

ANÁLISE DA INFLUÊNCIA DA ONDULAÇÃO DE TENSÃO DO BARRAMENTO CC NO SISTEMA DE CONTROLE DE UM MÓDULO DE POTÊNCIA COM CONVERSORES EM CASCATA

SAMUEL S. QUEIROZ, CASSIANO RECH, TADEU VARGAS

Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), Universidade Federal de Santa Maria
Av. Roraima nº 1000 – Cidade Universitária – Santa Maria – RS – Brasil

E-mails: samuelsqueiroz100@gmail.com, rech.cassiano@gmail.com,
eng.tadeuvargas@gmail.com

Abstract— This paper presents the analysis of the control system of a power module composed of a DC-DC dual-active bridge (DAB) converter driving a single-phase full-bridge DC-AC inverter. Due to the inverter operation, there is a significant second-order harmonic current at the input side of the inverter stage that generates 120 Hz voltage ripple in the DC bus that interconnects the two power converters. The effects of voltage ripple in the operation and performance of DAB converter control system are analyzed. Two control methods are presented and studied, highlighting the one with the best results. Theoretical analysis and experimental results of the system are also included.

Keywords— Cascaded converters, dual-active bridge converter, control system.

Resumo— Este artigo apresenta a análise do sistema de controle de um módulo de potência composto por um conversor CC-CC *dual-active bridge* (DAB) operando em cascata ao inversor em ponte completa monofásico. Devido à operação do inversor, há um significativo segundo harmônico de corrente que gera ondulações de tensão em 120 Hz no barramento CC que interliga os dois conversores de potência. Os efeitos das ondulações de tensão na operação e desempenho do sistema de controle do conversor DAB são analisados. Dois métodos de controle são apresentados e estudados, destacando aquele que apresenta melhores resultados. Análises teóricas e resultados experimentais do sistema são também incluídos.

Palavras-chave— Conversores em cascata, conversor *dual-active bridge*, sistema de controle.

1 Introdução

Novas aplicações na área de Eletrônica de Potência utilizam cada vez mais estruturas com múltiplos conversores para atender diferentes especificações e alcançar um maior número de funcionalidades. Dentre essas aplicações, pode-se citar o processamento de fontes renováveis de energia, tal como solar e eólica (Dong, D. et al, 2013), e no suporte à sistemas de energia, como transformadores de estado sólido (Zhao, T. et al, 2013; Madhusoodhanan, S. et al, 2014).

A arquitetura modular constituída pelo conversor CC-CC *dual-active bridge* (DAB) acoplado ao inversor em ponte completa monofásico, como ilustrado na Figura 1, é bastante explorada na literatura, sendo aplicada, por exemplo, a carregadores de baterias (Ngo et al, 2012; Xue et al, 2015) e a transformadores de estado sólido (Madhusoodhana et al, 2014). Possibilidade em operar com fluxo de energia bidirecional, capacidade de integração com fontes de geração CC e CA, elevada capacidade de controle e fácil conexão em série ou paralelo com outros módulos são algumas das vantagens desta arquitetura que a tornam extremamente atrativa e aplicável (Krishnamuthy, H. e Ayyanar, R., 2008).

Entretanto, uma das desvantagens desta arquitetura é a presença de ondulações de tensão no dobro da frequência da rede elétrica no barramento capacitivo CC que interliga os dois conversores (Krein, P. et al, 2012). Além disso, sistemas com múltiplos conversores em cascata podem apresentar problemas de instabilidade, mesmo sendo estáveis quando ope-

rando de forma isolada, dependendo dos parâmetros de potência e controle, em razão de interações de impedâncias entre os conversores (Krishnamuthy, H. e Ayyanar, R., 2008).

Dessa forma, este trabalho busca analisar os efeitos das ondulações de tensão em baixa frequência na operação do sistema de controle do conversor DAB e seu impacto no desempenho e estabilidade do módulo de potência. Dois compensadores são adotados para o sistema de controle do conversor DAB, sendo os resultados obtidos comparados e discutidos.

2 Funcionamento do Sistema em Cascata

Cada conversor da Figura 1, interconectados através do barramento capacitivo, possui funções específicas. O conversor DAB fornece energia ao estágio inversor e é responsável pela regulação da tensão CC do barramento capacitivo. O estágio inversor sintetiza a tensão CA de saída e a mantém controlada.

A tensão e corrente de saída do estágio inversor são alternadas e oscilam na frequência da rede elétrica, enquanto que a tensão e corrente de entrada e saída do DAB são contínuas. Como resultado, a po-

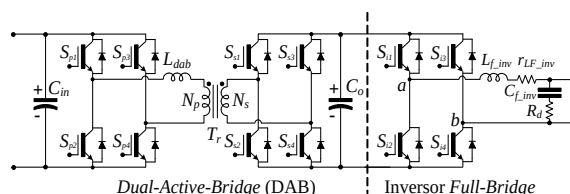


Figura 1. Topologias do sistema em cascata: conversor CC-CC *dual-active bridge* e conversor CC-CA *full-bridge*.

tência instantânea de saída do inversor possui uma componente contínua, referente ao valor médio de potência, e uma componente alternada, associada ao conteúdo do segundo harmônico de potência que oscila em torno da componente contínua (Krein, P. et al, 2012). Devido a isso, ondulações de tensão no dobro da frequência da rede elétrica surgem no barramento CC que interconecta os conversores. Para absorver a parcela alternada e atenuar as ondulações de tensão é necessário que a capacitância de barramento seja suficientemente grande. Entretanto, o custo, volume e peso do sistema aumentarão com uma capacitância de barramento muito elevada. Isso conduz a escolha de valores limitados de capacitância, resultando que a tensão de saída do conversor DAB passa a apresentar uma parcela alternada considerável no dobro da frequência da rede em torno do seu valor nominal.

A estratégia de modulação *phase-shift* aplicada ao DAB possibilita o controle bidirecional do fluxo de potência e a regulação da tensão de saída por meio do ângulo de defasagem α_{dab} entre as tensões do primário e secundário do transformador (Zhao, B. et al, 2014). O valor do ângulo de defasagem α_{dab} é fundamental para a operação adequada do conversor DAB, podendo assumir qualquer valor entre -180° a $+180^\circ$. Porém, tecnicamente não é aconselhável a operação do conversor com $-180^\circ \leq \alpha_{dab} \leq -90^\circ$ e $+90^\circ \leq \alpha_{dab} \leq +180^\circ$ devido a consideráveis amplitudes da corrente eficaz e ao aumento do fluxo de potência não ativa circulantes através dos semicondutores. Recomenda-se que, na prática, α_{dab} esteja compreendido entre $\pm 15^\circ$ e $\pm 45^\circ$ (Santos, W., 2011).

Em relação ao sistema de controle do DAB, o mesmo é baseado na realimentação da tensão CC. A Figura 2 apresenta o diagrama de blocos do sistema de controle do DAB, onde $C_{Vo_dab}(s)$ é a função de transferência do controlador de tensão e $G_{Vo,\alpha}(s)$ é a função de transferência que relaciona a tensão de saída e o ângulo de defasagem (Santos, W., 2011). Na tensão de saída do DAB é somado o sinal de distúrbio V_{120} , que representa a ondulação de tensão no dobro da frequência da rede no barramento capacitivo.

O sinal de erro na entrada do controlador $C_{Vo_dab}(s)$, por ser determinado a partir da realimentação da tensão de saída, possui uma parcela alternada no dobro da frequência da rede. Dessa forma, o sinal de saída gerado α_{dab} (ação de controle) também irá possuir uma parcela alternada no dobro da frequência da rede que oscila em torno do seu valor médio nominal. Estas ondulações podem conduzir o conversor a operar predominantemente em uma região angular bastante diferente do valor nominal ou até mesmo indesejada.

A região excursionada pelo ângulo de defasagem durante a operação do conversor DAB acoplado ao inversor pode alcançar níveis não recomendados na literatura para garantir o bom desempenho da estrutura, impactando na transferência de potência ativa à saída, a relação entre as potências ativa e não ativa e os níveis de correntes circulantes.

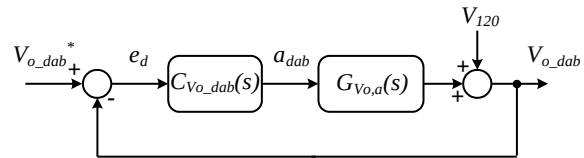


Figura 2. Diagrama de blocos da malha de controle de tensão do conversor DAB.

3 Análise da Influência da Parcela Alternada na Operação e Projeto do Conversor DAB

A componente alternada no dobro da frequência da rede transmitida ao sistema de controle gera uma determinada ondulação $\Delta\alpha_{dab}$ em torno do valor médio de α_{dab} gerado pelo controlador.

O comportamento de $\Delta\alpha_{dab}$, definido como a diferença entre o valor de pico e o valor médio de α_{dab} , pode ser analisado por meio da função de transferência $G_{\alpha,V120}(s)$, que relaciona o ângulo de defasagem e o distúrbio de tensão na saída:

$$G_{\alpha,V120}(s) = \frac{\alpha_{dab}(s)}{V_{120}(s)} = -\frac{C_{Vo_dab}(s)}{1+C_{Vo_dab}(s)G_{Vo,\alpha}(s)} \quad (1)$$

A função de transferência definida em (1) é analisada especificamente na frequência de 120 Hz. A magnitude em torno desta frequência de interesse é utilizada como um indicativo do impacto da parcela alternada no comportamento do ângulo de defasagem. Investigando a função obtida, percebe-se que os parâmetros de controle (relativos ao controlador $C_{Vo_dab}(s)$) e de potência do DAB (associados à função de transferência $G_{Vo,\alpha}(s)$) estão diretamente relacionados à ondulação em $\Delta\alpha_{dab}$. Como a frequência da rede elétrica é fixada em 60 Hz, a parcela alternada é definida em 120 Hz. Para a análise apresentada a seguir, são considerados os parâmetros do inversor e do conversor DAB dados nas Tabelas 1 e 2, respectivamente.

A magnitude da resposta em frequência $G_{\alpha,V120}(s)$ possibilita determinar quais os parâmetros de potência e controle dominantes no comportamento da parcela alternada em torno do valor médio do ângulo de defasagem. Na Figura 3 são ilustradas as magnitudes das respostas em frequência de $G_{\alpha,V120}(s)$, considerando o compensador Proporcional-Integral (PI), diferentes frequências de cruzamento (f_c), margem de fase (MF) constante e para os valores de α_{dab} da Tabela 2. Observa-se que para parâmetros de controle iguais quanto maior o valor nominal de α_{dab} , maior o ganho em torno

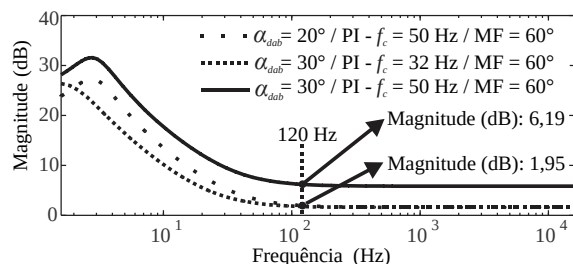


Figura 3. Resposta em frequência de $G_{\alpha,V120}(s)$.

Tabela 1. Parâmetros do inversor.

Parâmetro	Valor
Potência nominal	$P_{o_inv} = 500 \text{ W}$
Tensão de entrada	$V_{bus_inv} = 400 \text{ V}_{cc}$
Tensão eficaz de saída	$V_{o_inv} = 311 \text{ V}_{ca}$
Índice de modulação	$M_a = 0,7778$
Frequência de saída	$f_r = 60 \text{ Hz}$
Frequência de comutação	$f_{s_inv} = 20 \text{ kHz}$
Filtro LC de saída	$L_{f_inv} = 2,593 \text{ mH} /$ $C_{f_inv} = 1 \text{ }\mu\text{F}$
Resistor de amortecimento do filtro LC	$R_d = 10 \text{ }\Omega$

Tabela 2. Parâmetros do conversor DAB.

Parâmetro	Valor
Potência nominal	$P_{o_dab} = 555 \text{ W}$
Tensão de entrada	$V_{in_dab} = 400 \text{ V}_{cc}$
Tensão de saída	$V_{o_dab} = 400 \text{ V}_{cc}$
Relação de transformação	$n_{Tr} = 1$
Ganho de tensão	$M_{dab} = 1$
Frequência de comutação	$f_{s_dab} = 20 \text{ kHz}$
Ângulo de defasagem nominal	$\alpha_{dab01} = 20^\circ$ $\alpha_{dab02} = 30^\circ$
Indutância de transferência de potência	$L_{dab01} = 711,1 \text{ }\mu\text{H}$ $L_{dab02} = 1 \text{ mH}$
Capacitor de saída	$C_o = 280 \text{ }\mu\text{F}$

da frequência de interesse. Além dessa conclusão, a partir da Figura 3 é possível investigar a relação da frequência de cruzamento do controlador com o comportamento de $\Delta\alpha_{dab}$. Tem-se que para o mesmo ângulo de defasagem o ganho em 120 Hz é amplificado conforme a frequência de cruzamento aumenta. Assim, para valores elevados de frequência de cruzamento a amplitude de $\Delta\alpha_{dab}$ tende a ser amplificada.

Para definir faixas de operação para o valor nominal de α_{dab} e para a frequência de cruzamento, de modo que regiões angulares indesejadas sejam evitadas, é necessário quantificar a amplitude de $\Delta\alpha_{dab}$. A partir de (1), é obtida a seguinte equação:

$$\Delta\alpha_{dab} = 10^{\frac{G_{dB}}{20}} V_{120} \quad (2)$$

onde G_{dB} é o ganho em 120 Hz. A ondulação de tensão em 120 Hz da tensão de saída é refletida em V_{120} , conforme citado anteriormente. Dessa forma, o seu valor está ligado à capacitância do barramento, C_o . Para o valor adotado na Tabela 2, a ondulação em 120 Hz no barramento capacitivo é de aproximadamente 6 V.

A equação (2) permite estimar a variação de amplitude imposta ao ângulo de defasagem pela componente alternada em 120 Hz. Admite-se que G_{dB} varie entre 1 dB e 20 dB, de modo que uma extensa faixa de α_{dab} e f_c seja potencialmente alcançável. Aplicando as condições impostas, o gráfico que relaciona $\Delta\alpha_{dab}$ e

G_{dB} é esboçado na Figura 4. Analisando este gráfico, conclui-se que à medida que G_{dB} aumenta, a amplitude de $\Delta\alpha_{dab}$ é maior. Esta conclusão corrobora com a afirmativa feita previamente que determina que α_{dab} e f_c amplificam $\Delta\alpha_{dab}$ à medida que seus valores aumentam, uma vez que o ganho em 120 Hz atinge valores elevados.

Por outro lado, a Figura 5 mostra a relação entre a frequência de cruzamento do controlador PI e o ângulo de defasagem α_{dab} , considerando diferentes amplitudes de $\Delta\alpha_{dab}$. Percebe-se que para $\Delta\alpha_{dab}$ menores, a faixa para f_c é mais limitada para a região angular fixada. Além disso, observa-se que quanto maior α_{dab} , menor é a frequência de cruzamento. Baseado nesta análise, conclui-se que o ângulo de defasagem nominal, a frequência de cruzamento do compensador PI, a amplitude de V_{120} (ligado ao C_o) e $\Delta\alpha_{dab}$ em 120 Hz são parâmetros interligados e não devem ser postos de forma independente. Uma vez que limitações de projeto de potência para a escolha de α_{dab} e de controle para a escolha de f_c são importantes para garantir o funcionamento satisfatório do conversor.

Uma solução para contornar estas limitações e reduzir os impactos da componente alternada no ângulo de defasagem é o emprego de um filtro rejeita-faixa ou *notch* junto à parcela PI do compensador. Esta solução pode suprimir um sinal oscilatório não desejado da malha de controle gerado por uma perturbação externa. A Figura 6 apresenta as magnitudes das respostas em frequência de $G_{a,V120}(s)$ adicionando o filtro *notch* a parcela PI do compensador. O filtro *notch* é projetado para adicionar uma atenuação de -30dB em 120Hz, o que, portanto, reduz a magnitude das ondulações em α_{dab} , como visto no gráfico de $\Delta\alpha_{dab}$ e G_{dB} na Figura 7.

À medida que a atenuação aumenta, $\Delta\alpha_{dab}$ é minimizado. Para o caso de -30 dB de atenuação, $\Delta\alpha_{dab}$ permanece abaixo de 2° para toda a faixa de ganho estabelecida. Para o caso de α_{dab} próximo a 45° , a adição do filtro *notch* ao controlador permite elevar f_c sem que o DAB passe a operar em uma região indesejada. O filtro *notch* possibilita os projetos de potência e controle do DAB mais flexíveis e independentes, não havendo limitações de projeto e controle tão restritivas.

Dessa forma, o compensador PI-*notch* integra uma solução simples e eficaz para suavizar os impactos da parcela alternada em 120 Hz no sistema de controle do DAB, uma vez que as limitações de projeto e os possíveis problemas de operação são atenuados.

4 Análise da Estabilidade do Sistema Cascadeado

A análise de desempenho e estabilidade do sistema em cascata é realizada a partir do estudo da impedância em malha fechada de saída do DAB e de entrada do inversor, $Z_{o_dab}(s)$ e $Z_{in_inv}(s)$, respectivamente. A condição suficiente para garantir que o acoplamento dos conversores não interfira na estabilidade do sistema e que o barramento capacitivo é estável é que $|Z_{o_dab}(j\omega)| < |Z_{in_inv}(j\omega)|$ para todo o espectro de frequência (Krishnamuthy, H. e Ayyanar, R., 2008).

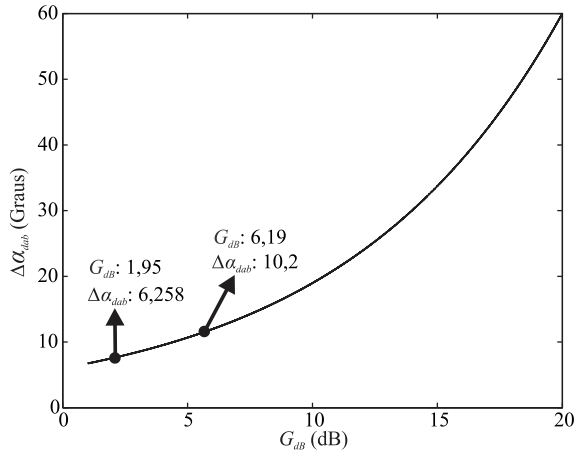


Figura 4. Gráfico $\Delta\alpha_{dab}$ (Graus) vs. G_{db} (dB).

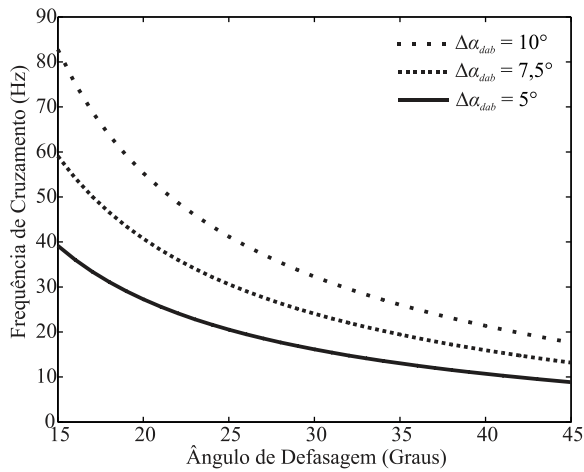


Figura 5. Gráfico α_{dab} (Graus) vs. f_c (Hz).

As equações (3), (4) e (5) definem $Z_{o,dab}(s)$ e $Z_{in,inv}(s)$. O compensador da malha de tensão do inversor $C_{Vo,inv}(s)$ adotado é o PI-Ressonante, com freq ncia de cruzamento e margem de fase igual a 200 Hz e 60 , respectivamente. A parcela ressonante   sintonizada em 60 Hz. As demais funções de transferência de $Z_{in,inv}(s)$ são relacionadas à modelagem do inversor (Madhusoodhana, S. et al, 2014). A parcela $G_{Io,\alpha}(s)$ de $Z_{o,dab}(s)$ define apenas o ganho de $G_{Vo,\alpha}(s)$ (Santos, W., 2011). Na Figura 8 são ilustradas as magnitudes de $Z_{in,inv}(s)$ e $Z_{o,dab}(s)$. No caso da impedância de saída do DAB é considerado $\alpha_{dab} = 20 $ e os controladores PI e PI-notch com $f_c = 50$ Hz e MF = 60 . A partir do resultado obtido   possível afirmar que o acoplamento dos conversores   estável para os parâmetros analisados, uma vez que $Z_{in,inv}(s)$   maior que $Z_{o,dab}(s)$ para todo o espectro de freq ncia (Krishnamuthy, H. e Ayyanar, R., 2008).

$$Z_{o,dab}(s) = \frac{1}{C_o s} \frac{1}{1 + C_{Vo,dab}(s)G_{Io,\alpha}(s)\frac{\pi}{180}\frac{1}{C_o s}} \quad (3)$$

$$Z_{in,inv}(s) = \frac{-T_{inv}(s)}{C_{Vo,inv}(s)G_{Vo,vin}(s)G_{lin,d}(s) - G_{lin,vin}(s)T_{inv}(s)} \quad (4)$$

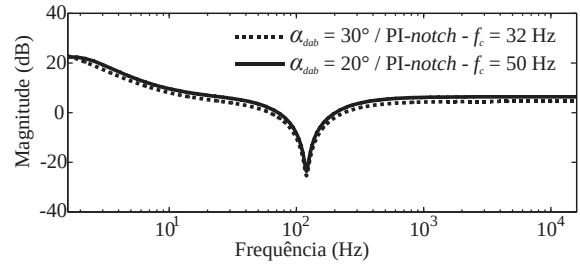


Figura 6. Resposta em freq ncia de $G_{a,120}(s)$ para o controlador PI-notch.

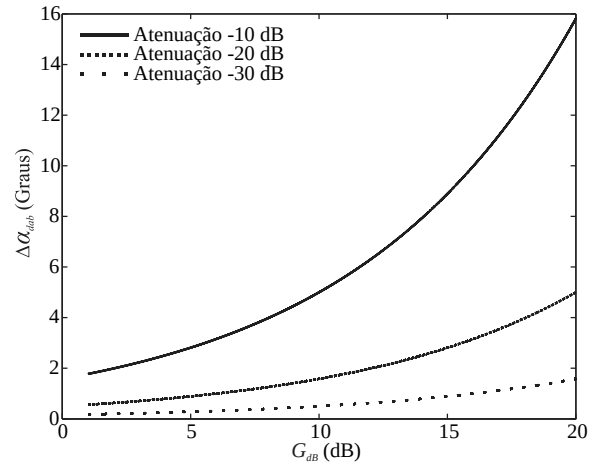


Figura 7. $\Delta\alpha_{dab}$ (Graus) vs. G_{db} (dB) para o controlador PI-notch.

$$T_{inv}(s) = C_{Vo,inv}(s)G_{Vo,d}(s) + 1 \quad (5)$$

A análise exposta comprova que a interferência do filtro *notch*   relevante somente na operação do sistema de controle do conversor DAB, contribuindo apenas para a atenuação dos impactos gerados pela componente alternada no circuito de controle. A interferência do filtro *notch* na estabilidade do sistema   desprez vel, uma vez que as magnitudes de $Z_{o,dab}(s)$ para os controladores PI e PI-notch possuem o mesmo formato e ganho bem próximos para todo o espectro de freq ncia.

5 Resultados Experimentais

A implementação do sistema sob estudo foi realizada em laboratório no intuito de confirmar as análises teóricas realizadas. O sistema de controle foi implementado digitalmente utilizando o DSP (*Digital Signal Processor*) modelo TMS320F28335, da Texas

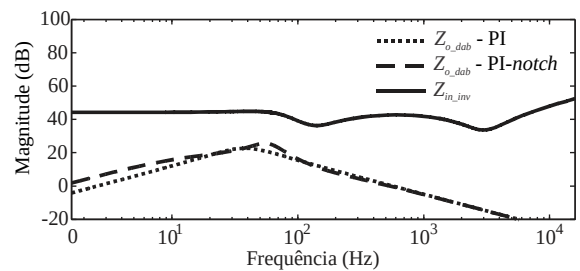


Figura 8. Diagrama de módulo de $Z_{in,inv}(s)$ e $Z_{o,dab}(s)$ para $\alpha_{dab} = 20 $ e compensadores PI e PI-notch com $f_c = 50$ Hz e MF = 60 .

Instruments. Os parâmetros das Tabelas 1 e 2 foram novamente adotados.

Nas Figuras 9 e 10 são apresentadas as formas de onda de tensão de saída do DAB (V_{o_dab}), tensão de saída do inversor (V_{o_inv}), corrente de saída do inversor (I_{o_inv}) e corrente através da indutância L_{dab} (I_{Ldab}) para $\alpha_{dab} = 20^\circ$ e usando os compensadores PI e PI-notch, respectivamente, com frequência de cruzamento de 50 Hz e margem de fase de 60° . Na tensão de saída do DAB é possível visualizar as ondulações de tensão em baixa frequência devido a operação do inversor. Na Figura 11 são esboçados os ângulos de defasagem gerados e impostos ao conversor DAB pelos controladores PI e PI-notch. A ondulação $\Delta\alpha_{dab}$ em torno do valor nominal de projeto, para o caso do controlador PI, é próxima a 8° . Para o filtro notch a ondulação é reduzida consideravelmente, sendo $\Delta\alpha_{dab}$ mantido abaixo de 2° . Nas Figuras 12 e 13 as formas de onda são para condição de $\alpha_{dab} = 30^\circ$, sendo a frequência de cruzamento do controlador fixada em 32 Hz. Este valor de frequência de cruzamento é adotado de acordo com a Figura 3 e para manter o mesmo nível de ondulação do caso anterior. Os resultados são semelhantes àqueles da primeira condição angular. O ângulo de defasagem imposto é esboçado na Figura 14. A ondulação $\Delta\alpha_{dab}$ se mantém em torno de 12° . A atuação do filtro notch é, mais uma vez, destacada.

Nas formas de onda de corrente destaca-se o impacto da componente alternada em seu formato. No caso do PI, o valor máximo de corrente é consideravelmente alterado. Por outro lado, após a adição do filtro notch do compensador, a corrente apresenta um valor máximo constante.

Para as duas condições angulares, com o controlador PI, a ondulação $\Delta\alpha_{dab}$ assume valores ligeiramente superiores aos estipulados mediante o gráfico da Figura 4. No segundo caso, o ângulo de defasagem ultrapassa o limite de 45° da faixa angular recomendável. Isso ocorre porque o valor nominal de α_{dab} imposto ao conversor é superior ao de projeto para compensar perdas e alcançar a transferência de potência desejada. Dessa forma, a ondulação $\Delta\alpha_{dab}$ é amplificada devido ao maior ganho em torno da frequência de 120 Hz. Apesar disso, observa-se que os resultados experimentais obtidos do protótipo construído no laboratório são coerentes, tanto em formato quanto em valores, com a análise teórica e matemática apresentada, o que demonstra a validade do estudo.

6 Conclusão

Este artigo apresentou um estudo sobre a aplicação dos compensadores PI e PI-notch na malha de controle de tensão do conversor DAB operando em cascata com um inversor em ponte completa monofásico. Os dois compensadores foram analisados baseados nos desafios postos pela componente alternada em 120 Hz presente no barramento capacitivo, transmitida à malha de controle e ao ângulo de defasagem gerado e imposto ao conversor DAB.

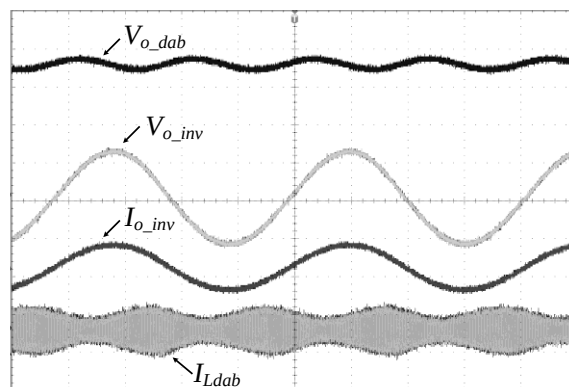


Figura 9. Resultados experimentais para condição de $\alpha_{dab} = 20^\circ$ e controlador PI. (Ch1: V_{o_dab} , 50V/div.; Ch2: V_{o_inv} , 250V/div.; Ch3: I_{o_inv} , 5A/div.; I_{Ldab} 5A/div.).

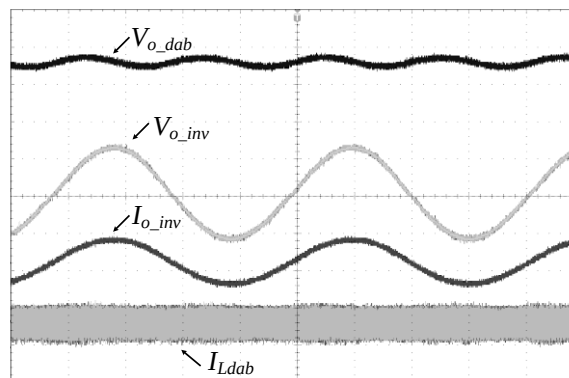


Figura 10. Resultados experimentais para condição de $\alpha_{dab} = 20^\circ$ e controlador PI-notch. (Ch1: V_{o_dab} , 50V/div.; Ch2: V_{o_inv} , 250V/div.; Ch3: I_{o_inv} , 5A/div.; I_{Ldab} 5A/div.).

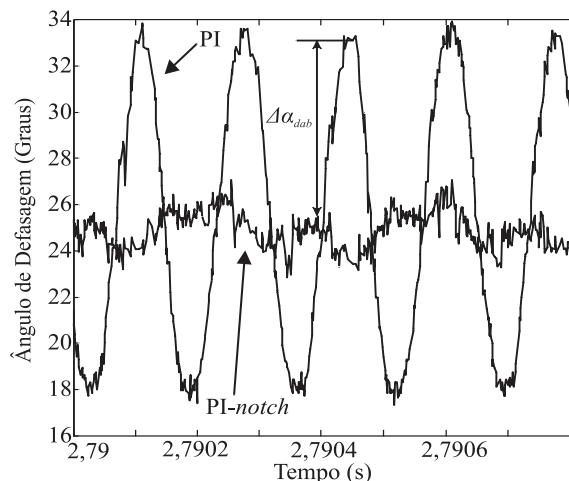


Figura 11. Ângulo de defasagem para a condição de $\alpha_{dab} = 20^\circ$ e controladores PI e PI-notch.

O estudo apresentado mostrou que para o caso do PI o valor nominal do ângulo de defasagem e a frequência de cruzamento do controlador são os parâmetros mais relevantes para as ondulações em baixa frequência presentes no ângulo de defasagem.

A metodologia utilizada para a análise da estrutura possibilitou obter a faixa de frequência de cruzamento possível para o controlador PI, de acordo com o valor nominal do ângulo de defasagem e da limitação da ondulação em torno do ângulo de defasagem, de modo que regiões de operação indesejadas fossem evitadas e

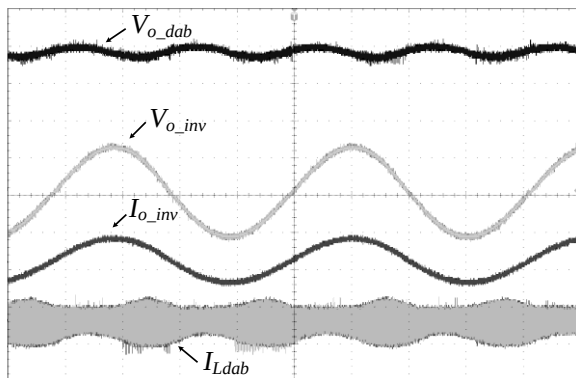


Figura 12. Resultados experimentais para condição de $\alpha_{dab} = 30^\circ$ e controlador PI. (Ch1: V_{o_dab} , 50V/div.; Ch2: V_{o_inv} , 250V/div.; Ch3: I_{o_inv} , 5A/div.; I_{Ldab} 5A/div.).

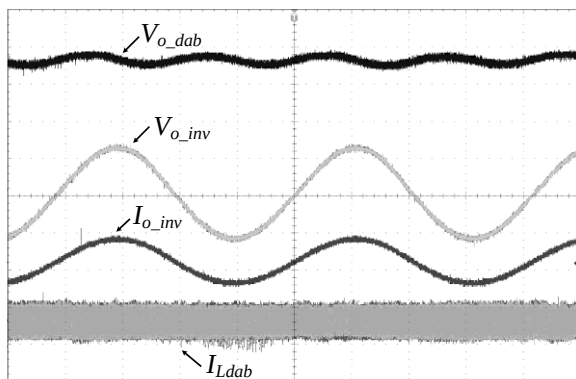


Figura 13. Resultados experimentais para condição de $\alpha_{dab} = 30^\circ$ e controlador PI-notch. (Ch1: V_{o_dab} , 50V/div.; Ch2: V_{o_inv} , 250V/div.; Ch3: I_{o_inv} , 5A/div.; I_{Ldab} 5A/div.).

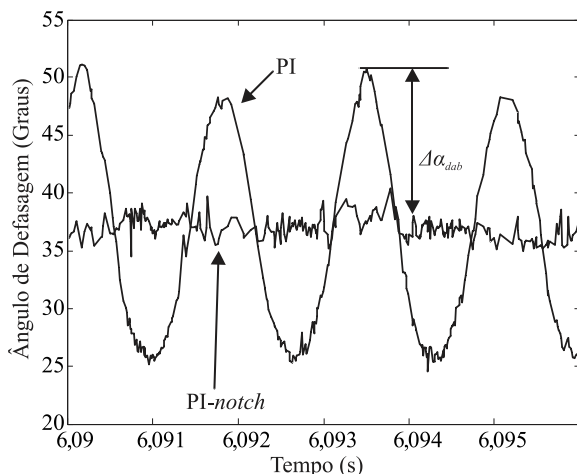


Figura 14. Ângulo de defasagem para a condição de $\alpha_{dab} = 30^\circ$ e controladores PI e PI-notch.

que um bom aproveitamento do conversor fosse garantido.

Através de análise matemática e resultados experimentais, foram comparados os desempenhos dos dois compensadores para diferentes pontos de operação, mostrando a atuação da parcela *notch* e sua eficácia para reduzir os impactos da componente alternada em 120 Hz na operação do DAB, que interfere principalmente nos formatos do ângulo de defasagem e da corrente através da indutância de transferência de potência.

Agradecimentos

Os autores agradecem a CAPES, CNPq e CEEE (projeto P&D ANEEL nº 9948928) pelo suporte financeiro.

Referências Bibliográficas

- Dong, D; Cvetkovic, I; Boroyevich, D; Zhang, W; Wang, R. and Mattavelli, P (2013). Grid-Interface Bidirectional Converter for Residential DC Distribution System – Part One: High-Density Two-Stage Topology. IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 28, No. 4; pp. 1655- 1666.
- Krein, P; Balog, R. and Mirjafari, M. (2012). Minimum Energy and Capacitance Requirements for Single-Phase Inverters and Rectifiers Using a Ripple Port. IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 27, No. 11; pp. 4690- 4698.
- Krishnamurthy, H. and Ayyanar, R. (2008). Stability Analysis of Cascaded Converters for Bidirectional Power Flow Applications. Telecommunications Energy Conference (INTELEC); pp. 1- 8.
- Madhusoodhanan, S; Tripathi, A; Patel, D; Mainali, K. and Bhattacharya (2014). Stability Analysis of the High Voltage DC Link between the FEC and DC-DC stage of a Transformer-less Intelligent Power Substation. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE); pp. 3702- 3709.
- Ngo, T; Lee, K; Won, J. and Nan, K. (2012). Study of Single-Phase Bidirectional Battery Charger for High Power Application. IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference (ECCE); pp. 958- 962.
- Santos, W. M. D. (2011). Estudo e Implementação do Conversor TAB (Triple Active Bridge) Aplicado a Sistemas Renováveis Solares Fotovoltaicos. Dissertação de mestrado. Universidade Federal de Santa Catarina.
- Xue, L; Shen, Z; Boroyevich, D; Mattavelli, P. and Diaz, D. (2015). Dual Active Bridge-Based Battery Charger for Plug-in Hybrid Electric Vehicle With Charging Current Containing Low Frequency Ripple. IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 30, No. 12; pp. 7299- 7307.
- Zhao, B; Song, Q; Liu, W. and Sun, Yandong, Sun (2014). Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System. IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 29, No. 8; pp. 4091- 4016.
- Zhao, T; Wang, G; Bhattacharya, S. and Huang, A. (2013). Voltage and Power Balance Control for Cascaded H-Bridge Converter-Based Solid-State Transformer. IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 28, No. 4; pp. 1523- 1532.