

Análise Dinâmica de um Conversor CC-CC Trifásico Bidirecional Alimentado em Corrente para Aplicação de Armazenadores de Energia na Mitigação de Oscilações em Redes de Distribuição de Baixa Tensão

Gilmar N. S. Costa*, Herminio M. Oliveira Filho**, Paulo P. Praça*,
Cícero V. Silva Neto**, Gustavo A. L. Henn**, Demercil S. Oliveira Jr*.

*Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará - UFC,

Fortaleza, Brasil (e-mail: gilmarnunes@dee.ufc.br, ppraca@dee.ufc.br, demercil@dee.ufc.br).

**Instituto de Engenharias e Desenvolvimento Sustentável, Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira - UNILAB, Redenção, Brasil (e-mail: herminio@unilab.edu.br, cicero.prouca@gmail.com, gustavo@unilab.edu.br)

Abstract: The present work presents the modeling and dynamic analysis of a current fed bidirectional isolated three-phase DC-DC converter. The topology, which proposes to perform the CC-CC stage of a bidirectional active system for connecting energy stores to the power grid, has two control variables, the duty cycle in the primary side switches and the phase-shift angle for control power flow. The current plant is modeled based on the dynamic model of the classic boost converter, while the gyrator theory is used for the output voltage loop. Simulation results are presented in order to validate the strategy and modeling of the implemented discrete control system.

Resumo: O presente trabalho apresenta a modelagem e análise dinâmica de um conversor CC-CC trifásico isolado bidirecional alimentado em corrente. A topologia, que se propõe a realizar o estágio CC-CC de um sistema ativo bidirecional para conexão de armazenadores de energia à rede elétrica, possui duas variáveis de controle, a razão cíclica nas chaves do lado primário e o ângulo de *phase-shift* para controle do fluxo de potência. É realizada a modelagem da planta de corrente de entrada em função da razão cíclica a partir do modelo dinâmico do conversor *boost* clássico, enquanto que para a malha da tensão de saída é utilizado a teoria do *gyrator*. Resultados de simulação são apresentados de modo a validar a estratégia e modelagem do sistema de controle discreto implementado.

Keywords: Digital control; phase-shift; three-phase DC-DC converter; bidirectional converter ; energy storage ; gyrator .

Palavras-chaves: Controle digital; phase-shift; conversor CC-CC trifásico; conversor bidirecional; armazenamento de energia; *gyrator*.

1. INTRODUÇÃO

Diversos estudos e pesquisas nas últimas décadas sobre conversores CC-CC isolados bidirecionais têm sido realizados e motivados principalmente pelo crescimento do número de aplicações como: veículos elétricos, energias renováveis, redes elétricas inteligentes (*smartgrids*), distribuição CC, transformadores de estado sólido (*SST- Solid State transformer*) (Peng, et al., 2004) e sistemas com armazenamento de energia (Oliveira Filho, et al., 2016) (Santos, et al., 2019). Uma topologia CC-CC isolada bidirecional amplamente conhecida pela literatura é o conversor DAB (*Dual Active Bridge*) apresentado por (De Donker, et al., 1991). Tal conversor é constituído principalmente por duas pontes H ativas, uma no lado primário e outra no secundário, de modo que estas são conectadas por um transformador monofásico de alta frequência e realiza o controle do fluxo de potência através da técnica do *phase-shift* (deslocamento de fases). Versões

trifásicas do conversor DAB como a apresentada em (De Donker, et al., 1991) assim como a versão alimentada em corrente proposta por (Hanju, et al., 2009), conferem soluções mais eficientes para elevado nível de processamento de energia, tendo em vista que os três estágios de processamento proporcionam a redução de potência que flui por cada chave em comparação às topologias monofásicas, e, assim, reduz-se consideravelmente os esforços nos semicondutores (Oliveira Filho, et al., 2016).

Neste sentido, o desenvolvimento de uma estrutura ativa com as características de um conversor CC-CC isolado e com fluxo de potência bidirecional está alinhado com o escopo do projeto estratégico de P&D da chamada pública ANEEL nº 001/2016 em execução na Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira – UNILAB, que trata do estudo de sistemas de monitoramento, qualidade, modelagem e mitigação de oscilações elétricas em unidades consumidoras contendo minigeração fotovoltaica. O sistema

ativo bidirecional proposto realiza a conexão de armazenadores de energia (baterias) a rede elétrica com a finalidade mitigar oscilações de tensão em circuitos estratégicos instalados na unidade acadêmica do Campus das Auroras da UNILAB. O esquemático do sistema proposto como solução no projeto de P&D supracitado é apresentado na Fig. 1, com destaque para o sistema ativo bidirecional.

Como observado na Fig. 1, o sistema ativo é composto basicamente por dois estágios de processamento, um CC-CC e outro CC-CA, sendo o primeiro estágio o objeto de análise neste artigo. O estágio CC-CC é realizado por um conversor CC-CC isolado bidirecional alimentado em corrente. Na Fig. 2 é apresentada a topologia do conversor proposta inicialmente por (Oliveira Filho, et al., 2017), onde o autor apresenta as principais características do conversor quanto ao comportamento do fluxo de potência e comutação dos interruptores em regime permanente.

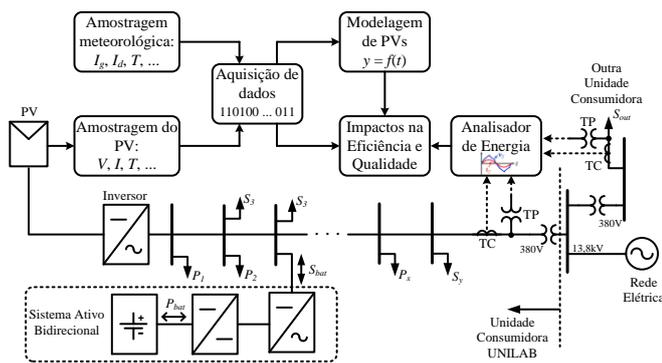


Fig. 1 Esquemático do sistema proposto no projeto estratégico de P&D (Chamada Pública ANEEL nº 01/2016).

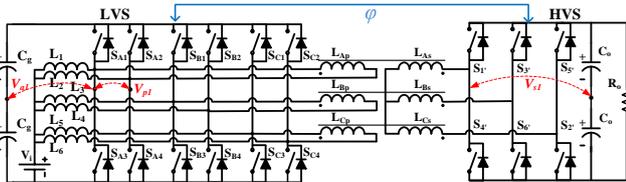


Fig. 2 Conversor CC-CC isolado bidirecional alimentado em corrente (Oliveira Filho, et al., 2017).

O conversor é uma versão trifásica alimentada em corrente do conversor DAB, e, portanto, possui em sua estrutura três transformadores de alta frequência que realizam a conexão de três pontes H no lado de baixa tensão (LVS - Low Voltage side) com uma ponte trifásica no lado de alta tensão (HVS - High Voltage Side). A utilização de seis indutores intercalados no LVS garante baixa ondulação de corrente no banco de baterias. O fluxo de potência bidirecional é garantido pela técnica de *phase-shift* e a modulação PWM (*Pulse Width Modulation*) é empregada nos interruptores de potência.

Neste contexto, o presente trabalho tem como objetivo apresentar a análise e modelagem do sistema de controle do conversor apresentado na Fig. 2. A contribuição deste trabalho dá-se em apresentar as considerações quanto às especificidades do sistema de controle, modelagem das

funções de transferência das plantas e projeto dos compensadores no domínio z. Deste modo, em complementariedade ao trabalho de (Oliveira Filho, et al., 2017), os resultados deste trabalho contribuem para validação matemática da parte dinâmica da referência supracitada.

2. ANÁLISE DO CONVERSOR PELO MODELO REAL

Estruturas topológicas derivadas do conversor DAB, como é o caso da topologia em análise, realizam a modelagem do comportamento do fluxo de potência a partir do modelo simplificado por fase, como apresentado na Fig. 3. Como proposta do modelo, a indutância de dispersão L_L de cada transformador pode ser vista como uma reatância indutiva conectada por duas fontes de tensão. A forma de onda quadrada de tensão vista nos terminais da reatância de dispersão podem ser representadas referindo a tensão de saída (no HVS) para o primário (LVS). As variáveis usadas para controlar o fluxo de potência são o ângulo de *phase-shift* φ e a razão cíclica D nos interruptores do LVS. A primeira variável controla o fluxo de potência processada pelo conversor, enquanto a segunda equaliza a corrente nos indutores intercalados.

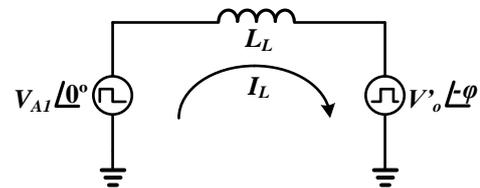


Fig. 3 Modelo simplificado por fase da topologia em análise.

De acordo com os valores de φ e D , a forma de onda de corrente no indutor L_L pode assumir determinado formato, e, portanto, a modelagem é realizada considerando a particularidade de cada modo de operação do conversor. Deste modo, a Fig. 4 apresenta as diferentes regiões de operação que o conversor pode assumir, considerando que a razão cíclica esteja nos limites $[1/3, 2/3]$ e o ângulo φ possua 120° como valor máximo. Estas considerações são assumidas tendo em vista os elevados esforços que as chaves de potência podem sofrer devido ao considerável fluxo de conteúdo reativo através dos transformadores (Wang & Li, 2012).

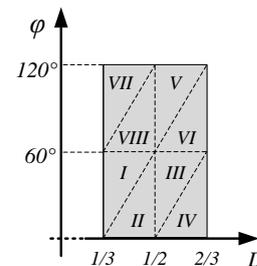


Fig. 4 Regiões de operação para valores de φ e D (Oliveira Filho, et al., 2017).

A Fig. 5 apresenta as principais formas de onda do conversor utilizadas para obtenção das equações que modelam o

comportamento do fluxo de potência para a região II de operação. A modelagem baseia-se em determinar as equações que descrevem a corrente i_L e a tensão nos terminais da indutância L_L . Com a determinação da diferença de potencial na indutância L_L e a reatância indutiva X_L pode-se calcular instantaneamente o valor da corrente que flui por cada transformador. Deste modo, pode-se, através de (1), determinar a potência ativa processada pelo conversor.

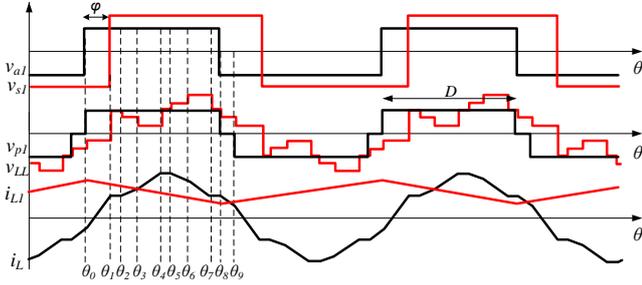


Fig. 5 Principais formas de onda do conversor (Oliveira Filho, et al., 2017).

$$P_o = \frac{3}{\pi} \int_0^\pi v_1(\theta) \cdot i_L(\theta) d\theta \quad (1)$$

Em (2) apresenta-se a representação matemática do comportamento do fluxo de potência em função das variáveis de controle. Como pode-se observar, são apresentadas as equações de potência que representam as 8 regiões de operação do conversor. Aplicando em (2) a potência de base definida em (3), pode-se observar na Fig. 6 a potência de saída do conversor em função do ângulo de *phase-shift* φ e razão cíclica D . A tensão V_g refere-se à tensão no barramento capacitivo representado pelo capacitor C_g . Observa-se que os maiores valores de potência ocorrem para menores valores D . Para maiores detalhes sobre os procedimentos analíticos e matemáticos do fluxo de potência da topologia, acessar (Oliveira Filho, et al., 2017).

$$P_o(\varphi, D) = \begin{cases} \frac{2V_g^2 d}{\omega L_L} \left[2D(2\varphi - 2\pi D + \pi) - \frac{3\varphi^2}{2\pi} - \frac{\varphi}{3} - \frac{\pi}{18} \right], I \\ \frac{2V_g^2 d}{\omega L_L} \left[2D\left(\varphi - \pi D + \frac{\pi}{3}\right) - \frac{\varphi^2}{\pi} + \frac{\varphi}{3} + \frac{\pi}{6} \right], II \\ \frac{2V_g^2 d}{\omega L_L} \left[2D\left(\varphi - \pi D + \frac{\pi}{3}\right) - \frac{\varphi^2}{\pi} + \frac{\varphi}{3} + \frac{\pi}{6} \right], III \\ \frac{2V_g^2 d}{\omega L_L} \left[2D\left(\pi D - \varphi - \frac{5\pi}{3}\right) + \frac{7\varphi}{3} + \frac{7\pi}{6} \right], IV \\ \frac{2V_g^2 d}{\omega L_L} \left[2D(2\varphi - 2\pi D + \pi) - \frac{2\varphi^2}{\pi} - \frac{\pi}{9} \right], V \\ \frac{2V_g^2 d}{\omega L_L} \left[2D\left(\varphi - \pi D + \frac{\pi}{3}\right) - \frac{3\varphi^2}{2\pi} - \frac{2\varphi}{3} + \frac{\pi}{9} \right], VI \\ \frac{2V_g^2 d}{\omega L_L} \left[2D\left(\varphi - \pi D + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{3\varphi^2}{2\pi} + \frac{\varphi}{3} - \frac{\pi}{18} \right], VII \\ \frac{2V_g^2 d}{\omega L_L} \left[2D(2\varphi - 2\pi D + \pi) - \frac{2\varphi^2}{\pi} - \frac{\pi}{9} \right], VIII \end{cases} \quad (2)$$

$$P_{base}(90^\circ, 0.5) = \frac{28\pi \cdot V_i^2}{9 \cdot L_L \cdot \omega} \quad (3)$$

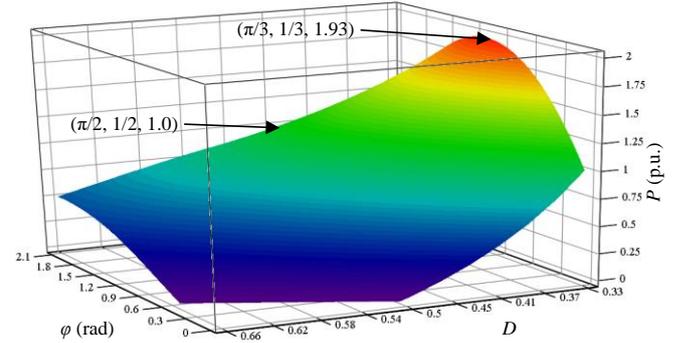


Fig. 6 Potência ativa processada em função de φ e D (Oliveira Filho, et al., 2017).

3. ANÁLISE DINÂMICA DO CONVERSOR

A análise dinâmica do conversor envolve o controle da corrente através dos indutores intercalados no LVS (L_1 - L_6) e da tensão do barramento no HVS. Para o controle das correntes dos indutores intercalados foi projetado um controlador proporcional-integral (PI) com filtro (PI c/F) baseado no controle por corrente média, enquanto que para a regulação da tensão no barramento é projetado um controlador PI baseado no deslocamento da portadora (*phase-shift*) na modulação dos interruptores no HVS. A Fig. 7 apresenta o esquemático simplificado por fase do sistema de controle implementado no conversor, considerando um único indutor intercalado.

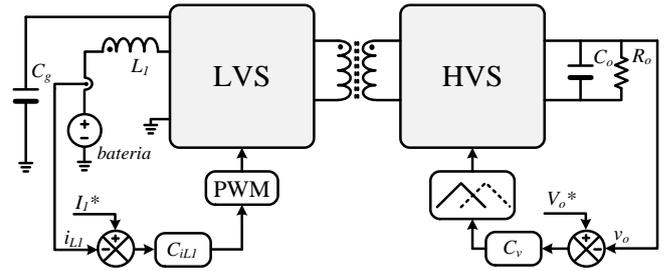


Fig. 7 Esquemático do sistema de controle implementado.

3.1 Controle de Corrente nos Indutores Intercalados

A corrente que flui através dos transformadores de alta frequência no LVS é obtida através das iterações entre a corrente nos 6 indutores provida pela modulação empregada nos interruptores a estes conectados. Deste modo, deve-se garantir o equilíbrio entre as correntes em cada um destes, caso contrário, a corrente média nos transformadores poderá ser diferente da nulidade, e, portanto, comprometer o funcionamento da estrutura (Oliveira, et al., 2019). Outra implicação da ausência de regulação na referida variável seria a presença de elevada ondulação de tensão V_g no barramento capacitivo no LVS.

A estrutura pode ser entendida como 6 conversores *boost* conectados em paralelo, e pode-se, então, considerar que a dinâmica do conversor pode ser modelada considerando o controle individual da corrente em cada indutor. Assim, aplicando o modelo CA de pequenos sinais apresentado em (Erickson & Maksimovic, 2007) no conversor *boost* tem-se em (4) a função de transferência (FT) que relaciona a corrente no indutor L_l a partir de pequenas perturbações em torno da razão cíclica nominal (D_o) na chave a este conectada.

$$G_{iL_l}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_i}{D_o} \cdot \frac{1}{s \cdot L_l} \quad (4)$$

Cabe destacar que a referência da malha de corrente em cada indutor deve ser a mesma, e desta forma adota-se tal como sendo a média das correntes dos 6 indutores ou 1/6 da corrente média total proveniente das baterias.

3.2 Controle da Tensão de Saída

O modelo da planta de tensão adotado é baseado na teoria do *gyrator*, que pode ser representado como *gyrator condutância* ou *gyrator resistência*. Em resumo, o *gyrator* é um elemento de duas portas que pode ser entendido como uma variação de um transformador ideal, e, portanto, não possui característica de armazenamento de energia ou perdas (Santos, 2011). A Fig. 8 apresenta o esquemático do modelo do *gyrator* do tipo *condutância*, e a relação existente entre as portas do elemento com o respectivo coeficiente girostático g .

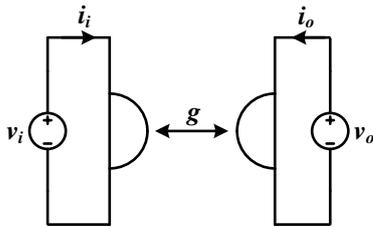


Fig. 8 *Gyrator* condutância.

Considerando a discussão a respeito do modelo adotado e a análise do circuito, pode-se representar matematicamente o modelo descrito em (5).

$$\begin{aligned} i_i &= \pm g \cdot v_o \\ i_o &= \pm g \cdot v_i \end{aligned} \quad (5)$$

O conversor em análise é modelado como um sistema *Power Input equals Power Output* ou PIPO.

$$P_o(\varphi) = P_i(\varphi) = 2 \cdot V_g \cdot I_L \quad (6)$$

A equação (7) apresenta o *gyrator condutância*, que estabelece a relação entre a tensão V_g no barramento capacitivo no LVS e a corrente I_o na porta do HVS. Através de (2) referente a região II e (7), pode-se determinar o ganho do coeficiente girostático g .

$$I_o = g \cdot V_g \quad (7)$$

$$g = \frac{1}{2d \cdot \omega \cdot L_L \cdot n} \left(2D\varphi - 2\pi D^2 + 2\pi D - \frac{\varphi^2}{\pi} + \frac{\varphi}{3} + \frac{\pi}{6} \right) \quad (8)$$

A Fig. 9 apresenta de forma simplificada o modelo do sistema de controle adotado, onde o conversor é referido ao secundário e na porta do HVS é conectada um capacitor de filtro e um resistor de carga. Como pode ser observada, a tensão V_o pode ser ajustada pela injeção de corrente controlada pela fonte na impedância conectada na porta do HVS, ajustado pela atualização do ângulo de *phase-shift* representado pela variação do produto $g \cdot V_g$ (Oliveira Filho & Oliveira, 2015).

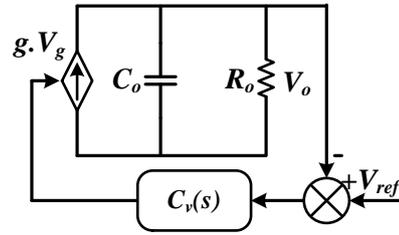


Fig. 9 Sistema de controle através do modelo do *gyrator* (Oliveira Filho & Oliveira, 2015).

Em (9) é apresentado o modelo matemático linearizado que representa o comportamento dinâmico da corrente I_o em torno do ponto de operação nominal do conversor (φ_o, I_o).

$$\frac{\partial I_o}{\partial \varphi_o} = G_\varphi = \frac{1}{2d \cdot \omega \cdot L_L \cdot n} \left(2D_o - \frac{2\varphi_o}{\pi} + \frac{1}{3} \right) \quad (9)$$

Por fim, em (10) é apresentada a função de transferência da impedância de saída conectada no secundário do conversor, que estabelece a relação entre a tensão e corrente de carga.

$$\frac{V_o(s)}{\hat{I}_o(s)} = G_v(s) = \frac{R_o}{R_o \cdot C_o \cdot s + 1} \quad (10)$$

4. EXEMPLO DE PROJETO

4.1 Sistema de Potência

As especificações apresentadas na Tabela 1, assim como os parâmetros assumidos na Tabela 2 são baseados nas considerações realizadas em (Oliveira Filho, et al., 2017). Segundo o autor, os parâmetros assumidos garantem melhores condições de operação quanto à redução de conteúdo reativo e perdas por comutação. A tensão de entrada V_i é projetada baseando-se em um banco de baterias formado por arranjos em paralelo com *strings* de 4 baterias estacionárias (12V) em série. A tensão de saída em 400V (barramento no HVS) é compatível com a tensão CC exigida em conexão de inversores comerciais à rede elétrica 220V/60Hz.

A Tabela 3 apresenta o valor dos componentes utilizados no sistema de potência do conversor. O dimensionamento dos mesmos é realizado em (Oliveira Filho, et al., 2017) e busca a garantir que as ondulações apresentadas na Tabela 2 sejam

garantidas. Também é apresentado o valor da indutância de transferência de energia L_L , bem como o valor do resistor de carga R_o .

Tabela 1. Especificações para o exemplo de projeto

Tensão do banco de baterias	48V
Tensão barramento de saída HVS V_o	400V
Potência de saída P_o	3,5 kW

Tabela 2. Parâmetros assumidos

Ângulo de <i>Phase-shift</i> φ	30°
Razão Cíclica D_o	0,5
Frequência de chaveamento f_s	20 kHz
Relação de transformação n	2,083
Ganho estático padronizado d	1
Ondulação de tensão nas baterias Δv_i	5%
Ondulação de tensão no Cap. C_g Δv_g	5%
Ondulação de tensão no Cap. C_o Δv_o	5%
Ondulação de corrente nos Indutores CC Δv_{iLL}	20%

Tabela 3. Componentes do circuito de potência

Capacitor C_g	6x100 μ F
Capacitor C_o	470 μ F
Resistor R_o	8,75 Ω
Indutor L_L	25,6 μ H
Indutor L_1-L_6	500 mH

4.2 Sistema de Controle

Na Tabela 4 são apresentadas as considerações gerais sobre o projeto do sistema de controle considerando as características de *hardware* de um DSP modelo TMS320F28379D-ZWT. O período de amostragem escolhido é projetado para realizar uma amostra de leitura a cada período de chaveamento. A amplitude da portadora e o ganho do conversor A/D são projetados baseados em um conversor de 12 bits de resolução e *clock* base de 200MHz. Os filtros projetados, apresentados da Tabela 5, são do tipo de segunda ordem e fator de amortecimento de 0,7.

Em ambas as malhas de controle o projeto do controlador foi realizado utilizando a ferramenta *sisotool* do MATLAB e baseado em analisar a função de transferência de malha aberta (FTMA). O sistema é projetado com malha de realimentação unitária, onde o ganho para baixas frequências é corrigido internamente no microcontrolador. Deste modo,

em (11) e (12), são apresentadas as FTMA para as malha de corrente e tensão respectivamente.

$$FTMA_i(s) = K_c \cdot G_{iLL}(s) \cdot H_i \cdot H_{fi}(s) \cdot H_{AD} \quad (11)$$

$$FTMA_v(s) = K_c \cdot G_\varphi \cdot G_v(s) \cdot H_v \cdot H_{fv}(s) \cdot H_{AD} \quad (12)$$

Onde K_c é o ganho da portadora triangular; H_{AD} é o ganho do conversor A/D; H_i e H_v são os ganhos de sensoriamento das malhas; H_{fi} e H_{fv} são as FTs dos filtros *anti-aliasing*.

Tabela 4. Parâmetros assumidos para o sistema de controle

Período de amostragem T_a	50 μ s
Amplitude da portadora K_c	2500
Ganho do conversor A/D H_{AD}	1240,91

Tabela 5. Filtros empregados nas malhas de controle

Malha de corrente	Freq. de corte do filtro f_{ci}	2 kHz
Malha de tensão	Freq. de corte do filtro f_{cv}	10 kHz

A expressão apresentada em (13) e (14) são as FTs discretizadas dos compensadores da malha de corrente e tensão, respectivamente. Para a malha de corrente, o compensador foi projetado de modo a garantir que a função de transferência compensada discreta $FTLA_i(z)$ apresente elevado ganho em baixas frequências, frequência de cruzamento ($f_c = 500$ Hz) 1/4 da frequência de corte f_{ci} do filtro *anti-aliasing* e margem de fase entre 45° e 90°. Os critérios de estabilidade para o projeto do compensador de tensão são idênticos, entretanto, devido à malha ser considerada lenta em comparação à malha de corrente, adota-se f_c em torno de 50 Hz, ou seja, uma década abaixo. O diagrama de bode da FT não-compensada, $FTMA(z)$, compensada, $FTLA(z)$ e do controlador de ambas as malhas são apresentadas na Figura 10 e 11, respectivamente.

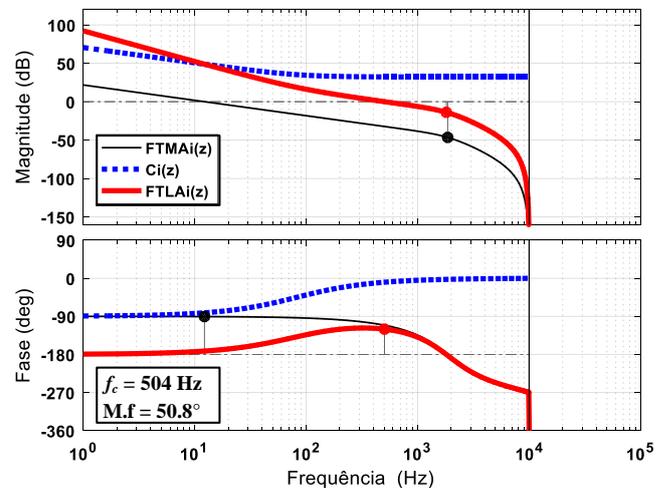


Fig. 10 Diagrama de bode da FTMA não-compensada, FTMA compensada e controlador da malha de corrente.

$$C_i(z) = 41,1760 \frac{(z-0,9745)}{z-1} \quad (13)$$

$$C_v(z) = 6236 \frac{(z-0,9679)}{z-1} \quad (14)$$

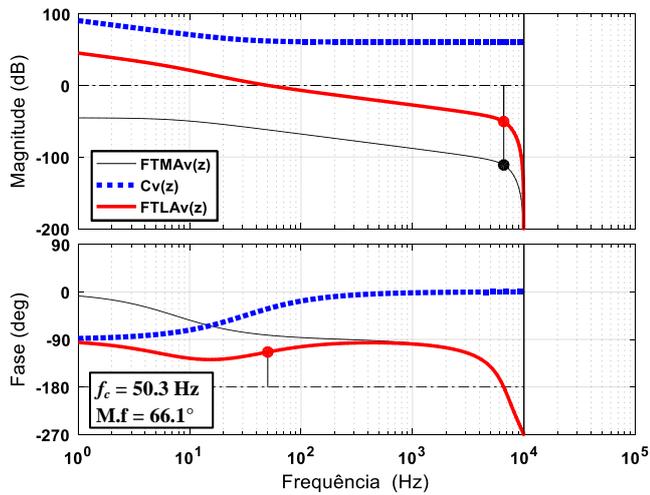


Fig. 11 Diagrama de bode da FTMA não-compensada, FTMA compensada e controlador da malha de tensão.

5. RESULTADOS

A Fig. 12 apresenta as formas de onda referente ao comportamento dinâmico da malha de corrente quando o conversor está operando com potência nominal. Como pode-se observar, as correntes nos 6 indutores intercalados apresentam-se equilibradas, ou seja, possuem mesmo formato e possuem, consequentemente, mesmo valor médio (12,09A). A tensão no barramento do LVS, especificamente nos capacitores de grampeamento C_g , apresenta-se praticamente constante, onde observou-se valor médio de 94,27V, próximo dos 96V teórico. As correntes através dos transformadores apresentaram-se praticamente sem componente CC, o que valida a estratégia de controle empregada na malha de corrente.

A Fig. 13 apresenta as forma de onda para resposta a um degrau de carga (50%-100%-50%) da corrente no indutor intercalado L_l e a corrente no banco de baterias. Como pode-se observar, o valor médio da corrente no indutor L_l segue a referência da malha de controle associada em cada variação de carga, validando, assim, o modelo dinâmico e projeto do controlador implementado. Considerando que o controlador projetado é idêntico para os 6 indutores, o efeito dinâmico nos remanescentes também é o mesmo. Como esperado, o comportamento dinâmico da corrente na bateria é idêntico ao observado nos indutores intercalados, onde, no mesmo foi verificado corrente com valor médio 6 vezes maior que no indutor L_l , assim como ondulação em torno de 17% da ondulação dos indutores intercalados.

A Fig. 14 apresenta as principais formas de onda para validação da modelagem referente ao projeto do modelo da planta e controlador da malha de tensão. Os degraus de carga ao qual o conversor é submetido refere-se ao conversor variar

inicialmente de 50%-100% da potência processada e posteriormente de 100%-50%. Em ambas as mudanças de estado de carga, observa-se que a tensão V_o no barramento do HVS é controlada, apresentando tempo de estabilização de 20,7 ms e 27,1 ms para cada estado referido. As correntes nos transformadores, primário e secundário, possuem forma de onda alternada e sem componente CC considerável. Verificou-se máximo sobressinal para os ensaios de 2,3% para a transição de 100%-50% da potência de carga.

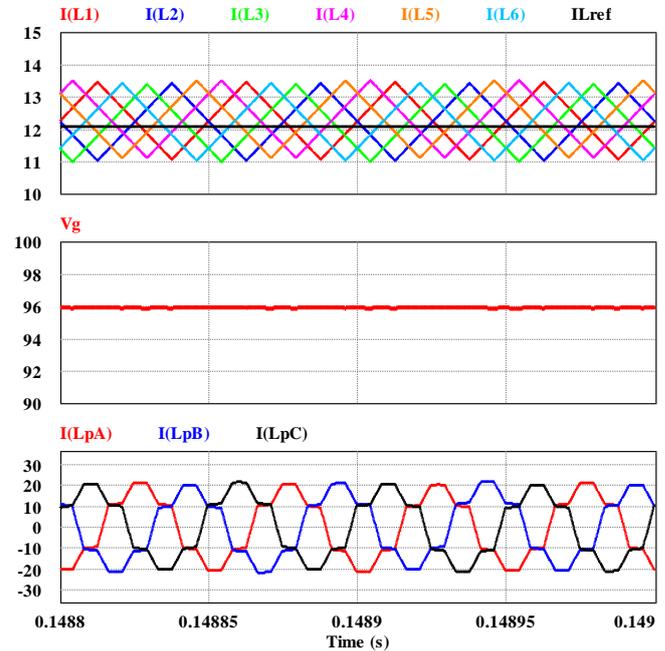


Fig. 12 Corrente nos indutores intercalados e referência da malha de controle; Tensão no barramento capacitivo V_g no LVS; Corrente nos transformadores.

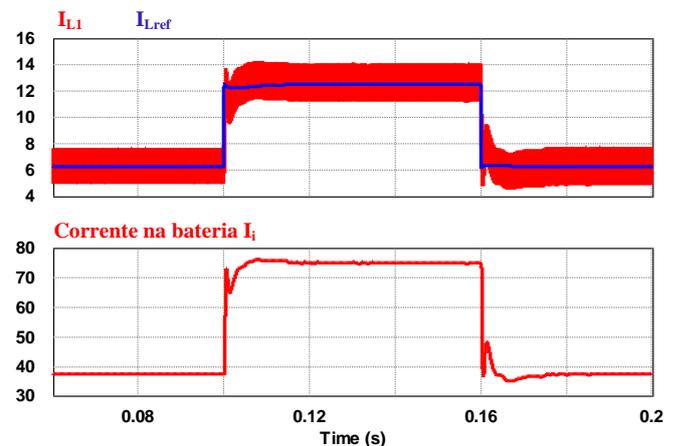


Fig. 13 Corrente no indutor L_l e a referência da malha de controle; Corrente no banco de baterias. (Degrau de 50%-100%-50%).

6. CONCLUSÕES

O presente trabalho apresentou a análise e projeto do sistema de controle aplicado a um conversor CC-CC trifásico isolado alimentado em corrente. O modelo da planta da malha de

corrente foi baseado no conversor *boost* clássico, enquanto que o da malha de tensão foi baseado na teoria de *gyrator*, a partir das equações de potência obtidas pelo modelo real do conversor. Foi realizada a modelagem dos compensadores de ambas as malhas no domínio discreto para utilização em sistemas digitais.

Resultados de simulação apresentaram-se satisfatórios, validando a estratégia e modelagem do sistema de controle. Para o conversor submetido à degrau de carga de 50% - 100% - 50% observou-se a regulação das correntes nos indutores e tensão de saída no barramento HVS. Observou-se que a malha de controle de corrente eliminou níveis cc na corrente nos transformadores assim como regulou a tensão no barramento capacitivo no LVS. O máximo sobressinal observado na tensão de saída foi de 2,3%.

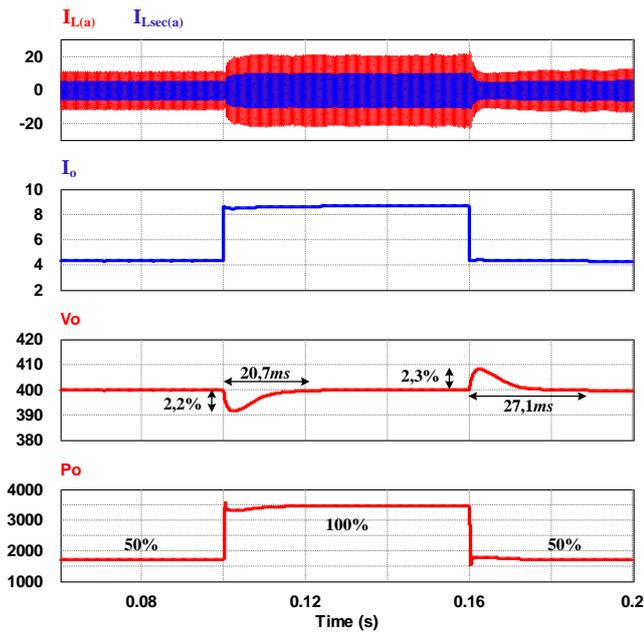


Fig. 14 Correntes no transformador T_1 (primário e secundário); Corrente no resistor R_o ; Tensão no barramento do HVS; Potência de saída do conversor.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), aos Programas de Eficiência Energética e P&D da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL – PEE – P&D) e Enel Distribuição Ceará por todo o suporte oferecido para a execução desta pesquisa.

REFERÊNCIAS

Dang, k., Yu, J., Dang, T. & Bo, H., 2011. Benefit of Distributed Generation on Line Loss. *International Conference on Electrical and Control Engineering*, pp. 2042 - 2045.

De Donker, R. W. A., Deepakraj, M. D. & Mustansir, H. K., 1991. A Three-phase Soft-Switched High-Power-Density dc/dc Converter for High-Power Applications. *IEEE*

transactions on industry applications, 1 Janeiro.pp. 63-73.

Erickson, R. W. & Maksimovic, D., 2007. *Fundamentals of Power Electronics*. s.l.:Springer.

Hanju, C., Choi, J., Kim, W. & Blasko, V., 2009. A New Bi-directional Three-phase Interleaved Isolated Converter with Active Clamp. *IEEE*, pp. 1766-1772.

Oliveira Filho, H. M., Costa, G. N. d. S., Santos, A. D. M. & Oliveira jr, D. S., 2017. A Soft Switching Current Fed Bidirectional Isolated Three-Phase Dc-Dc Converter. *Brazilian Power Electronics Conference*, 19-22 Novembro, Issue 15, p. 6.

Oliveira Filho, H. M. & Oliveira, D. d. S., 2015. Dynamic analysis of a ZVS bidirectional isolated three-phase dc-dc converter using phase-shift control. *IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 1-6.

Oliveira Filho, H. M., Oliveira, D. d. S. & Praça, P. P., 2016. Steady-State Analysis of a ZVS Bidirectional Isolated Three-Phase DC-DC Converter Using Dual Phase-Shift Control With Variable Duty Cycle. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 3 Março, pp. 1863-1872.

Oliveira, R. N. M. d., Mazza, L. C. d. S., Oliveira Filho, H. M. & Oliveira, D. d. S., 2019. A Three-Port Isolated Three-Phase Current-Fed DC-DC Converter Feasible to PV and Storage Energy System Connection on a DC Distribution Grid. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Oct, pp. 4910-4919.

Peng, F. Z., Li, H., Su, G.-J. & Lawler, J. S., 2004. A new ZVS Bidirectional DC-DC converter for fuel cell and battery application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Janeiro, Volume 19, pp. 54-65.

Santos, K. P. d., Oliveira Filho, H. M., Oliveira, D. d. S. & Praça, P. P., 2019. Steady-State Characterization of the Three-Phase Isolated DC-DC Bidirectional Converter with LLC Resonant Tank. *IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pp. 1-6.

Santos, W. M. d., 2011. Estudo e implementação do conversor TAB (Triple Active Bridge) aplicado a sistemas renováveis solares fotovoltaicos, Florianópolis: s.n.

Wang, Z. & Li, H., 2012. A Soft Switching Three-phase Current-fed bidirectional DC-DC Converter With High efficiency Over a Wide Input Voltage Range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2 Fevereiro, pp. 669-684.