Potência Nominal	$P_{nom}$	1200 W
Indutores	$L_{1.1}$ e $L_{4.1}$	326, 10 $\mu\text{H}$
Capacitores	$C_{1.1}$ e $C_{4.1}$	4,7, 100 $\mu\text{F}$
Capacitores	$C_{2.1}$ e $C_{2.2}$	50 $\mu\text{F}$
Freq. Comutação, Amostragem	$f_{sw}, f_s$	50 kHz

#### 4.2 Modelagem e Projeto da malha externa de tensão

O sistema de controle utilizado é mostrado na Figura 10. Para o CBI é utilizado um sistema composto por duas malhas, sendo uma malha para o controle da corrente do indutor  $L_{1.1}$ , e uma malha externa de *droop* que fornece a referência de corrente. A malha de corrente faz uso de um controlador PI, o qual gera uma ação de controle que representa a razão cíclica  $d_1$ . O controlador PI é projetado a partir da análise da resposta em frequência do sistema. A frequência de cruzamento é definida como 1 kHz.

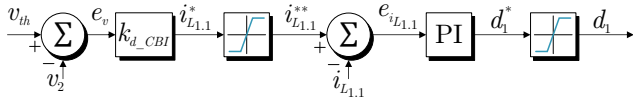
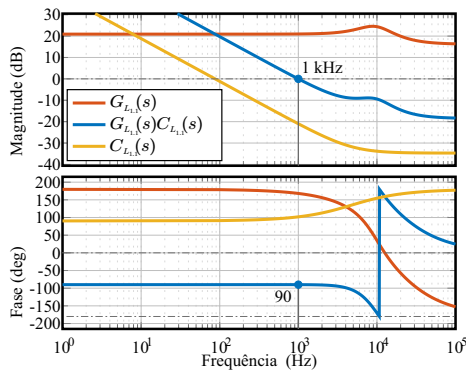


Figura 10. Sistema de controle do CBI.

A Figura 11 apresenta o diagrama de Bode de malha aberta e malha fechada do sistema compensado. Um controlador PI foi projetado para uma frequência de cruzamento de 1 kHz e margem de fase  $90^\circ$ , onde os ganhos proporcional e integral são  $k_{pv,cbi} = -0,01841$  e  $k_{iv,cbi} = 2980$ .

Figura 11. Resposta em Frequência da malha interna de corrente do Conversor de *Interlink*.

### 5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Com o objetivo de avaliar a viabilidade e o desempenho do sistema são realizadas simulações no programa PSIM. Os parâmetros são mostrados nas Tabelas 3 e 4. A Figura 12 mostra os resultados de simulação do sistema para toda a faixa de operação, sendo que o *grid* superior apresenta a tensão do barramento de EBT, o *grid* central mostra a potência processada pelo arranjo fotovoltaico juntamente com a sua potência máxima ideal, e o *grid* inferior mostra as correntes de saída de cada conversor. Na simulação são conectadas fontes de corrente ao barramento EBT, onde são aplicados degraus de -49, 7, 5, -7,7, 24,5, 13, 10, 8,

10, 2A nos instantes 0, 0,2, 0,3, 0,4, 0,5, 0,6, 0,7, 0,8, 0,9s respectivamente.

Com relação ao CPV, a operação com MPPT ocorre até o instante de tempo  $t = 0,8$  s, quando o barramento EBT atinge o nível I. Nesta faixa de operação, o conversor passa a operar em modo *droop*, e a corrente injetada pelo CPV no barramento de EBT diminui a medida em que a tensão do barramento aumenta. Como consequência, a potência processada pelo CPV diminui.

O CBB inicia a simulação operando em modo limitação de corrente, injetando corrente no barramento de EBT e descarregando as baterias, uma vez que a tensão está no limite inferior do nível IV. No instante de tempo  $t = 0,2$  s a tensão do barramento aumenta devido a aplicação do degrau de corrente e o CBB passa a operar em modo *droop*, ainda descarregando as baterias. O CBB permanece em modo *droop* até que o instante de tempo  $t = 0,5$  s, quando um novo degrau é aplicado e a tensão do barramento passa ao nível III. Nesta condição, o fluxo de potência do CBB se inverte e o conversor passa a carregar o banco de baterias. Observa-se a dinâmica mais lenta da variação de corrente deste conversor devido ao uso do filtro passa-baixas na malha de controle do *droop*.

Observa-se que o CBS absorve corrente do barramento de EBT durante os transitórios em que a tensão do barramento aumenta, enquanto no transitório em que a tensão diminui, o CBS injeta corrente no barramento. Nota-se ainda que o CBS atua durante todos os transitórios, independente do nível em que se encontra a tensão do barramento de EBT.

Por fim, o CBI inicia operando em modo limitação de corrente, injetando corrente no barramento de EBT, já que a tensão do EBT encontra-se no nível IV. O conversor se mantém neste modo até que no instante de tempo  $t = 0.5$  s um degrau de corrente é aplicado e o conversor passa a operar em modo *droop*, inicialmente injetando corrente no barramento de EBT e posteriormente absorvendo, já que a tensão do barramento de EBT transita entre os níveis II e III. O CBI se mantém em modo *droop* até o instante de tempo  $t = 0.7$ , quando a tensão do sistema passa ao nível I, onde o conversor opera em modo limitação de corrente.

### 6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou um sistema de controle para uma nanorrede residencial empregando um barramento CC de BT e barramentos distribuídos de EBT. Os conversores CC-CC associados a um dos barramentos de EBT foram modelados e seus controladores foram projetados para operar em conjunto com a estratégia de controle por sinalização do barramento (DBS). A topologia escolhida para o sistema PV e para o sistema de armazenamento é o conversor *Buck-Boost* Não-Inversor. A este conversor foi aplicada uma abordagem geométrica para a modulação PWM, simplificando sua modelagem e o seu projeto de controle. A partir do DBS os conversores PV regulam a tensão por um curto intervalo de valores de tensão, permanecendo no modo MPPT pela maior parte do tempo. No restante do tempo, o barramento é regulado pelo conversor de *interlink* e pelo sistema híbrido de armazenamento de energia. O conversor de interface é constituído por uma estrutura

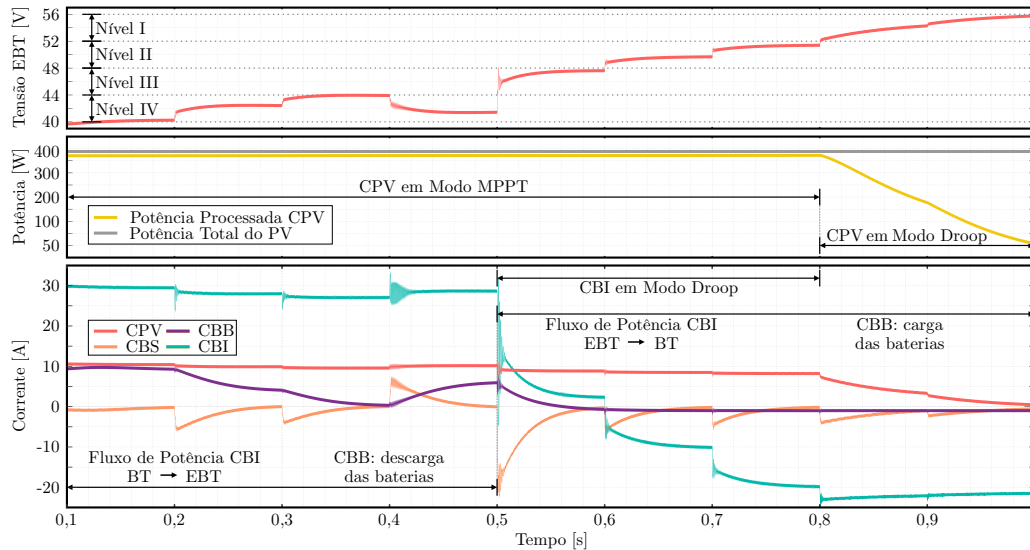


Figura 12. Resultado de simulação

composta por um conversor *Full-bridge* bidirecional que opera com razão cíclica constante e um regulador série que opera em malha fechada. Esta estrutura permite que o conversor *Full-bridge* opere no ponto de menor potência processada, assegurando menores perdas. O sistema de armazenamento é projetado para que supercapacitor atue somente durante transitórios de tensão no barramento de EBT. Resultados de simulação mostraram a eficácia do sistema de controle proposto.

#### REFERÊNCIAS

- Boroyevich, D., Cvetkovic, I., Burgos, R., and Dong, D. (2013). Intergrid: A future electronic energy network? *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 1(3), 127–138.
- Callegaro, L., Ciobotaru, M., Pagano, D.J., and Fletcher, J.E. (2019). Feedback linearization control in photovoltaic module integrated converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(7), 6876–6889.
- Francés, A., Asensi, R., Ó. García, Prieto, R., and Uceda, J. (2018). Modeling electronic power converters in smart dc microgrids—an overview. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 9(6), 6274–6287.
- Khadidja, S., Mountassar, M., and M’hamed, B. (2017). Comparative study of incremental conductance and perturb observe mppt methods for photovoltaic system. In *2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems*, 1–6.
- Lee, Y.J., Khaligh, A., and Emadi, A. (2009). A compensation technique for smooth transitions in non-inverting buck-boost converter. *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 608–614.
- Liu, G., Khodamoradi, A., Mattavelli, P., Caldognetto, T., and Magnone, P. (2018). Plug and play dc-dc converters for smart dc nanogrids with advanced control ancillary services. In *2018 IEEE 23rd International Workshop on Computer Aided Modeling and Design of Communication Links and Networks (CAMAD)*, 1–6.
- Ma, J., Zhu, M., Li, X., and Cai, X. (2018). Bumpless transfer of non-inverting buck boost converter among multiple working modes. In *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 1909–1914.
- Manandhar, U., Tummuru, N.R., Kollimalla, S.K., Ukil, A., Beng, G.H., and Chaudhari, K. (2018). Validation of faster joint control strategy for battery- and supercapacitor-based energy storage system. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 65(4), 3286–3295.
- Morais, A.S. and Lopes, L.A.C. (2016). Interlink converters in dc nanogrids and its effect in power sharing using distributed control. In *2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 1–7.
- Nasir, M., Jin, Z., Khan, H.A., Zaffar, N.A., Vasquez, J.C., and Guerrero, J.M. (2019). A decentralized control architecture applied to dc nanogrid clusters for rural electrification in developing regions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(2), 1773–1785.
- Nicolini, A., Carnielutti, F., Pinheiro, H., and Ricciotti, A. (2016). Geometric discontinuous modulation applied to inverters with three magnetically coupled legs. *IECON Proceedings (Industrial Electronics Society Conference)*, 3276–3281. doi:10.1109/IECON.2016.7793599.
- Schonberger, J., Duke, R., and Round, S.D. (2006). Dc-bus signaling: A distributed control strategy for a hybrid renewable nanogrid. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(5), 1453–1460.
- Stahl, G., Rodriguez, M., and Maksimovic, D. (2012). A high-efficiency bidirectional buck-boost dc-dc converter. In *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 1362–1367.
- Tahim, A.P.N., Pagano, D.J., Lenz, E., and Stramosk, V. (2015). Modeling and stability analysis of islanded dc microgrids under droop control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(8), 4597–4607.
- Wang, P., Yang, X., Wang, W., Liu, G., and Xu, D. (2015). A seamless switching control strategy of photovoltaic units in droop-controlled dc microgrids. In *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 6206–6211.