

Conversor CC-CC de alto ganho e comutação suave baseado na topologia Dual Active Bridge

Moisés de O. Magalhães*, Gustavo A. de Lima Henn*, Herminio M. de Oliveira Filho*

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

Abstract: This paper presents the study and development of a bidirectional DC-DC converter powered by current through coupled inductors using phase-shift technique to control the power flow. The original topology, from which this version was conceived, uses pulse-width modulation as the switching technique, but in this work the phase-shift technique is adopted. The proposed modification has the advantage of making the power flow control simpler, and guarantees the operation of part of the switches with soft switching of the ZVS type. The working principle and mathematical analysis of the power characteristic of the converter, as well as its dynamic model are presented. A project example with input voltage, output voltage and power, respectively, of 28V, 180V and 500W is proposed. Simulation results are presented in order to prove the theoretical analysis developed.

Resumo: Este artigo apresenta o estudo e desenvolvimento de um conversor CC-CC bidirecional alimentado em corrente através de indutores acoplados que utiliza a técnica de *phase-shift* para controlar o fluxo de potência. A topologia original, da qual foi concebida esta versão em análise, utiliza modulação por largura de pulso como técnica de acionamento das chaves, porém neste trabalho é adotada a técnica de deslocamento de fase (do inglês, *phase-shift* - PS). A mudança proposta tem a vantagem de tornar mais simples o controle do fluxo de potência, além de garantir, naturalmente, o funcionamento de parte das chaves com comutação suave do tipo ZVS. O princípio de funcionamento e análise matemática da característica de potência do conversor, bem como seu modelo dinâmico são apresentados. Um exemplo de projeto com tensão de entrada, tensão de saída e potência, respectivamente, de 28V, 180V e 500W é proposto. Resultados de simulações são apresentados com o propósito de comprovar a análise teórica desenvolvida.

Keywords: Power Electronics; DC-DC converter; DAB; Phase-Shift; Bidirectional Converter.

Palavras-chaves: Eletrônica de Potência; Conversor CC-CC; DAB; Deslocamento de Fase; Conversor Bidirecional.

1. INTRODUÇÃO

Atualmente o mundo enfrenta crises energéticas por não possuir matriz energética diversificada e limpa. A matriz energética mundial é formada em sua maioria por recursos não renováveis, como o carvão mineral (38%), gás natural (23%), nuclear (10,2%), petróleo e derivados (2,9%) que somadas representam mais de 70% do total, gerando alta emissão de gases poluentes na atmosfera e trazendo diversas consequências para a vida no planeta (Epe, 2021).

O Brasil é um país que depende da maior parte do consumo de usinas hidrelétricas e devido à escassez de chuvas esse quadro vem se agravando, pois 64,9% da energia consumida no Brasil é de fonte hídrica. Uma das soluções para resolver esse problema seria investir mais em energias renováveis, como a solar e eólica (Ben, 2021).

Aqui no Brasil, as usinas termoeletricas à base de carvão e de outros combustíveis fósseis são acionadas anualmente em períodos de estiagem para estabilizar a crise energética, são poluentes que geram grande impacto ambiental e poluição do

ar além de serem mais caras e de todos os consumidores subsidiarem seu custo adicional. De 70% a 80% da água captada pelas termelétricas não voltam para a bacia hidrográfica em questão, evapora após o resfriamento do sistema, além disso a conta de luz fica em torno de 2,5% mais caras para que essas usinas térmicas sejam acionadas (Dieese, 2021).

Dessa forma, pesquisadores buscam melhores formas de aproveitar a energia proveniente dos recursos renováveis. Através de conversores de alto rendimento pode-se alcançar esse objetivo. Além disso, aplicações em que se utilizam fontes renováveis em pequena escala necessitam, normalmente, de elementos armazenadores de energia (Peng, et al., 2004). Logo, a versão bidirecional dos conversores CC-CC supracitados é de essencial utilização, pois o mesmo tem a função de controlar o fluxo de potência de uma fonte de entrada para uma fonte de saída ou vice-versa.

Existem diversos trabalhos na literatura com o propósito de aumentar a eficiência desses conversores CC-CC bidirecionais, a seguir vê-se alguns destes trabalhos.

Em Henn et al. (2010), foi apresentado o conversor boost de alto ganho para carregamento de baterias. A estrutura consiste em quatro indutores acoplados magneticamente, três capacitores e seis interruptores. O controle e acionamento são bastante simples, possuem esforços de tensão reduzidos nos semicondutores e a presença de uma célula de acoplamento magnético que permite a obtenção de alto ganho estático.

Em De Doncker et al. (1991), foi apresentada a mais relevante topologia CC-CC monofásica bidirecional, conhecida como DAB (*Dual Active Bridge*). A mesma utiliza duas pontes H conectadas por um transformador monofásico isolado em alta frequência e usa a técnica de deslocamento de fase (PS) para controlar o fluxo de potência. A tensão de saída e, portanto, a potência de saída, podem ser controladas, para conseguir isso, os dois polos da ponte de entrada são deslocados de fase um do outro por um ângulo (φ°).

O conversor apresentado por Sun et al. (2014), pode ser aplicado a um sistema bidirecional, e possui pequenas ondulações de corrente. O mesmo emprega deslocamento de fase mais controle PWM, transmite a energia entre a porta de entrada e a porta de saída pelo controle de deslocamento de fase, atinge o rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) pelo ajuste da razão cíclica e também pode atingir a comutação suave em todos os interruptores.

Em Lo et al. (2011), vê-se que um sistema de bateria de carga e descarga de alta eficiência e alta potência é capaz de executar estratégias de economia de energia em rede inteligente. Para carregar e descarregar um sistema de bateria pode ser realizado conforme o software LABVIEW (Laboratório de instrumentação virtual para engenharia).

Em Carvalho et al. (2019), é apresentado um conversor DAB com filtro indutivo. Em Shi et al. (2013), apresenta-se um novo conversor fotovoltaico (PV) monofásico conectado à rede baseado em um conversor CC-CC DAB alimentado por corrente (CF-DAB).

Um conversor bidirecional para aplicações em baixas densidades de potência, baixos níveis de tensão de entrada, com controle por deslocamento de fase (PS) e comutação suave nos interruptores é apresentado por Jain et al. (2003) e também em Chen et al. (2002).

A topologia apresentada por Peng et al. (2004), utiliza indutor no lado da bateria e duas meias-pontes, cada uma colocada em cada lado do transformador principal. Cada dispositivo de comutação possui um pequeno capacitor paralelo para comutação suave. O transformador é usado para fornecer isolamento. A indutância de dispersão do transformador é utilizada como elemento de transferência de energia.

A topologia proposta neste artigo utiliza alimentação em corrente, através de indutores acoplados, e controla o fluxo de potência através da modulação *phase-shift*. As análises qualitativa e quantitativa do conversor em modo de condução contínua (MCC) são apresentadas na seção 2. Além disso, resultados obtidos por simulação são apresentados e discutidos na seção 3 a fim de validar as considerações teóricas. Ao passo

que as principais conclusões do trabalho são discutidas na seção 4.

2. CONVERSOR PROPOSTO

O conversor proposto neste trabalho é basicamente composto pela união da versão bidirecional de Henn et al. (2010) com a topologia baseada no DAB de Sun et al. (2014). A estrutura apresenta seis interruptores S_1, S_2, S_3, S_4, S_5 e S_6 , quatro indutores magneticamente acoplados L_{p1}, L_{p2}, L_{s1} e L_{s2} , um indutor de transferência de energia L_d e três capacitores C_1, C_2 e C_3 . A ponte inferior, na qual se encontra a porta V_i , consiste em: $S_1, S_2, S_3, S_4, L_{p1}, L_{p2}$ e C_3 . Já a ponte superior consiste em: $S_5, S_6, L_{s1}, L_{s2}, C_1$ e C_2 . Os indutores acoplados possuem uma indutância de dispersão L_d e esta pode ser utilizada para a implementação do *phase-shift*, contudo, normalmente se utiliza um indutor externo adicional. A razão cíclica é fixada em 0,5. O conversor possui seis etapas de operação. Em cada etapa, um determinado conjunto de semicondutores (chaves e/ou diodos) irá conduzir por ângulo θ_i (ângulo de condução) onde “ i ” representa os instantes de tempo 1,2,3,4,5 e 6. A Fig. 1 mostra o conversor CC-CC baseado em DAB proposto.

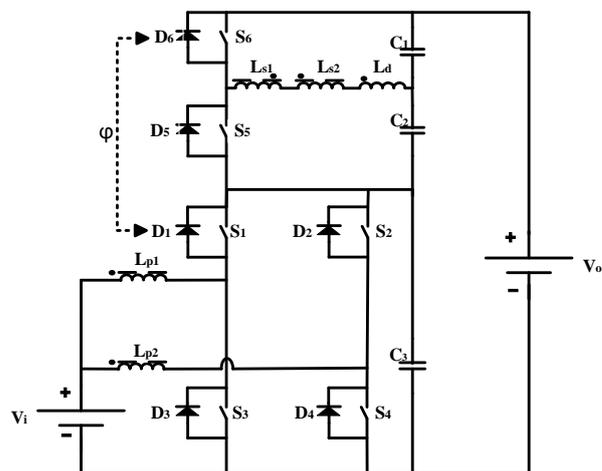


Fig. 1 – Conversor proposto.

2.1 Análise qualitativa

Primeira etapa [θ_0, θ_1]: Esta etapa de operação tem início quando a chave S_4 é ligada. Os diodos D_1 e D_5 em antiparalelo às chaves S_1 e S_5 , respectivamente, passam a conduzir. As chaves S_2 e S_3 estão desligadas, dessa forma as tensões sobre elas serão a mesma que a tensão no capacitor C_3 . A chave S_6 está desligada, logo a tensão sobre ela será soma das tensões nos capacitores C_1 e C_2 . As correntes nos indutores L_{p1} e L_{p2} podem ser descritas utilizando as tensões sobre os mesmos. A corrente na ponte superior i_d através do indutor de transferência de energia L_d inicia em $i_d(0)$ e possui formato decrescente. A corrente na ponte superior continua fluindo através do diodo antiparalelo da chave S_5 até que a corrente através da indutância de dispersão se torne nula. No final desta etapa a corrente na ponte superior começa a fluir através de S_5 , dando início à segunda etapa de operação.

Segunda etapa [θ_1, θ_2]: Esse processo é semelhante à primeira etapa de operação, mas a corrente na ponte superior circula

agora pela chave S_5 em vez do seu diodo em antiparalelo. A corrente na ponte superior inicia em $i_d(\varphi)$ e possui formato decrescente. O final desta etapa ocorre com o comando de bloqueio de S_5 e habilitação de condução de S_6 . Contudo S_6 não entra em condução devido ao sentido da corrente na indutância de dispersão, que força o diodo D_6 a entrar em condução.

Terceira etapa [θ_2, θ_3]: Esse processo é semelhante à segunda etapa de operação, mas a chave S_5 deixa de conduzir e o diodo D_6 em antiparalelo a chave S_6 entra em condução.

Quarta etapa [θ_3, θ_4]: as chaves S_1 e S_4 deixam de conduzir e as chaves S_2 e S_3 passam a conduzir. As chaves S_1 e S_4 estão desligadas e as tensões sobre elas serão a mesma tensão no capacitor C_3 . A chave S_5 está desligada e a tensão sobre ela será soma das tensões nos capacitores C_1 e C_2 . As correntes nos indutores L_{p1} e L_{p2} podem ser descritas utilizando as tensões sobre os mesmos. A corrente na ponte superior inicia em $i_d(\pi)$ e possui formato crescente. A corrente na ponte superior continua fluindo através do diodo antiparalelo da chave S_6 até que a corrente através da indutância de dispersão se torne nula. O final desta etapa ocorre quando a corrente na ponte superior passa a fluir através de S_6 , dando início a quinta etapa de operação.

Quinta etapa [θ_4, θ_5]: Esse processo é semelhante à quarta etapa de operação, mas a chave S_6 entra em condução e o diodo D_6 é bloqueado. A corrente na ponte superior inicia em $i_d(\varphi+\pi)$ e possui formato crescente. O final desta etapa ocorre com o comando de bloqueio de S_6 e habilitação de condução de S_5 . Contudo S_5 não entra em condução devido ao sentido da corrente na indutância de dispersão, que força o diodo D_5 a entrar em condução. A corrente i_d no final da 2ª etapa é igual no final da 5ª etapa.

Sexta etapa [θ_5, θ_6]: Esse processo é semelhante à quinta etapa de operação, mas a chave S_6 deixa de conduzir e o diodo D_5 em antiparalelo a chave S_5 entra em condução. A corrente na ponte superior inicia em $i_d(2\pi)$. O final desta etapa ocorre com o comando de bloqueio de S_3 e D_2 e habilitação de condução de S_4 e D_1 . A corrente i_d no início da 1ª etapa é igual no fim da 3ª etapa e também é igual no fim da 6ª etapa de operação.

2.2 Formas de onda teóricas

A Fig.2 apresenta as principais formas de ondas teóricas do conversor operando em modo de condução contínua. Estão aqui representadas: tensão *gate-source* das chaves S_1, S_2, S_3, S_4, S_5 e S_6 , tensão entre os braços da ponte inferior V_p e entre os braços da ponte superior V_s , corrente na ponte superior i_d e corrente nos indutores L_{p1} e L_{p2} . Na parte inferior do gráfico encontra-se as etapas de operação com as respectivas chaves acionadas em cada etapa.

2.3 Fluxo de potência

Para determinar o valor médio, sabe-se que a corrente de dispersão é simétrica a cada meio período, logo deve-se primeiro encontrar o valor médio em meio período e então multiplicar esse valor por dois, resultando no valor médio da

corrente em todo o período de chaveamento. Logo, a corrente média (I_d) pode ser calculada em (1).

$$I_{d(med)} = \frac{V_o \cdot \varphi(\pi - |\varphi|)}{\pi \cdot \omega \cdot L_d} \quad (1)$$

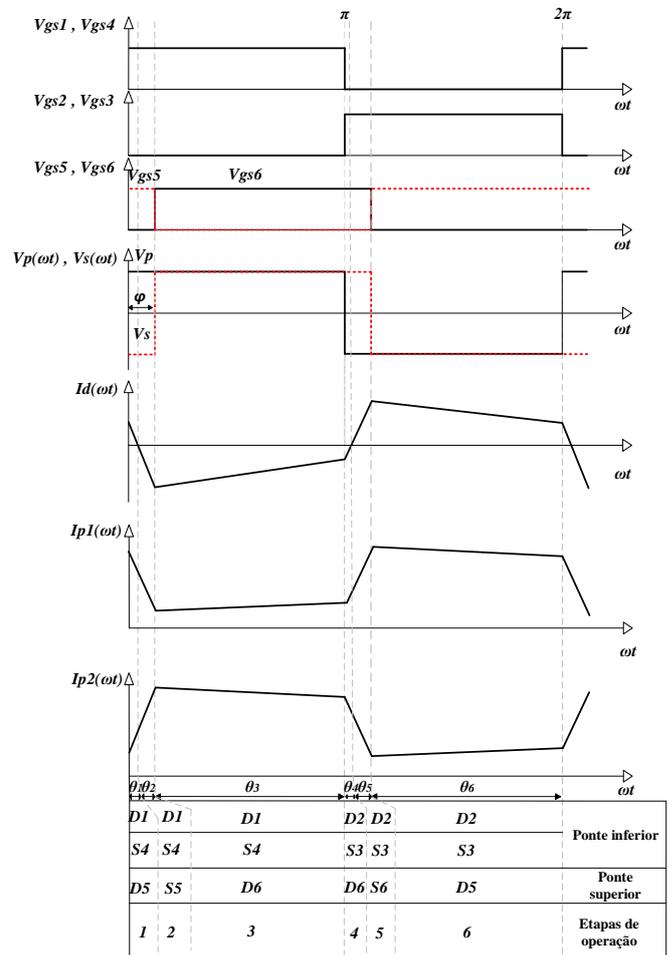


Fig. 2 – Formas de onda teóricas.

O fluxo de potência do conversor proposto pode ser encontrado a partir das formas de ondas da corrente no indutor de dispersão I_d . Logo, a potência média transmitida pode ser determinada multiplicando (1) por V_i , resulta em (2):

$$P_{(med)} = V_i \cdot I_{d(med)} \Rightarrow P = \frac{V_i \cdot V_o \cdot \varphi(\pi - |\varphi|)}{\pi \cdot \omega \cdot L_d} \quad (2)$$

em que V_i é a tensão média de entrada, V_o é a tensão média de saída, ω é a frequência de operação do conversor, L_d é a indutância de dispersão.

Colocando (2) em função do ganho estático d , resulta em (3):

$$P_{(med)} = \frac{V_i^2 \cdot d \cdot \varphi(\pi - |\varphi|)}{\pi \cdot \omega \cdot L_d} \quad (3)$$

em que o ganho estático d pode ser calculado em (4):

$$d = \frac{V_o}{V_i} \quad (4)$$

Normalizando as grandezas em função de grandezas bases definidas em (5), (6) e (7):

$$V_{base} = V_i \quad (5)$$

$$I_{base} = \frac{V_i}{\omega \cdot L_d} \quad (6)$$

$$P_{base} = V_{base} \cdot I_{base} \quad (7)$$

Logo, a potência ativa dada em (p.u) transmitida pelo sistema é dada por (8):

$$P_{p.u} = \frac{d \cdot \varphi(\pi - \varphi)}{\pi} \quad (8)$$

O gráfico apresentado na Fig.3 foi traçado utilizando a equação (8) que representa a potência ativa dada em p.u em função do ângulo de defasagem (φ°), para o ganho estático foram usados os valores 0.5; 1.0; 1.5; 2.0 e 2.5.

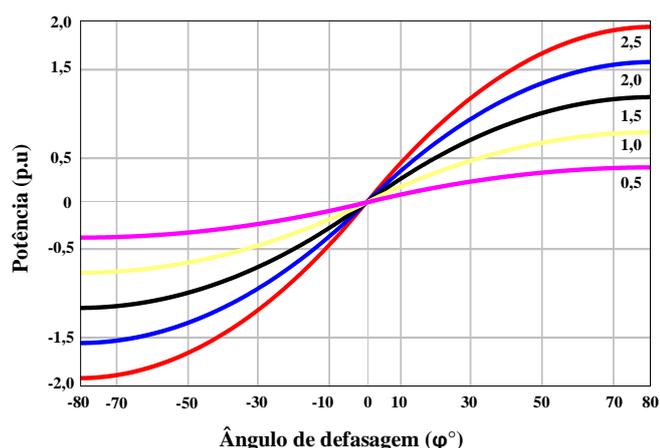


Fig. 3 – fluxo de potência em função do ângulo de defasagem.

Percebe-se claramente que o máximo de potência transmitida é para $\varphi = \pm 90^\circ$. Considerando que a fonte está fornecendo potência quando o ângulo de defasagem $+\varphi^\circ$ é positivo (modo *boost*), já no caso de o ângulo de defasagem $-\varphi^\circ$ ser negativo a mesma está consumindo potência (modo *buck*).

2.4 Análise dinâmica aplicando a teoria do gyrator

A modelagem por *gyrator* introduzida por (Tellegen, 1948) consegue converter um elemento, quando refletido de uma porta a outra em seu dual de acordo com o coeficiente de acoplamento entre portas conhecido por coeficiente girostático g , torna-se o circuito elétrico mais simples de ser representado. O conversor DAB possui naturalmente um comportamento de *gyrator*. O modelo dinâmico a ser desenvolvido analisará o comportamento da tensão de saída na ponte superior em relação ao deslocamento de fase φ . Neste trabalho será utilizado o modelo *gyrator* condutância.

A Fig. 4 mostra a simbologia do *gyrator* utilizada em circuitos, são dois tipos básicos de *gyrators*: *gyrator* condutância (g) com dimensão $1/\Omega$, e *gyrator* resistência (r) com dimensão Ω apresentado em (Santos & Martins, 2012).

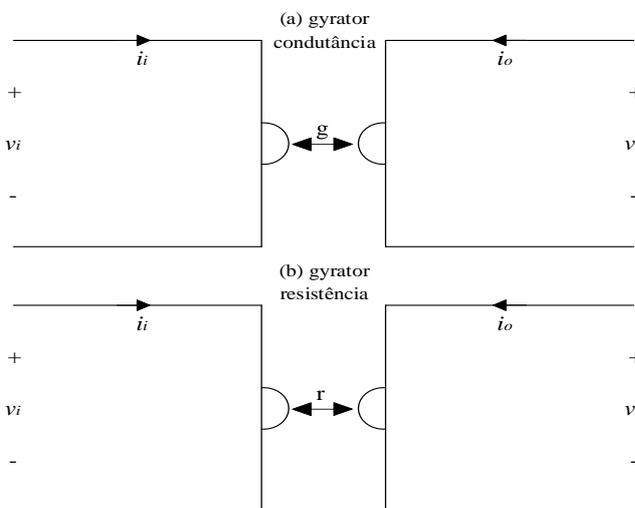


Fig. 4 – Simbologias dos dois tipos de *gyrator* condutância.

A corrente média de saída I_o é apresentada em (9), através da Fig.4 verifica-se que a corrente I_o também pode ser determinada por (10) que representa o produto do *gyrator* condutância pela tensão da porta de entrada, então calcula-se o coeficiente girostático através de (11).

$$I_o = \frac{V_i \cdot \varphi(\pi - |\varphi|)}{\pi \cdot \omega \cdot L_d} \quad (9)$$

$$I_o = g \cdot V_i \quad (10)$$

$$g = \frac{\varphi(\pi - |\varphi|)}{\pi \cdot \omega \cdot L_d} \quad (11)$$

A representação por *gyrator* da saída do conversor é mostrado na Fig. 5.

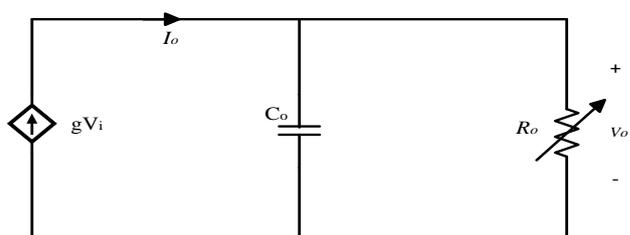


Fig. 5 – Modelo elétrico equivalente do conversor utilizando o *gyrator*.

A potência no circuito, mostrada na Fig.5, pode ser determinada pelo produto entre a corrente injetada no circuito e a sua tensão, resultando em (12).

$$P = g \cdot V_i \cdot V_o \quad (12)$$

Portanto, a função de transferência (FT) que fornece o comportamento da tensão de saída V_o da porta em função de

uma variação de corrente I_o é encontrada em (13). Linearizando (9) para um ponto de operação quiescente φ_o encontra-se o comportamento característico de corrente I_o para uma dada excitação φ_o . Esta FT é fornecida em (14).

$$G_{V_o, I_o}(s) = \frac{v_o(s)}{i_o(s)} = \frac{V_o(s)}{I_o(s)} = \frac{R_o}{R_o \cdot C_o \cdot s + 1} \quad (13)$$

$$G_{I_o, \varphi_o}(s) = \frac{\partial I_o(\varphi_o)}{\partial \varphi_o} = \frac{i_o(s)}{\varphi(s)} = \frac{V_i(\pi - 2|\varphi_o|)}{\pi \cdot \omega \cdot L_d} \quad (14)$$

Colocando-se (13) e (14) em forma de diagrama de blocos, encontra-se a Fig. 6 que é o caminho direto do fluxo de sinal para controle da tensão na saída.

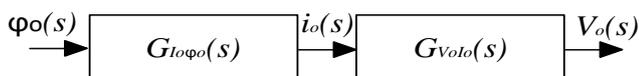


Fig. 6 – Diagrama de blocos da FTMA do conversor utilizando a teoria do *gyrator*.

A Fig.7 vê-se que o controle da tensão na porta de saída é realizado controlando a fonte de corrente formada pelo produto do *gyrator* e tensão da porta de entrada, através do ajuste do ângulo de defasagem.

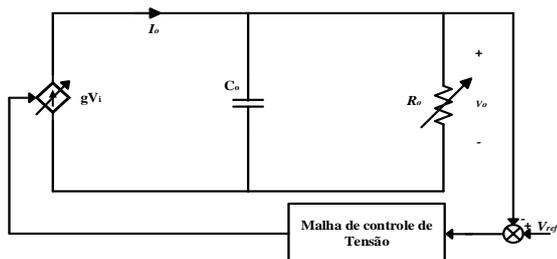


Fig. 7 – Circuito final do conversor proposto como *gyrator* e controle.

3. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Resultados de simulação obtidos através do *software* PSIM são mostrados e discutidos a seguir.

3.1 Projeto do Conversor

Com o intuito de validar a análise teórica anteriormente desenvolvida, o circuito de potência do conversor proposto foi projetado e avaliado de acordo com as especificações apresentadas na Tabela 1. Salienta-se que para a obtenção das autoindutâncias foi considerada a equação básica de indutância para um conversor boost e usando metade da corrente de entrada. Para as capacitâncias foi adotado um valor que garantisse uma reduzida ondulação de tensão. Já L_d é obtida a partir da equação (3).

Tabela 1. Principais parâmetros do circuito de potência

Parâmetros	Valor
Tensão de entrada (V_i)	28V
Tensão de saída (V_o)	180V
Potência de saída (P_o)	500 W
Indutância de dispersão (L_d)	14 μ H
Autoindutância (L_{pl})	80 μ H
Capacitâncias (C_1, C_2 e C_3)	400 μ F
Ângulo de deslocamento de fase (φ°)	30°
Frequência de comutação das chaves (f)	50kHz

Para o projeto do sistema de controle, utilizou-se como planta o sistema apresentado no diagrama de blocos da Fig.6. Sendo a mesma uma função de primeira ordem, optou-se por utilizar um o compensador do tipo proporcional e integral (PI). A tensão de controle adotada foi a do barramento da ponte superior que é aproximadamente 2/3 de V_o . A frequência de cruzamento de f_c , bem como as demais ponderações e parâmetros assumidos em projeto são apresentados na Tabela 2, enquanto que o compensador projetado é mostrado na equação (15).

Tabela 2. Principais parâmetros do projeto de controle

Parâmetros	Valor
Margem de fase (mf)	64,8°
Frequência de cruzamento (f_c)	617 Hz
Frequência do zero (f_z)	313 Hz
Ganho de realimentação	0,0056
Ganho de modulação	0,2

$$C_v(s) = 60 \frac{(1965,4 + s)}{s} \quad (15)$$

O Diagrama de Bode para a função de transferência em malha aberta compensada $FTMAC_v(s)$ é apresentado na Fig. 8. Observa-se que a mesma possui margem de fase obtida de 64,8° e a curva de ganho possui um declive de -20 dB/década na frequência de cruzamento.

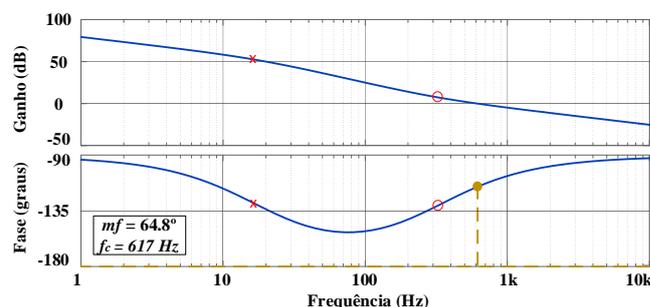


Fig. 8 – Diagrama de Bode da planta compensada $FTMAC_v(s)$.

A Fig. 9 apresenta a resposta ao degrau para o compensador projetado. Observa-se que o sobressinal máximo encontrado é 25,18%, enquanto que o tempo de resposta é de 4 ms. Portanto, verifica-se que o compensador possui boa resposta entre atenuação da amplitude em relação ao tempo de estabilização do sinal.

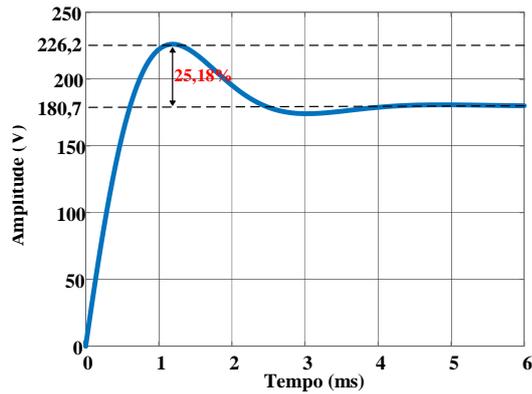


Fig. 9 – Resposta ao degrau para o compensador projetado.

3.2 Resultados de simulação em regime permanente

Na Fig. 10 são apresentadas algumas das principais formas de ondas do conversor para os valores nominais com o objetivo de validar o modelo proposto. A potência média de saída ficou de acordo com o valor teórico calculado. De forma análoga, observa-se as correntes nos indutores L_{p1} e L_{p2} que se encontram de acordo com os valores teóricos da potência projetada. Também são apresentadas as tensões nas pontes inferior e superior e pode-se observar que existe uma defasagem entre as mesmas que é proveniente do ângulo de *phase-shift* (φ°). Por fim, são apresentadas as tensões nos capacitores (C_1 , C_2 e C_3), que quando somadas, obtém-se a tensão de saída, que é 180V.

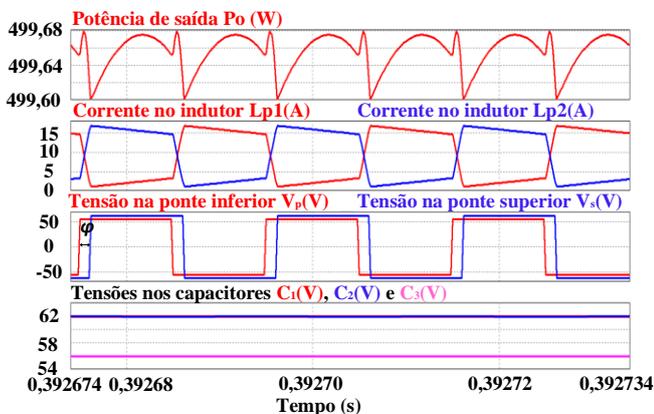


Fig. 10 – potência média, correntes nos indutores L_{p1} e L_{p2} , tensões na ponte inferior e na ponte superior, respectivamente.

A Fig. 11 apresenta as características de comutação das chaves S_1 , S_3 e S_5 . É possível observar que S_1 e S_5 são acionados sob comutação nula (*zero voltage switching - ZVS*), enquanto S_2 está no limiar da operação ZVS. A situação supracitada é esperada naturalmente para determinadas situações de *phase-shift* e ganho estático em topologias baseadas no conversor DAB (Oliveira Filho, et al., 2017) (Wang & Li, 2012), contudo, detalhes da análise de comutação não foram desenvolvidas por fugir ao escopo deste artigo. Por fim, destaca-se, ainda, que as formas de ondas das chaves S_2 , S_4 e S_6 são omitidas pois são idênticas as formas de ondas das chaves S_1 , S_3 e S_5 , respectivamente, porém defasadas de 180° .

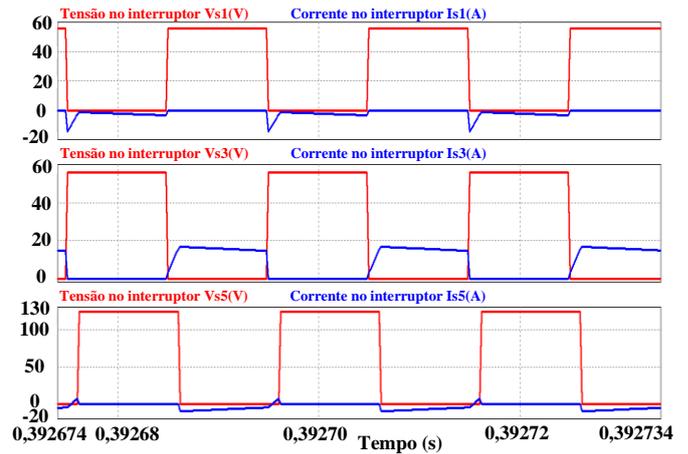


Fig. 11 – características de comutação das chaves S_1 , S_3 e S_5 .

3.3 Resultados de simulação em regime dinâmico

Na Fig. 12 é mostrada a comparação do modelo dinâmico obtido em ambiente de simulação (pontos em cor azul) da planta a ser controlada, ou seja, a relação da variação da tensão V_o de saída a partir da variação do ângulo de deslocamento de fase φ , com a função de transferência encontrada nas equações (13) e (14) (gráfico de cor vermelha). O modelo simulado apresenta um ligeiro avanço de fase.

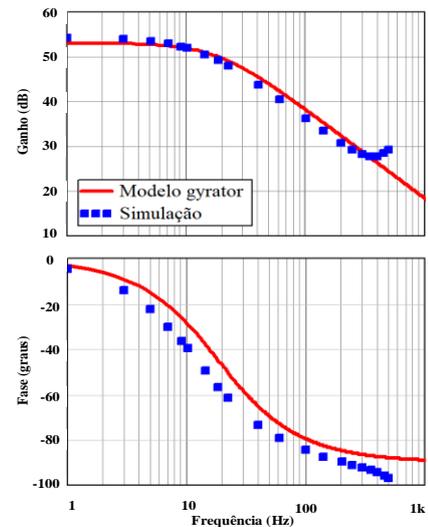


Fig. 12 – Diagrama de Bode para a FT do modelo desenvolvido e do obtido a partir de simulações.

A Fig. 13 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% a 100% da potência processada e posteriormente de 100% a -100%. Em ambas as mudanças de estado de carga, observa-se que a tensão V_o no barramento de alta tensão é regulada a partir do sinal de controle, que é o *phase-shift*. Destaca-se também que a regulação da tensão não causou instabilidade nas correntes dos indutores.

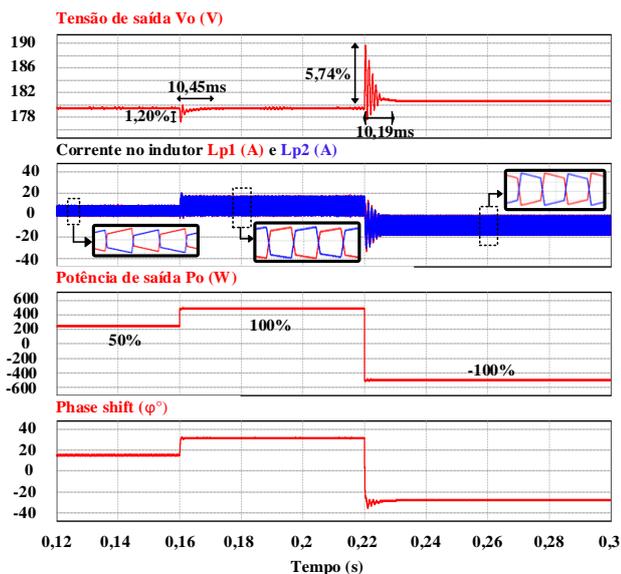


Fig. 13 – Tensão de saída V_o ; Correntes nos indutores acoplados; Potência de saída do conversor; $Phase-shift$ (φ°).

4. CONCLUSÕES

A topologia proposta tem as vantagens de ser um circuito simples, de fácil implementação por comutação suave e simples controle. Essas vantagens tornam o conversor promissor para aplicações em baixa potência, especialmente para armazenamento de energia onde são necessários conversores de alto ganho, baixo custo, leves e de alta confiabilidade. A análise teórica realizada foi devidamente validada por meio de simulações computacionais. Portanto, considerando os resultados obtidos, pode-se afirmar que o conversor proposto é uma solução viável para aplicações que demandam amplas taxas de conversão. Como propostas para trabalhos futuros, pretende-se desenvolver a característica de comutação, para evidenciar as regiões de operação em comutação suave, além do desenvolvimento de um protótipo experimental do conversor projetado.

AGRADECIMENTOS

Ao Programa de Pós-Graduação em Energia e Ambiente – PGEA, da Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira – UNILAB.

REFERÊNCIAS

Ben. (2021). *Balanco Energético Nacional*. Available at: <https://www.epe.gov.br/pt/abcdenergia/matriz-energetica-e-eletrica>. (Accessed: 03 December 2021).

Carvalho, L.L; Costa, P.S; Roggia, L; Schuch, L. (2019) Modeling and control of the Dual Active Bridge (DAB) converter applied to the power management of a battery bank. *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference - Latin America (ISGT Latin America)*, pp. 1-6.

Chen, G; Xu, D; Lee, Y.S. (2002). A family of soft-switching phase-shift bidirectional DC-DC converters: synthesis,

analysis, and experiment. *Power Conversion Conference. Osaka*, vol. 1, pp. 122-127.

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 application. *IEEE Transactions on Industry Applications*, [S. l.], vol. 27, n. 1, pp. 63-73.

Dieese. (2021). *Crise de energia e transição justa*. São Paulo, 2021. (Nota Técnica, 263). Available at: https://www.dieese.org.br/notatecnica/2021/notaTec263tr_ansiacaoJusta.pdf. (Accessed: 03 December 2021).

Epe. (2021). *Matriz Energética e Elétrica*. Available at: <https://www.epe.gov.br/pt/abcdenergia/matriz-energetica-e-eletrica>. (Accessed: 03 December 2021).

Henn, G. A. L; Silva, R. N. A. L; Praça, P. P; Barreto, L. H. S. C; Oliveira JR, D. S. (2010). Interleaved-Boost Converter With High Voltage Gain. In: *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, p. 2753-2761.

Jain, M; Daniele, M; Jain, P.K. (2000). A bidirectional DC-DC converter topology for low power application. In: *IEEE Transactions on power electronics*, [S. l.], v. 15, n. 4, p. 595-606.

Lo, S.C; Wu, Y.C; Lee, T.L. (2011). Design and implementation of a bidirectional isolated DAB-based dc/dc converter in home area networks. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.], p. 3256-3261.

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.

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, W. M; Martins, D. C. “Dual Active Bridge Converter as Gyrator”, in *Proc. of IEEE ICSET*, pp. 169-176, 2012.

Silva, A.N; Mazza, L.C.S; Freitas, D.M; Antunes, F.L.M. (2016). Conversor bidirecional com três portas aplicado em sistemas autônomos e fotovoltaicos com integração a rede elétrica c.c. *VI Congresso Brasileiro de Energia Solar – Belo Horizonte*. Available at: https://repositorio.ufc.br/bitstream/riufc/57380/1/2016_ev_e_andasilva.pdf (Accessed: 25 April 2021).

Shi, Y et al. (2013). A single-phase grid-connected PV converter with minimal dc-link capacitor and low-frequency ripple-free maximum power point tracking. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S. l.], p. 2385-2390.

Sun, X; Liu, F; Xiong, L; Wang, B. (2014). Research on dual Buck/Boost integrated three-port bidirectional DC/DC converter. *IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific*. [S. l.], pp. 1-6.

Tellegen, B. D. H. (1948). “The Gyrator, a New Electric Network Element”, *Philips Res. Rept.* no. 3, pp. 81-101.

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.