

CONTROLE DE UM CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL DE ALTO GANHO DE TENSÃO PARA APLICAÇÃO NO CARREGAMENTO DE BATERIAS INTERLIGADAS A UMA NANORREDE CC

FERNANDO V. S. QUEIROZ¹, LUIZ F. M. ANTUNES¹, FRANCISCO E. U. REIS¹, JÉSSICA S. GUIMARÃES²

¹Grupo de Processamento de Energia e Controle, Universidade Federal do Ceará (UFC)
Caixa Postal 6001, CEP: 60455-760, Fortaleza, CE - Brasil

²Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Fortaleza (Unifor)

Av Washington Soares, 1321, Room J01, CEP: 60811-905, Fortaleza, CE - Brasil

E-mails: fernando.ufc@gmail.com, fantunes@dee.ufc.br, evertontsx@gmail.com,
jessicaguimaraes@unifor.br

Abstract—This work presents a control system applied to a bidirectional DC-DC converter with high voltage gain, based on the cell in three-state switching, for the charging of a battery bank, with a voltage of operation of 96 Vdc from one 380Vdc bus. This converter can be applied to a DC current nanogrid for residential prosumers and the battery bank can be used to power an electric vehicle, as well as provide power to the nanogrid DC bus. The converter can operate in buck or boost modes. The proposed control aims to guarantee both the bidirectionality of the power flow of the converter and the stability of the reference in steady state. For this, a cascade digital control system is designed through of the average current mode control technique, whose effectiveness of the control implementation and the bidirectionality of the converter are proven and presented by simulation.

Keywords: Distributed generation, battery bank, DC nanogrid, decentralized system, energy storage.

Resumo—Este trabalho apresenta um sistema de controle aplicado a um conversor CC-CC bidirecional de alto ganho de tensão, baseado na célula na comutação de três estados, para o carregamento de um banco de baterias, com tensão de operação de 96 Vcc a partir de um barramento de 380 Vcc. Este conversor pode ser aplicado a uma nanorrede em corrente contínua para prosumidores residenciais e o banco de baterias pode ser utilizado para alimentar um veículo elétrico, assim como fornecer energia ao barramento CC da nanorrede. O conversor pode operar nos modos *buck* ou *boost*. O controle proposto visa garantir tanto a bidirecionalidade do fluxo de potência do conversor, quanto a estabilidade da referência em regime permanente. Para isso é projetado um sistema de controle digital em cascata por meio da técnica de controle modo corrente média, cuja eficácia da implementação do controle e a bidirecionalidade do conversor são comprovados e apresentados por simulação.

Palavras-chave: Geração distribuída, banco de baterias, nanorrede CC, sistema descentralizado, armazenamento de energia.

1 Introdução

Com o avanço tecnológico da eletrônica de potência a distribuição em corrente contínua passou a ser uma realidade. Essa troca da corrente alternada pela corrente contínua tem sido realizada ao longo de anos, porém, atualmente, percebe-se que se iniciou uma nova fase. devido essencialmente a dois fatores: o crescimento dos centros urbanos e a expansão das fontes renováveis de energia.

Um dos principais focos de estudo para a solução dos problemas enfrentados pelas políticas de geração de energia é a microrrede ou *microgrid*. A microrrede está voltada, principalmente, para aplicações em ambientes residenciais e comerciais, uma vez que tais setores representam cerca de 50% do consumo de energia a nível nacional e mundial (EIA, 2013; EPE, 2015). Nas residências, quando a potência instalada das centrais de geração distribuída for inferior a 25 kW, o termo nanorrede ou *nanogrid* pode também ser utilizado (Boroyevich, D. *et al*, 2010; Schonberger, J. *et al*, 2006).

Na Figura 1 tem-se o esquemático da nanorrede utilizada como referência para este trabalho, onde o conversor bidirecional utilizado (Marques, 2012) está ligado ao banco de baterias de um veículo elétrico e ao barramento CC de 380 V. Esta nanorrede apresenta diferentes níveis de tensão em seus barramentos, cuja funcionalidade pode ser realizada de duas formas, a saber, pelo modo conectado

à rede da concessionária de energia (*grid-connected*) ou pelo modo ilhado (*islanded*).

Durante a operação normal, a nanorrede opera no modo conectado à rede da concessionária e em caso de falha, ela se desconecta do ponto de acoplamento comum e passa a operar no modo ilhado.

Muitos trabalhos, tais como (Marques, 2012; Melo, 2014; Alves, 2014; Kondrath, 2017), abordam metodologias de controle para cada modo de operação do conversor, sendo essa característica uma desvantagem, pois torna o controle mais complexo e causa maior dificuldade na implementação experimental.

Dessa maneira, neste trabalho é proposta uma única estratégia de controle, sem a necessidade de se trabalhar com duas ou mais estratégias distintas.

As características apresentadas pela estratégia de controle proposta são:

- Garantir a estabilidade para ambos os modos de operação;
- Garantir a bidirecionalidade do conversor, sem a necessidade de alteração de qualquer parâmetro do referido circuito, independente do fluxo de potência que esteja sendo processado pelo conversor;
- Permitir a redução dos *ripples* de tensão sobre as baterias, garantindo uma maior vida útil das mesmas;
- Garantir que não haverá comutação inadequada entre os modos de operação mediante a presença de ruídos de tensão;

- De forma indireta, através do controlador de tensão, a referência de corrente é dependente da tensão do barramento CC, evitando, assim, a comunicação entre as fontes de tensão da nanorede;

Para estabelecer o método da estratégia de controle proposta foi utilizada a técnica de controle por modo corrente média.

Os resultados apresentados ao longo deste trabalho mostram a eficácia da estratégia de controle implementada, além de garantir a bidirecionalidade do processo.

Como continuidade deste trabalho, está sendo desenvolvido um protótipo em laboratório, utilizando o controle digital, por meio de um controlador DSP, visando comprovar a funcionalidade prática desta aplicação.

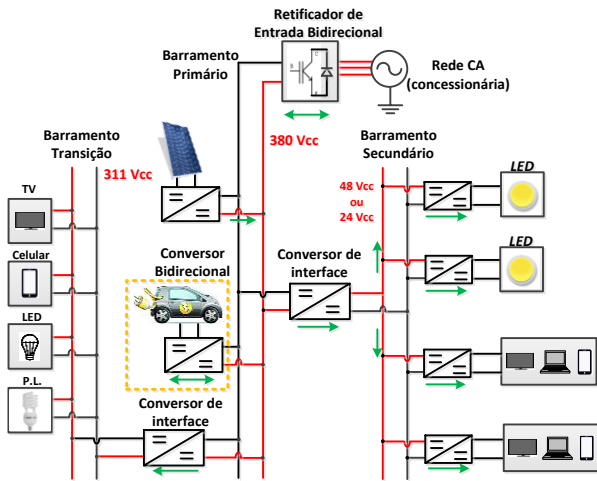


Figura 1. Diagrama da nanorede utilizada como referência, com destaque para o conversor CC-CC bidirecional.

2 Conversor CC-CC bidirecional

O conversor a ser controlado em malha fechada é mostrado na Figura 2. A topologia adotada leva em conta a elevada corrente de entrada do conversor e a potência processada. Este conversor é constituído pela tensão V_1 , formada por um banco de baterias de 96 Vcc, e pela fonte V_2 , formada pelo barramento de 380 Vcc, assim como por um indutor de armazenamento de energia L_b , o transformador Tr , o qual é composto pelos enrolamentos primários N_{P1} e N_{P2} e os enrolamentos secundários N_{S1} e N_{S2} . O conversor possui seis interruptores S_1, S_2, S_3, S_4, S_5 e S_6 e três capacitores de filtro C_1, C_2 e C_3 , e pode operar nos modos *buck* ou *boost*.

O princípio de operação do conversor no modo *boost* é dependente dos sinais de controle das chaves S_1 e S_2 , analisado em modo de condução contínua (MCC), e considerando a razão cíclica dos sinais sobre as chaves maior que 0,5, (*overlapping mode*), mais especificamente 0,62. Neste modo, o funcionamento do conversor é dividido em quatro etapas, durante a transferência de energia da fonte V_1 para a V_2 , ou seja, das baterias para o barramento CC da nanorede.

No modo de operação *buck*, a energia é transferida do barramento CC (V_2) para o banco de baterias (V_1),

considerando o MCC e a razão cíclica inferior a 0,5, (*non-overlapping mode*), mais especificamente, 0,38. No modo *buck*, as chaves S_3, S_4, S_5 e S_6 são controladas, permitindo que os diodos intrínsecos DI_1 e DI_2 , referente, respectivamente, às chaves S_1 e S_2 , operem passivamente, causando, desta forma, o fluxo bidirecional de energia. Nesse cenário, o sistema opera como um carregador de baterias, quando ocorre a inversão do sentido de corrente do indutor. Para este modo de funcionamento, o conversor também é dividido em quatro etapas.

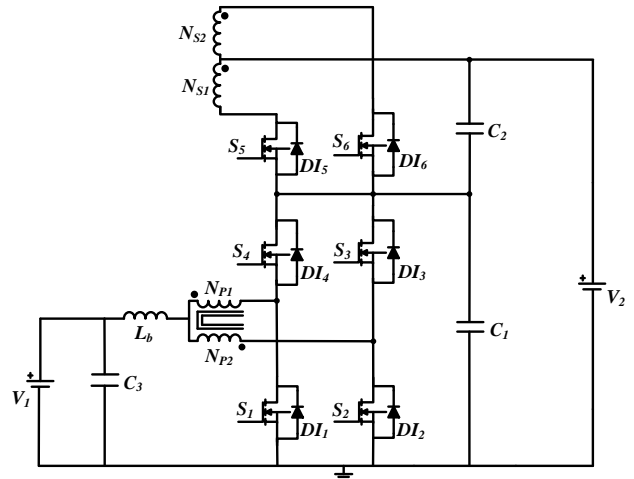


Figura 2 – Conversor bidirecional de alto ganho.

2.1. Especificações do Conversor

$V_1 = 96V$	(Tensão do banco de baterias)
$V_2 = 380V$	(Tensão do barramento CC)
$P_2 = 2000W$	(Potência na saída)
$\eta = 0,96$	(Rendimento do conversor)
$f_s = 20000Hz$	(Frequência de chaveamento)
$\Delta V_2 = 3\%V_2 = 11,4V$	(ondulação da tensão de saída)

2.2. Parâmetros do Conversor

O ganho estático do conversor no modo *boost* é determinado por meio da tensão média sobre o indutor e é dado por (1).

$$Gv_2 = \frac{V_2}{V_1} = \frac{a + 2}{2(1 - D_2)} = 3,954 \quad (1)$$

Onde Gv_2 é o ganho estático no modo *boost*, D_2 é a razão cíclica no modo *boost* e "a" é a relação de transformação do transformador, a qual, para o trabalho proposto e em ambos os modos de operação é igual a 1.

O ganho estático do conversor no modo *buck* também é determinado por meio da tensão média sobre o indutor e é dado por (2).

$$Gv_1 = \frac{V_1}{V_2} = \frac{2 \cdot D_1}{a + 2} = 0,253 \quad (2)$$

Sendo Gv_1 o ganho estático no modo *buck* e D_1 a razão cíclica no modo *buck*.

Com base nas equações (1) e (2), confirma-se que as razões cíclicas nos modos *buck* e *boost* são dadas, respectivamente, pelas expressões (3) e (4).

$$D_1 = \frac{(2 + a) \cdot Gv_1}{2} \cong 0,38 \quad (3)$$

$$D_2 = 1 - \frac{2 + a}{2 \cdot Gv_2} \cong 0,62 \quad (4)$$

2.3. Projeto do Indutor

A ondulação da corrente do indutor é dada pela expressão (5).

$$\Delta I_{Lb} = \frac{V_2(2 \cdot D_2 - 1)(1 - D_2)}{(a + 2) \cdot L_b \cdot f_s} \quad (5)$$

Portanto, utilizando-se da máxima ondulação da corrente, tem-se que o valor da indutância do indutor é determinada por (6).

$$L_b = \frac{1}{8} \cdot \frac{V_2}{(a + 2) \cdot \Delta I_{Lb} \cdot f_s} = 364 \mu H \quad (6)$$

A resistência nominal é $R_2 = 72,2 \Omega$. Já os valores da corrente através do indutor (I_1) e a corrente (I_2), com carga nominal, são calculados, respectivamente pelas expressões (7) e (8).

$$I_1 = \frac{P_2}{V_1 \cdot \eta} = \frac{2000}{96 \cdot 0,96} = 21,7 A \quad (7)$$

$$I_2 = \frac{P_2}{V_2} = \frac{2000}{380} = 5,26 A \quad (8)$$

2.4. Projeto dos Capacitores

A capacitância dos capacitores do conversor bidirecional pode ser determinada através de (9) e (10).

$$C_1 = C_3 \geq \frac{P_2 \cdot (1 - D_2)}{2(a + 2) \cdot \Delta V_2 \cdot f_s \cdot V_1} = 5,8 \mu F \quad (9)$$

$$C_2 \geq \frac{P_2 \cdot (1 - D_2)}{(a + 2) \cdot \Delta V_2 \cdot f_s \cdot V_1} = 11,6 \mu F \quad (10)$$

É oportuno mencionar que para cada capacitor utilizou-se uma resistência série dada por $R_{se} = 25 m\Omega$.

2.5. Modelo do Conversor Equivalente

A Figura 3 mostra o esquemático equivalente com variáveis da modelagem do conversor bidirecional implementado

por meio do modelo da chave PWM de pequenos sinais, aplicado através da técnica de (Vorperian, 1990).

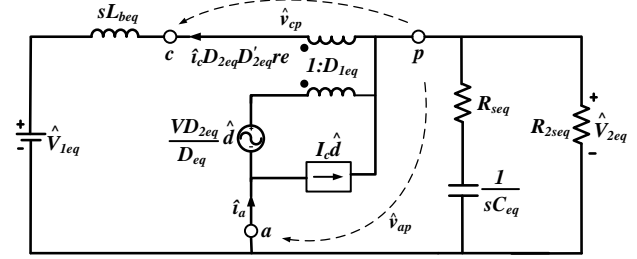


Figura 3 - Modelo equivalente do conversor *boost* utilizando o modelo CA da chave PWM.

A Tabela 1 apresenta os parâmetros do conversor bidirecional considerando o novo período de chaveamento, frequência e razão cíclica com base no sinal equivalente. Tais resultados são fundamentais para a obtenção do controle do conversor equivalente e bidirecional.

Tabela 1 - Parâmetros equivalentes do conversor bidirecional.

Parâmetro	Equação	Valor calculado
Razão cíclica	D	0,621
Razão cíclica equivalente	$D_{eq} = 2D - 1$	0,242
Complemento da razão cíclica equivalente	$D'_{eq} = 1 - D_{eq}$	0,758
Frequência de chaveamento equivalente	$f_{seq} = 2 \cdot f_s$	40kHz
Tensão de entrada equivalente	$V_{1eq} = V_1$	96V
Tensão de saída equivalente	$V_{2eq} = V_{1eq} \left(\frac{1}{1 - D_{eq}} \right)$	126,66V
Razão entre V_2 e V_{2eq}	$Rv = \frac{V_2}{V_{2eq}}$	3
Indutor equivalente	$L_{beq} = L_b$	364 μ H
Capacitor equivalente	$C_{eq} = Rv^2 \cdot C_1$	405 μ F
Resistência série equivalente	$R_{seq} = \frac{R_{se}}{Rv^2}$	2,8m Ω
Resistência de carga equivalente	$R_{2eq} = \frac{R_2}{Rv^2}$	8,022 Ω

Desenvolvendo e deduzindo as expressões do circuito equivalente do conversor através de técnicas convencionais de modelagem de circuitos e realizando a manipulação matematicamente, são obtidas as funções de transferências para o controle do conversor. Desta forma, por meio das expressões (11) e (12) são apresentadas, respectivamente, as funções de transferências para malha de corrente e para a malha de tensão.

$$Gi(s) = \frac{\widehat{v}_{Lb}}{\widehat{d}} = \frac{\frac{V_{1eq}}{D'_{2eq}} \cdot \left(1 + \frac{R_{2eq} \cdot D'_{2eq}}{R_{2eq} \cdot D'_{2eq} + R_{Seq}} + s \cdot (R_{2eq} + R_{Seq}) \cdot C_{eq} \right)}{\left(\frac{R_{2eq} \cdot D'_{2eq} \cdot (R_{2eq} \cdot D'_{2eq} + R_{Seq})}{R_{2eq} + R_{Seq}} \right) + s \cdot (L_{eq} + R_{2eq} \cdot R_{Seq} \cdot C_{eq} \cdot D'_{2eq}) + s^2 \cdot L_{eq} \cdot C_{eq} (R_{2eq} + R_{Seq})} \quad (11)$$

$$Gv(s) = \frac{\widehat{v}_2}{\widehat{v}_{Lb}} = \frac{1}{\frac{R_{2eq} \cdot D'_{2eq} + R_{Seq}}{R_{2eq} \cdot D'_{2eq} + R_{Seq}} \cdot (R_{2eq}^2 \cdot D'_{2eq}^2 - s \cdot (R_{2eq} + R_{Seq}) \cdot L_{eq}) \cdot (1 + s \cdot R_{Seq} \cdot C_{eq})} + \left(\frac{R_{2eq} \cdot D'_{2eq}}{R_{2eq} \cdot D'_{2eq} + R_{Seq}} \right) + s \cdot C_{eq} (R_{2eq} + R_{Seq})} \quad (12)$$

3 Projeto do Sistema de Controle

A estratégia de controle a ser aplicada deve prever a bidirecionalidade da corrente no indutor do conversor nos dois modos de operação (*buck* ou *boost*). Para isso é utilizado o controle por corrente média (*average current mode control*). Desta maneira, a estratégia de controle foi projetada para comportar os dois modos de operação.

A Figura 4 mostra o diagrama de blocos que representa a estratégia de controle aplicada.

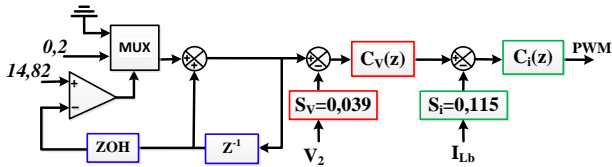


Figura 4 – Diagrama de blocos do circuito de controle através da técnica pelo modo corrente média.

No esquemático do sistema de controle da Figura 4, os blocos representados pelos componentes $C_v(z)$ e $C_i(z)$, contém, respectivamente, os termos das funções de transferências dos compensadores da malha de tensão e da malha de corrente calculados, os quais já encontram-se discretizados, tendo em vista a implementação do controle digital.

O diagrama de blocos mostra que o controle utiliza a técnica em cascata. Os componentes $S_v = 0,039$ e $S_i = 0,115$ representam, respectivamente, o sensor de medição da amostra da tensão de saída e o sensor de medição da amostra da corrente no indutor do conversor.

No diagrama de blocos do controle tem-se um multiplexador (*MUX*), um integrador (z^{-1}), um segurador de ordem zero (*ZOH*), um comparador e duas constantes, no valor de 0,2 e 14,82. Estes componentes mencionados constituem um modelo de *soft-starter* em rampa, o qual tem o objetivo de permitir a partida suave do conversor. Assim, inicialmente, o valor da referência de tensão passa por um integrador e o resultado é comparado com o valor de 14,82, que representa os 380 Vcc. Caso não sejam iguais, o valor de referência é acrescido de 0,2, garantindo, assim, a resposta em rampa na referência de tensão até que o valor desejado seja atingido.

3.1. Projeto da Malha de Corrente

Inicialmente, para a implementação do controle da malha de corrente, faz-se necessário considerar alguns parâmetros, tais como a amplitude da onda dente de serra $V_D = 5V$, a tensão de referência da malha de corrente $V_{refi} = 2,5V$ e a resistência do sensor resistivo $R_{sh} = 0,005\Omega$.

O ganho do amplificador diferencial é dado por (13).

$$K_{dif} = \frac{V_{refi}}{R_{sh} \cdot I_1} = 23,03 \quad (13)$$

A função de transferência do elemento de medição da corrente é dada por (14).

$$H_i(s) = K_{dif} \cdot R_{sh} = 0,115 \quad (14)$$

O ganho do modulador é determinado por (15).

$$F_m(s) = \frac{1}{V_D} = 0,2 \quad (15)$$

Sendo $\omega_z = 2\pi f_s$ e $Q_z = \frac{-2}{\pi}$, tem-se a seguir a função de transferência para adicionar robustez ao sistema.

$$H_e(s) = 1 + \frac{s}{\omega_z \cdot Q_z} + \left(\frac{s}{\omega_z} \right)^2 \quad (16)$$

Assim, a função de transferência de laço aberto sem compensador é dada pela equação (17)

$$FTLA_{sci}(s) = Gi(s) \cdot F_m(s) \cdot H_i(s) \cdot H_e(s) \quad (17)$$

Para o controle da malha de corrente foi escolhido o compensador do tipo proporcional e integral (PI), com dois polos, mais conhecido como PI com filtro ou compensador tipo 2, o qual é muito usual por apresentar um polo na origem, devido ao integrador, o que garante ao sistema, em laço aberto, um ganho bastante elevado em baixas frequências, minimizando o erro estático da planta. O outro polo, chamado de filtro, é utilizado para rejeitar o ruído de alta frequência provocado pela comutação dos interruptores do conversor.

A frequência de cruzamento é estimada em uma década abaixo da frequência de comutação do conversor equivalente, a qual deverá ser no máximo um quarto da frequência de operação da planta. Quanto maior for a frequência de cruzamento, mais rápido será o tempo de resposta do compensador. Por outro lado, quando este valor apresenta proximidade com a frequência de operação, o compensador tende a atuar no sentido de atenuar as oscilações naturais da planta, tornando o sistema instável. Logo, a frequência de cruzamento adotada é dada por (18).

$$f_{ci} = \frac{f_{seq}}{10} = 4kHz \quad (18)$$

Após análise, verificou-se que para esta frequência o sistema apresenta uma atenuação de -9,83dB, assim o compensador deve ter um ganho de 9,83dB em 4kHz e a defasagem da $FTLA_{sci}(s)$ é de -108,17°, conforme mostrado, respectivamente, nas expressões (19) e (20).

$$ATi = 20 \cdot \log(|FTLA_{sci}(2\pi \cdot f_{ci})|) = -9,83 \quad (19)$$

$$P = \arg(FTLA_{sci}(2\pi \cdot f_{ci})) \cdot \frac{180}{\pi} = -108,17 \quad (20)$$

Portanto, o ganho absoluto do compensador é calculado por meio da expressão (21).

$$Ai = 10^{\frac{|ATi|}{20}} = 3,102 \quad (21)$$

Realizando a alocação dos polos e zero do compensador, o zero do compensador foi alocado próximo ao polo da planta, colocando-o duas décadas abaixo da frequência equivalente, conforme (22).

$$f_{iz} = \frac{f_{seq}}{20} = 2kHz \quad (22)$$

Com relação aos polos, alocou-se um polo na origem, visando minimizar o erro estático, e o outro polo foi alocado na metade da frequência de comutação equivalente. Desta forma, tem-se as equações (23) e (24).

$$f_{ip1} = 0 \quad (23)$$

$$f_{ip2} = \frac{f_{seq}}{2} = 20kHz \quad (24)$$

Com os dados apresentados, obteve-se a função de transferência do compensador da malha de corrente no plano-s, conforme mostrado na expressão (25).

$$C_i(s) = \frac{2,049 \cdot 10^{-14} \cdot s + 2,57 \cdot 10^{-10}}{5,266 \cdot 10^{-20} \cdot s^2 + 7,265 \cdot 10^{-15} \cdot s} \quad (25)$$

Assim, a função de transferência de laço aberto com compensador é determinada por (26), e o seu diagrama de Bode é mostrado na Figura 5.

$$FTLA_{cci}(s) = FTLA_{sci}(s) \cdot C_i(s) \quad (26)$$

A margem de Fase e a margem de Ganho do sistema compensado são, respectivamente, iguais a 34,95° e 0,000052°.

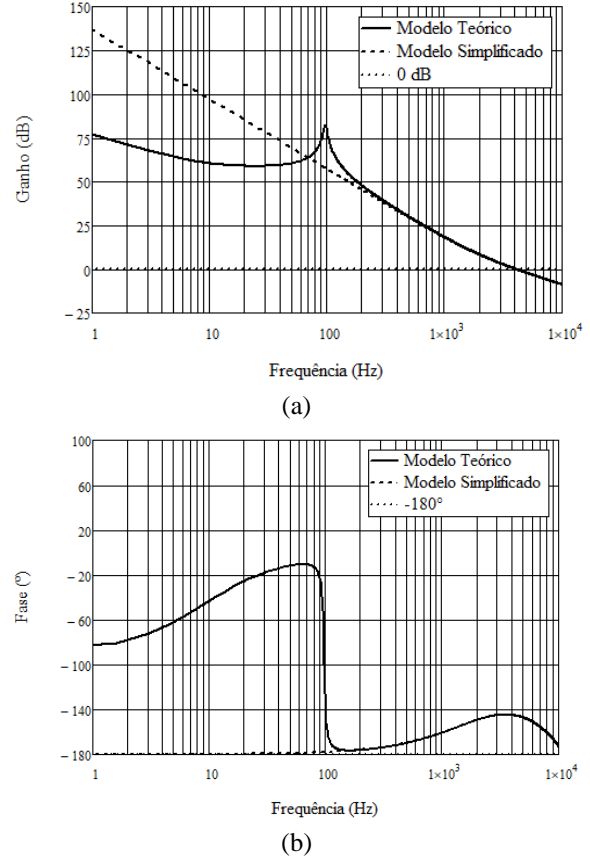


Figura 5 - Diagrama de Bode para $FTLA_{cci}(s)$: (a) Ganho (b) Fase.

Discretizando a função de transferência da equação (25) e aplicando o método de *Tustin*, obtém-se a expressão (27) como resultado no plano-z.

$$C_i(z) = \frac{2,87 \cdot z^2 + 1,37 \cdot z - 1,501}{z^2 - 0,449 \cdot z - 0,5505} \quad (27)$$

3.2. Projeto da Malha de Tensão

Para a implementação do controle da malha de tensão, tem-se inicialmente que a tensão de referência (V_{refv}) é dada por (28).

$$V_{refv} = 5V \quad (28)$$

A função de transferência do elemento de medição da tensão é determinada pela relação entre a tensão de referência e a tensão de saída equivalente, conforme mostrado pela expressão (29).

$$H_v(s) = \frac{V_{refv}}{V_{2eq}} = \frac{5}{126,6} = 0,039 \quad (29)$$

Sendo a função da transferência da planta dada por $Gv(s)$, conforme mostrado na equação (12), tem-se que a função de transferência de laço aberto da malha de tensão sem compensador é determinada através da expressão (30).

$$FTLA_{scv}(s) = Gv(s) \cdot \frac{H_v(s)}{H_i(s)} \quad (30)$$

Para a malha de tensão, optou-se pela frequência de cruzamento bem mais lenta que a frequência de cruzamento da malha de corrente. Assim, adotou-se o valor conforme equação (31).

$$f_{cv} = \frac{f_{ci}}{200} = 20\text{Hz} \quad (31)$$

Observou-se que para a frequência escolhida o sistema apresenta uma atenuação de aproximadamente $-7,09$ dB, assim o compensador deve ter um ganho de $7,09$ dB em 20Hz e a defasagem da $FTLA_{scv}(s)$ é de $-65,37^\circ$, conforme mostrado, respectivamente, nas expressões (32) e (33).

$$ATv = 20 \cdot \log(|FTLA_{scv}(2\pi \cdot f_{cv})|) = -7,09 \quad (32)$$

$$P = \arg(FTLA_{scv}(2\pi \cdot f_{cv})) \cdot \frac{180}{\pi} = -65,37 \quad (33)$$

Portanto, o ganho absoluto do compensador é calculado por meio da expressão (34).

$$Av = 10^{\frac{|ATv|}{20}} = 2,262 \quad (34)$$

Realizando a alocação dos polos e zero do compensador da malha de tensão, tem-se que o zero foi alocado uma década abaixo da frequência de cruzamento da malha de tensão.

$$f_{vz} = \frac{f_{cv}}{10} = 2\text{Hz} \quad (35)$$

Com relação aos polos, alocou-se um polo na origem, visando minimizar o erro estático, e o outro polo foi alocado uma década acima da frequência de comutação da malha de tensão, conforme mostrado em (36) e (37).

$$f_{vp1} = 0 \quad (36)$$

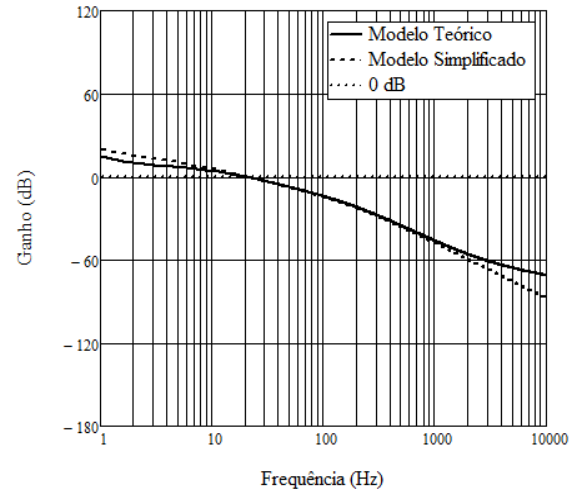
$$f_{vp2} = 10 \cdot f_{vc} = 200\text{Hz} \quad (37)$$

Semelhantemente à malha de corrente, escolheu-se para a malha de tensão o compensador PI com filtro, onde a função de transferência do compensador da malha de tensão no plano-s, com os devidos valores, é dada por (38).

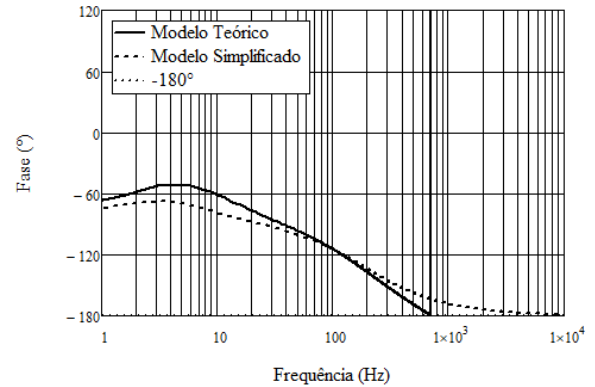
$$C_v(s) = \frac{5,022 \cdot 10^{-10} \cdot s + 6,31 \cdot 10^{-9}}{1,77 \cdot 10^{-13} \cdot s^2 + 2,24 \cdot 10^{-10} \cdot s} \quad (38)$$

Assim, a função de transferência de laço aberto com compensador é determinada pela expressão (39) e o seu diagrama de Bode é mostrado na Figura 6.

$$FTLA_{ccv}(s) = FTLA_{scv}(s) \cdot C_v(s) \quad (39)$$



(a)



(b)

Figura 6 - Diagrama de Bode para $FTLA_{ccv}(s)$: (a) Ganho (b) Fase.

A margem de Fase e a margem de Ganho do sistema compensado para a malha de tensão são, respectivamente, iguais a $103,2^\circ$ e $0,086^\circ$.

Discretizando a função de transferência da equação (38) e aplicando o método de *Tustin*, obtém-se a expressão (40) como resultado no plano-z.

$$C_v(z) = \frac{0,068 \cdot z^2 + 4,3 \cdot 10^{-5} \cdot z - 0,068}{z^2 - 1,94 \cdot z - 0,9388} \quad (40)$$

Portanto, com base nos diagramas de Bode das funções de transferência das malhas de corrente e tensão com compensador, observou-se que o sistema de controle foi adequadamente projetado, tendo em vista atender as especificações e parâmetros do projeto estabelecido.

4 Resultados de Simulação

As simulações computacionais foram implementadas com o objetivo de validar o sistema proposto e foram realizadas através do software PSIM.

Os resultados das simulações foram analisados em regime permanente e adotou-se o valor da corrente positiva como sendo o indicativo do sentido de carregamento das baterias, ou seja, o conversor operando no modo *buck*, e a corrente com valor negativo indicando o conversor no modo *boost*.

O sistema foi simulado com o cenário da nanorede desconectada da rede de distribuição CA da concessionária de energia, ou seja, operando no modo isolado ou ilhado.

Assim, aplicou-se uma variação de $\pm 10\%$ do nível nominal da tensão do barramento CC, buscando, desta forma, simular distúrbios em uma faixa de elevação e afundamento de tensão. Para isso, utilizou-se uma fonte alternada com amplitude de pico de 38V, ou seja, máximo de 10% de 380Vcc, com frequência de 5 Hz, e observou-se o comportamento da resposta do conversor.

A Figura 7 mostra a tensão no barramento CC, onde observa-se que o nível de tensão varia de 342V a 418V, simulando a presença de sobretensão e subtensão no barramento, porém mantendo a tensão média em torno de 380V. Já a Figura 8 mostra o comportamento da tensão e da corrente através das baterias.

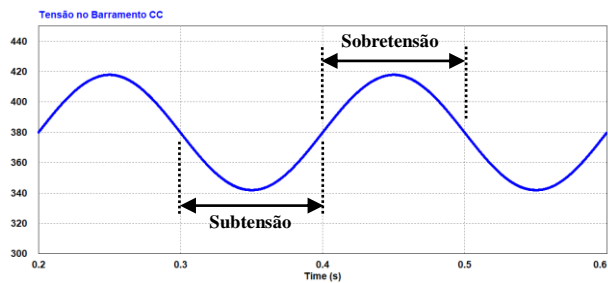


Figura 7 – Variação da tensão no barramento CC simulando a inserção de distúrbios de sobretensão e subtensão.

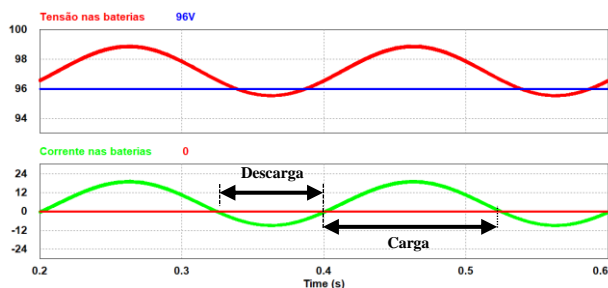


Figura 8 – Tensão e corrente nas baterias mediante a variação do nível de tensão do barramento CC.

Observa-se na Figura 8 que durante o período de sobretensão no barramento CC a corrente é positiva e segue aumentando a medida que a tensão do barramento cresce, mostrando que o conversor opera no modo *buck*, logo as baterias estão carregando. Já no período de subtensão no barramento CC, nota-se que a corrente é negativa, pois o conversor passa a operar no modo *boost* e tende a suprir o

barramento CC através da energia das baterias, fazendo com que estas se descarreguem.

Observa-se que o sistema apresenta um período maior com a corrente das baterias no valor positivo. Isso demonstra que o conversor opera majoritariamente no modo *buck*, ou seja, com as baterias carregando, o que é a situação mais desejada para o sistema proposto.

Na Figura 9 são mostradas as formas de onda da tensão e da corrente no indutor L_b , onde a tensão máxima no indutor é a mesma tensão de entrada V_I , ou seja, a tensão das baterias, que é de 96V. Já a corrente média em L_b é a mesma corrente de entrada I_I . O valor da corrente encontra-se negativo apenas para indicar que o conversor está operando no modo *boost*, conforme convencionou-se.

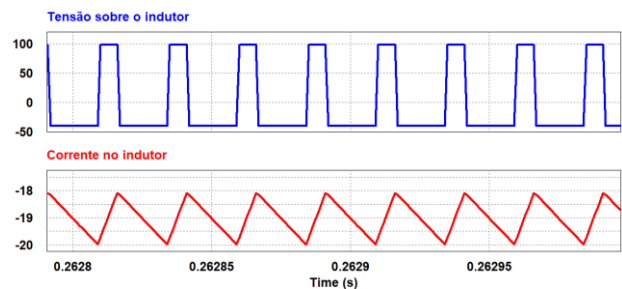


Figura 9 – Formas de onda da tensão e da corrente no indutor no modo *boost*.

Na Figura 10 estão representadas as formas de onda das correntes através dos interruptores S_1 e S_2 , durante o modo *boost*. Verifica-se que durante o ciclo de trabalho os interruptores S_1 e S_2 conduzem ao mesmo tempo e depois apenas um dos interruptores permanece em condução enquanto outro é bloqueado.

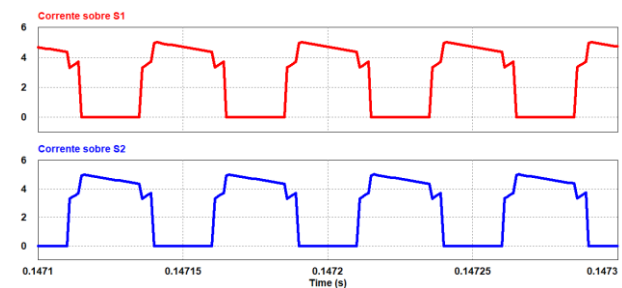


Figura 10 - Formas de onda das correntes através das chaves S_1 e S_2 .

Na Figura 11 tem-se as formas de onda das tensões sobre as chaves S_3 e S_5 no modo *buck*.

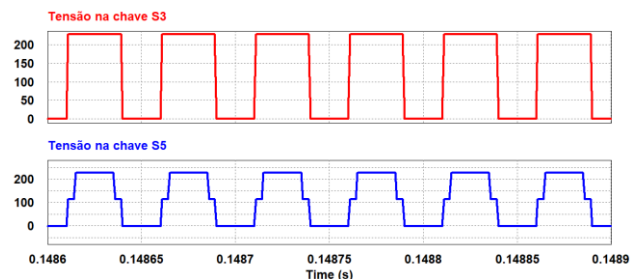


Figura 11 – Formas de onda da tensão nas chaves S_3 e S_5 .

Na Figura 12 são mostradas as formas de onda das correntes que circulam através dos diodos intrínsecos DI_1 e DI_2 dos interruptores S_1 e S_2 , no modo *buck*.

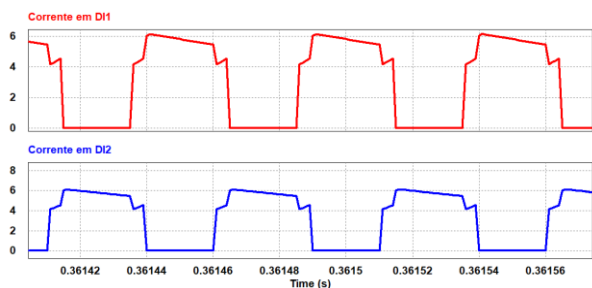


Figura 12 – Corrente sobre os diodos intrínsecos das chaves S_1 e S_2 .

Na Figura 13 são mostradas as formas de onda da tensão e da corrente no indutor filtro L_b , onde a tensão máxima (em módulo) sobre o indutor é a mesma tensão de entrada V_I , ou seja, a tensão das baterias, que é de 96V. Já a corrente média em L_b é a mesma corrente de entrada I_I . Observa-se que o valor da corrente se encontra positivo, caracterizando que o conversor está operando no modo *buck*, conforme convencionou-se.

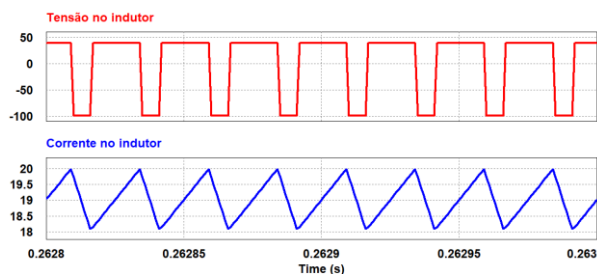


Figura 13 – Formas de onda da tensão e corrente no indutor com o conversor operando no modo *buck*.

5 Conclusão

Através do presente trabalho apresentou-se todo um estudo da implementação do sistema de controle de um conversor CC-CC bidirecional com alto ganho de tensão, com base na célula de comutação de três estados.

Calculou-se os componentes principais do conversor bidirecional e com as funções de transferência obtidas, projetou-se o sistema de controle pelo método da corrente média, usando-se os controladores do tipo PI com filtro. A implementação do sistema de controle digital foi efetuada mediante a discretização do sistema.

Por meio de simulações foi possível validar o funcionamento do conversor, juntamente com o sistema de controle, tendo em vista que os resultados alcançados se mostraram compatíveis com a teoria concebida.

O conversor funcionou em ambos os modos de operação, ou seja, no modo *buck* e no modo *boost*, apresentando, em carga nominal, um rendimento de 95,2%, e mostrando a eficácia da bidirecionalidade do fluxo de potência, assim como a estabilidade do sistema em regime permanente,

demonstrando que o mesmo pode ser perfeitamente utilizado na nanorrede CC utilizada como referência.

Desta forma, com base no que foi apresentado, constatou-se que o projeto do sistema de controle do conversor bidirecional foi implementado com êxito e dentro das especificações propostas.

Agradecimentos

Os autores agradecem ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC), ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará (UFC) e ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade de Fortaleza (Unifor).

Referências Bibliográficas

- Alves, D. B. S., Conversor Boost de alto ganho baseado na versão bidirecional da célula de comutação de três estados, Dissertação (mestrado), Universidade Federal do Ceará, 2014.
- Boroyevich, D. *et al* (2010). Future Electronic Power Distribution Systems - A Contemplative View. Maio 2010, Brasov: IEEE, pp. 1369–1380. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5510477/>>, acesso em 27 de janeiro de 2018.
- Empresa de Pesquisa Energética (EPE), "Balanço Energético Nacional 2015: Ano base 2014," tech. rep., Ministério de Minas e Energia, Rio de Janeiro, Brasil, 2015.
- Energy Information and Administration, "International energy outlook 2013," tech. rep., U.S. Energy Information and Administration (EIA), 2013.
- Kondrath, N., Bidirectional DC-DC Converter Topologies and Control Strategies for Interfacing Energy Storage Systems in Microgrids: An Overview, 5th IEEE International Conference on Smart Energy Grid Engineering, pp. 341-345, 2017.
- Marques, D. D. Conversor bidirecional CC-CC de alto ganho para aplicação em sistemas autônomos de geração de energia elétrica. XIX Congresso Brasileiro de Automática (CBA), 2012, pp. 1886-1893.
- Melo, R. R., Conversor CC-CC bidirecional aplicado a supercapacitores para veículos elétricos, Dissertação (mestrado), Universidade Federal do Ceará, 2014.
- Schonberger, J. et al., "Dc-bus Signaling: A Distributed Control Strategy for Hybrid Renewable Nanogrid," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 5, pp. 1453-1460, 2006.
- Vorperian, V. Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part I: Continuous Conduction Mode Aerospace And Electronic Systems, IEEE Transactions on Power Systems, Vol.26, No. 2, pp. 490-496, 1990.