

## Comparação entre Controles Clássicos e Preditivo no desempenho de um Conversor Dual Active Bridge

Adriano F. Nardoto\*. Arthur E. A. Amorim\*\*. Lucas F. Encarnação\*\*\*. Walbermark M. dos Santos\*\*\*\*.

\*Departamento de Engenharia Elétrica, Instituto Federal do Espírito Santo, São Mateus, Brasil (anardoto@ifes.edu.br)

\*\*Departamento de Engenharia Elétrica, Instituto Federal do Espírito Santo, São Mateus, Brasil  
(arthur.amorim@ifes.edu.br)

\*\*\*Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, Brasil  
(lucas.encarnacao@ufes.br)

\*\*\*\*Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, Brasil  
(walbermak.santos@ufes.br)

---

**Abstract:** The Dual Active Bridge (DAB) convert stands out for the application on modern power grids with DC stages. Among DAB advantages, one can cite: it has galvanic isolation between converting input and output; it presents high efficiency; it enables bidirectional power flow; it shows high power density; and it can work as buck or boost. In this paper, initially two mathematical models are discussed: small-signal modeling and discrete modeling. The small-signal modeling shows better accuracy for the operation nearly the DAB rated power. The discrete modeling presents good performance for the whole range of operation. Besides that, the paper presents and discusses three control proposals: A closed-loop voltage control using PI; A closed-loop voltage control with phase-shift prediction; and a model predictive control (MPC). The strategies were evaluated observing parameters like dynamic response, steady state behavior, and transient overshoot strategies.

**Resumo:** O conversor *Dual Active Bridge* (DAB) é um grande candidato para uso em redes modernas com estágios CC. Dentre suas vantagens, pode-se citar: possui isolamento galvânica entre a entrada e saída do conversor, apresenta altas eficiências, é bidirecional em fluxo de potência, apresenta alta densidade de potência e pode operar como *buck* ou *boost*. Neste trabalho, primeiramente foram discutidos dois modelos matemáticos para o conversor: modelo de pequenos sinais e o modelo discreto. O modelo de pequenos sinais, por ser um modelo linear, tem maior precisão na região de operação para qual o DAB foi dimensionado. O modelo discreto, por ser um modelo não-linear, apresentou um bom desempenho ao longo de toda faixa de operação do conversor. Além disso, foram apresentadas e discutidas três propostas de controle: O controle de tensão em malha fechada usando um PI; controle de tensão em malha fechada com predição de *phase shift* - CTMFP, e o MPC - Controle Preditivo. Os parâmetros para comparação entre as estratégias de controles foram: resposta dinâmica, comportamento do conversor em estado permanente e valor de pico nos transitórios.

**Keywords:** MPC – Model Predictive Control, DAB converter, PI control, Microgrid.

**Palavras-chaves:** MPC – Controle Preditivo, conversor DAB, Controle PI, Microrrede.

---

### 1. INTRODUÇÃO

As energias renováveis têm assumido um papel fundamental no processo de expansão e diversificação da matriz de geração de energia elétrica nos últimos anos. O setor elétrico tem observado um aumento expressivo dessas fontes, especialmente a energia solar fotovoltaica (IEA 2020).

Essa expansão exige que os novos sistemas de distribuição de energia apresentem facilidade para integrar essas fontes de energia. As *smarts grids* têm sido apontadas como melhor solução, pois elas foram desenvolvidas com o objetivo de gerenciar este sistema integrado de energia elétrica através de uma estrutura de comunicação robusta e funções computacionais inteligentes para controlar o fluxo de energia de forma rápida e precisa (Alcântara 2012).

A gestão local e personalizada das redes inteligentes é feita através das micro redes (MG – *Microgrid*). As MG são sistemas de energia elétrica de pequena escala contidos em uma determinada região. Eles envolvem geração, consumo e armazenamento de energia, conectados à rede principal por meio de um ponto de acoplamento comum (Parhizi, 2015). As MG's têm a capacidade de trocar energia com a rede pública, fornecendo ou consumindo energia, e também são capazes de se isolar, durante faltas. A implementação desta tecnologia permite uma operação confiável da rede elétrica mesmo na presença de fontes e cargas não despacháveis e estocásticas, além de aumentar a eficiência do sistema pela otimização da utilização das fontes de energias renováveis (Aghaei 2013).

Quando foram propostas, esperava-se que as MG's funcionassem com distribuição CA (Corrente Alternada). No entanto, devido à grande presença de cargas CC (Corrente

Contínua) e a facilidade que essas redes possuem em integrar os sistemas de energias renováveis (RES – *Renewable Energy Source*) e sistemas de armazenamentos de energia (ESS – *Energy Storage System*), a distribuição CC tem sido considerada em aplicações comerciais e residenciais recentemente (Dragičević et al. 2015, Oliveira et al. 2016). Além disso, as MG's com distribuição CC têm maior eficiência, melhor capacidade de transporte de corrente e melhor resposta dinâmica em comparação aos sistemas CA convencionais (Dragičević et al. 2015).

Nessas MG's o conversor CC/CC bidirecional e isolado (IBDC - *Isolated Bidirectional DC/DC*) tem papel fundamental. Esse conversor tem a função de realizar a interface entre o sistema de armazenamento de energia e o barramento principal, controlando e otimizando a operação de ambos. Existem várias topologias de IBDC, das quais pode-se citar: conversor bidirecional ressonante, *dual flyback*, *dual-Cuk*, *dual push-pull*, e *Dual Active Bridge -DAB* (Zhao 2013).

O conversor DAB tem se destacado para as aplicações em MG's. Ele foi apresentado originalmente em 1991 por De Doncker et al. (1991) e tem como características: isolamento galvânica entre a entrada e saída do conversor, alta eficiência, alta densidade de potência, resposta dinâmica rápida, capacidade de operar como *buck-boost* e ser bidirecional em fluxo de potência (Doncker et al. 1991, Zhao et al. 2013, Shi et al 2018).

Tendo em vista as possibilidades de aplicação do DAB é importante que se discuta sobre os modelos e metodologias de controle desse conversor.

Vários métodos de modelagem são apresentados na literatura. Alonso et al. (2010) e Bai et al. (2008) abordaram o modelo de ordem reduzida. Trata-se de um modelo de primeira ordem, considerando apenas a dinâmica de carga do capacitor na saída do conversor. Zhang et al. (2016) propôs um modelo de ordem reduzida melhorada, onde considerou as perdas no conversor. Qin et al. (2011) propôs o modelo médio generalizado. Diferente do modelo médio convencional, nesse modelo é considerado a dinâmica da corrente no link CA do conversor através da utilização de mais componentes da série de Fourier. Shi et al. (2016) utilizou o modelo de tempo discreto para analisar a estabilidade de um controle digital.

As principais metodologias de controle para o conversor DAB são apresentadas e discutidas por Shao et al. (2021), sendo: Controle por realimentação na tensão de saída, Controle linearizado, Controle de Tensão de Saída *Feedforward Plus Feedback*, Controle Baseado no Observador de Distúrbios, Controle por corrente, Controle por Modo Deslizante e Controle Preditivo baseado em modelo.

O objetivo do presente trabalho é apresentar dois modelos matemáticos, baseado no modelo de ordem reduzida, para o conversor DAB e, através desses modelos, investigar três métricas de controle: Controle em malha fechada usando um PI (controle linearizado), controle de tensão em malha fechada com predição de *phase shift* – CTMFP (controle de tensão de saída *Feedforward Plus Feedback*), e o Controle Preditivo Baseado em Modelo – MPC (*Model Predictive control*). O desempenho dessas estratégias será avaliado com relação à

resposta dinâmica do controle, o comportamento em estado permanente, e o sobressinal nos transitórios.

O trabalho está dividido da seguinte maneira: Na seção 2 são apresentados os modelos para o conversor DAB. Na seção 3 apresentam-se as propostas de controle a serem aplicadas no DAB. Na seção 4 mostra-se os resultados da simulação que permite comparar as três técnicas de controle. Por último, é apresentada a conclusão do trabalho e possibilidades futuras de extensão do presente trabalho.

## 2. MODELOS PARA CONVERSOR DAB

O conversor DAB consiste em duas pontes ativas interligadas por um transformador de alta frequência (HFT – *High Frequency Transformer*) e, em alguns casos, um indutor externo ligado em série para o caso da indutância de dispersão do transformador não for suficientemente grande para transmitir a potência projetada para o DAB. Na Fig. 1 é apresentado a topologia do conversor DAB.

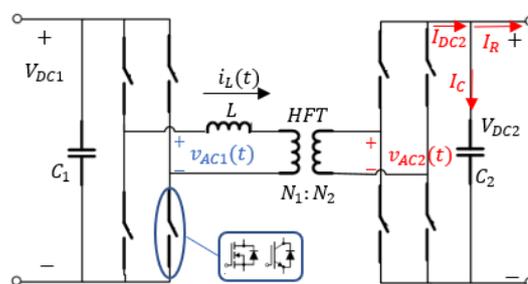


Fig. 1 Conversor DAB: Topologia.

Para a modulação convencional, as pontes do conversor DAB impõem tensões retangulares com razão cíclica de 50% no link CA,  $v_{AC1}(t)$  e  $v_{AC2}(t)$ . O princípio de funcionamento desse conversor baseia-se na defasagem entre as tensões aplicadas nos terminais do transformador. Na Fig.2 mostram-se as tensões sintetizadas pelas pontes do DAB e a corrente  $i_L(t)$  no link CA. O sinal do ângulo de defasagem  $\delta$  define o sentido do fluxo de potência e a quantidade de potência a ser transferida. O fluxo de potência ativa aumenta até o ângulo de defasagem de  $\mp 90^\circ$  (Kheraluwal et al. 1992, Qin et al. 2011, Dos Santos et al. 2014).

Para um caso ideal assume-se que o transformador de alta frequência tenha indutância de magnetização infinita ( $L_M = \infty$ ), as resistências de enrolamento sendo zero ( $R_{tr1} = R_{tr2} = 0$ ) e as perdas no núcleo sendo zero ( $R_M = \infty$ ). Dessa forma, o link CA de alta frequência pode ser representado como a indutância série equivalente referida a um dos lados do transformador. Nesse trabalho o circuito equivalente será referido pelo lado primário do transformador (lado esquerdo), resultando em uma indutância equivalente, conforme Eq. (1) e sendo mostrado na Fig. 3.

$$L = L_{tr1} + \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot L_{tr2} \quad (1)$$

Onde  $L$  é a indutância equivalente do link CA,  $L_{tr1}$  e  $L_{tr2}$  são as indutâncias de dispersão do lado primário e secundário do HFT, respectivamente, e  $N_1$  e  $N_2$  são os números de espiras do lado primário e secundário do HFT, respectivamente.

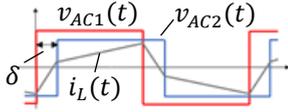


Fig. 2 Tensão sintetizada na ponte 1, ponte 2 e corrente no link CA.

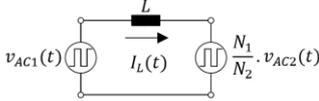


Fig. 3 Circuito Equivalente sem perdas do conversor DAB.

O valor médio da corrente na saída do conversor pode ser extraído através das formas de onda de corrente no link CA, explicado em detalhes por Dos Santos (2014), resultando em (2).

$$I_{DC2} = \frac{V_{DC1}}{2\pi \cdot f_s \cdot L \cdot a} \delta(t) \left(1 - \frac{|\delta(t)|}{\pi}\right) \quad (2)$$

Onde  $I_{DC2}$  é o valor médio da corrente na saída do DAB,  $V_{DC1}$  é a tensão na entrada do DAB,  $f_s$  é a frequência de comutação das chaves do conversor,  $L$  é a indutância de transferência de potência do DAB,  $a$  é a relação de espiras do transformador  $N_1/N_2$  e  $\delta(t)$  o ângulo de defasagem entre as tensões sintetizadas pelas pontes ativas do DAB (*phase shift*).

Uma outra forma para determinar a o valor médio da corrente de saída do conversor pode ser através da análise de fasores. Essa análise considera apenas a componente fundamental das tensões sintetizadas pelas pontes ativas do DAB e chega-se na corrente de saída através de simples análise do circuito equivalente (Dos Santos et al. 2014) mostrado na Fig.2. O valor médio da corrente na saída do conversor, utilizando a análise de fasores, resulta em (3).

$$I_{DC2} = \frac{4 \cdot V_{DC1} \cdot \sin(\delta(t))}{\pi^3 \cdot f_s \cdot L \cdot a} \quad (3)$$

Com o objetivo de analisar os dois métodos para obtenção do valor médio da corrente de saída do DAB plotou-se o comportamento da corrente em função do *phase shift* -  $\delta$  para (2) e (3), sendo que a linha contínua (em preto) é referente a método de análise da corrente no link CA e a linha pontilhada (em azul) é referente ao método de análise fasorial.

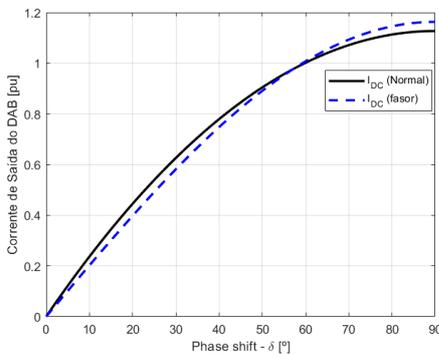


Fig. 4 Comparação entre valores médios da corrente: análise da corrente no link CA x análise fasorial.

Apesar de haver pequena diferença em alguns trechos da trajetória, é visível o comportamento quase idêntico das duas curvas.

### 2.1 Modelo de Pequenos Sinais

Para determinar o modelo de pequenos sinais, considera-se que o valor médio da corrente de saída do conversor  $I_{DC2}$  tem relação linear com o ângulo de defasagem  $\delta$ , como apresentado em (4).

$$K_{CM} = \frac{I_{DC2}}{\delta} \quad (4)$$

Onde  $K_{CM}$  é constante. Essa análise é válida quando se considera pequenas variações no ângulo de operação do conversor. O valor  $K_{CM}$  pode ser determinado utilizando (2), conforme apresentado em (5).

$$K_{CM} = \frac{I_{DC2}}{\delta} = \frac{V_{DC1}}{2\pi \cdot f_s \cdot L \cdot a} \left(1 - \frac{\theta}{\pi}\right) \quad (5)$$

Onde  $\theta$  é o *phase shift* nominal, ou seja, o ângulo de operação do conversor.

Para determinar o valor médio da tensão de saída  $V_{DC2}$  do DAB utiliza-se a relação entre as correntes na saída do conversor, conforme apresentado em (6) (ver Fig 1).

$$I_{DC2} = I_C + I_R \rightarrow K_{CM} \cdot \delta = C_2 \frac{dv_{DC2}(t)}{dt} + \frac{V_{DC2}}{R_{DAB}} \quad (6)$$

Onde  $I_C$  é a corrente no capacitor de saída do conversor,  $I_R$  é a corrente na carga do conversor,  $C_2$  é a capacitancia de saída do conversor,  $v_{DC2}(t)$  é a tensão de saída em função do tempo,  $V_{DC2}$  é o valor médio da tensão de saída e  $R_{DAB}$  é a resistencia de carga do conversor ( $R_{DAB} = V_{DC2}/I_R$ ).

Aplicando a transformada de Laplace em (6) chega-se em (7).

$$K_{CM} \cdot \delta = C_2 \cdot s \cdot V_{DC2} + \frac{V_{DC2}}{R_{DAB}} \quad (7)$$

Substituindo (5) em (7) resulta o modelo de pequenos sinais da planta de tensão do conversor DAB em função do *phase shift*.

$$Gv_{DAB}(s) = \frac{V_{DC2}(s)}{\delta(s)} = K_{CM} \cdot \frac{R_{DAB}}{s \cdot R_{DAB} \cdot C_2 + 1} \quad (8)$$

Onde  $Gv_{DAB}$  é a planta de tensão em relação ao *phase shift* do conversor DAB.

### 2.2 Modelo Discreto

Para determinação do modelo discreto necessita-se prever a corrente de saída do conversor DAB. Para o modelo discreto utilizou-se (3). Apesar da análise por fasores apresentar erros em relação ao método tradicional (por análise da corrente no link CA) existe uma vantagem clara: fácil implementação para modulações diferentes. A literatura apresenta várias modulações e para cada modulação existe uma equação específica para calcular o valor médio da corrente média de saída do conversor DAB, tornando a análise muito complicada. Dessa forma, discretizando (3) resulta (9).

$$I_{DC2}(k+1) = \frac{8 \cdot V_{DC1}(k) \cdot \sin(\delta(k+1))}{\pi^2 \cdot \omega \cdot L} \quad (9)$$

Onde  $I_{DC2}(k+1)$  é a corrente predita no instante  $(k+1)$ ;  $V_{DC1}(k)$  é a tensão de entrada do conversor medida no instante  $k$ ;  $\delta(k+1)$  é o *phase shift* que será aplicado no instante  $(k+1)$ .

De maneira semelhante ao modelo de pequenos sinais, a corrente de saída do DAB pode ser descrita conforme (10).

$$I_C(t) = C_2 \frac{dV_{DC2}(t)}{dt} = I_{DC2}(t) - I_R(t) \quad (10)$$

Utilizando a aproximação de Euler para discretizar (10), tem-se como resultado (11).

$$V_{DC2}(k+1) = \frac{I_{DC2}(k+1) - I_R(k)}{C_2 \cdot f_s} + V_{DC2}(k) \quad (11)$$

Onde  $V_{DC2}(k+1)$  é a tensão predita no instante  $(k+1)$  na saída do DAB;  $V_{DC2}(k)$  é a tensão de saída do conversor DAB medida no instante  $k$ ;  $I_R(k)$  é corrente medida na carga no instante  $k$ ;  $f_s$  é a frequência de chaveamento do conversor DAB, e  $C_2$  é a capacitância na saída do conversor DAB.

Para analisar os modelos matemático do conversor foi feito uma simulação do DAB juntamente com os modelos propostos no MATLAB/SIMULINK. Na Tabela 1 são apresentados os parâmetros utilizados na simulação.

**Tabela 1. Parâmetros do conversor DAB**

Grandeza	Simbologia	Valor
Frequência de chaveamento	$f_s$	20kHz
Potência Nominal	$P$	107kW
Tensão de Entrada do DAB	$V_{DC1}$	660V
Tensão de Saída do DAB	$V_{DC2}$	440V
Valor nominal de <i>phase-shift</i>	$\theta$	45°
Relação de transformação do HFT	$a = N_1/N_2$	0,697
Indutor de transferência de potência	$L$	19μH
Capacitor de entrada	$C_1$	330μF
Capacitor de saída	$C_2$	680μF
Constante referente ao ponto de operação do DAB	$K_{CM}$	297.46 $\frac{A}{rad}$
Resistência de carga	$R_{DAB}$	2Ω

Na Fig. 5 é mostrado o comportamento da tensão de saída do conversor e o *phase shift* aplicado nos modelos propostos e na simulação do circuito. No gráfico de tensão a linha preta é o comportamento da tensão para a simulação, a linha pontilhada azul é referente ao modelo de pequenos sinais e a linha pontilhada vermelha é referente ao modelo discreto. No

gráfico de *phase shift* são mostrados os ângulos de defasagem usados para simular o circuito e os modelos matemáticos.

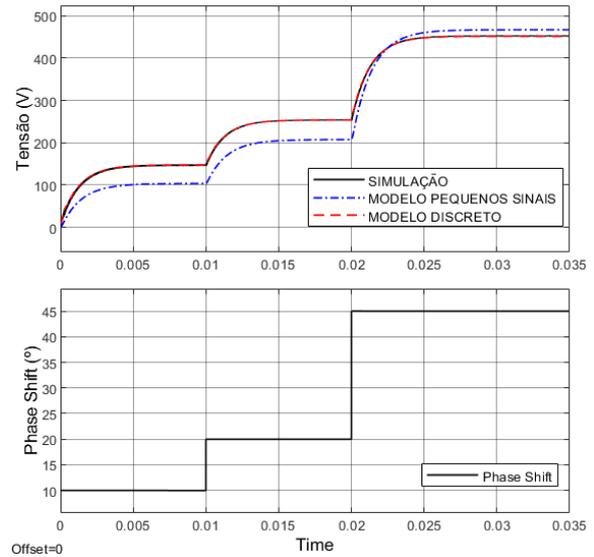


Fig. 5 Comparação entre os modelos propostos e a simulação.

Percebe-se que o modelo discreto acompanha a simulação em toda a faixa de operação do circuito. O modelo de pequenos sinais tem maior precisão perto do valor nominal de trabalho, tendo maior divergência de valores fora da região para qual foi projetado (nota que o ângulo nominal do projeto é de 45°).

O próximo capítulo é dedicado a apresentar três propostas de controle para aplicar no DAB.

### 3. CONTROLES COMPARADOS

Com o objetivo de analisar o desempenho de diferentes estratégias de controle no conversor DAB, foram escolhidos três modos de controle, a saber: controle de tensão em malha fechada; Controle de tensão em malha fechada com predição de *phase shift* - CTMFP e o MPC - controle preditivo.

#### 3.1 Controle PI

O controle de tensão por malha fechada utilizando o compensador PI é o mais simples para regular a tensão de saída no DAB. O PI atua para minimizar o erro entre a tensão desejada e a tensão de saída alterando o valor do *phase shift* (Kheraluwala et al. 1992, Qin et al. 2013).

O modelo de pequenos sinais é uma linearização da planta em torno de um ponto de operação, portanto esse modelo foi utilizado para aplicar esta proposta de controle, visto que trata-se de um estratégia de controle linear. O esquema de controle pode ser visto na Fig. 6.

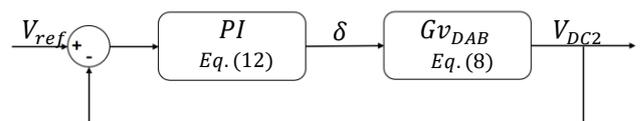


Fig. 6 Método de controle em malha fechada utilizando PI.

O ajuste do compensador foi feito de forma que a frequência de cruzamento fosse de aproximadamente 400Hz, garantindo

uma boa resposta dinâmica (quanto maior a frequência mais rápido o sistema responde) e eliminando os efeitos do chaveamento em alta frequência. O compensador ajustado resulta em (12).

$$Cv_{DAB} = 0.008868 \cdot \frac{s + 399.99}{s} \quad (12)$$

A planta compensada é apresentada no diagrama de Bode através do gráfico de magnitude e de fase, como pode ser visto na Fig. 7.

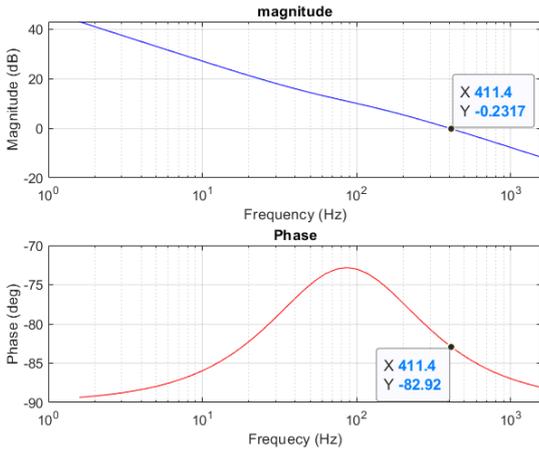


Fig. 7 Planta compensada utilizando o controlador PI.

Verifica-se que a frequência de cruzamento é 400Hz e o ajuste garante malha de fase para o sistema não perder estabilidade.

### 3.2 Controle de tensão em malha fechada com predição de phase shift - CTMFP

Esse método de controle tem como característica gerar um *phase shift* preditivo ( $\delta_{PRED}$ ) e adicioná-lo na saída do compensador. Na Fig. 8 são mostrados o compensador, o *phase shift* preditivo e a planta do conversor.

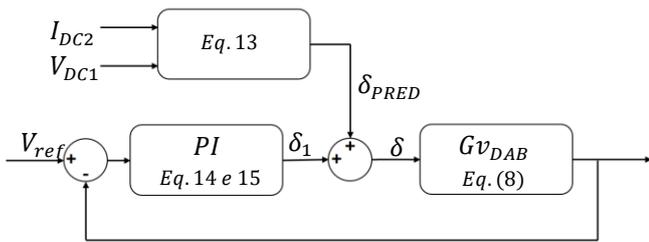


Fig. 8 Método de controle CTMFP

O cálculo de  $\delta_{PRED}$  gera uma ação preditiva que gera o valor de  $I_{DC2}$  antes do controlador precisar reagir. Isso faz o controlador melhorar sua resposta dinâmica. Nesse caso o controlador só precisa atuar no caso de variação na tensão de saída do conversor (W. Song et al. 2018). O valor de  $\delta_{PRED}$  é calculado usando (13).

$$\delta_{PRED} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_B - \sqrt{(V_B)^2 - 8 \cdot a \cdot V_{DC1} \cdot L \cdot f_s \cdot I_{DC2}}}{V_B} \quad (13)$$

Onde  $V_B = a \cdot V_{DC1}$ .

O controlador possui dois ganhos, o ganho do integrador ( $K_I$ ) e o ganho proporcional ( $K_P$ ). Para ajustar esses dois parâmetros utilizou-se a técnica conhecida como *symmetrical optimum*, trabalhada por Schibli, N. (2000). Esse método é ideal para sistemas com comportamento integral e para sistemas que necessitam de estabilidade contra perturbações.

Os ganhos do controlador ajustado pelo método *symmetrical optimum* resulta em (14) e (15).

$$K_I = \frac{C_2}{24 \cdot K_{cm} \cdot T_{sample}} \quad (14)$$

$$K_P = \frac{7 \cdot C_2}{48 \cdot K_{cm} \cdot T_{sample}} \quad (15)$$

Onde  $T_{sample}$  é o período de amostragem do controlador ( $T_{sample} = 1/f_s$ ).

### 3.3 Controle Preditivo Baseado em Modelo - MPC

O controle preditivo baseado em modelo (MPC – *Model Predictive Control*) pode ser definido em duas modalidades: FCS-MPC - *Finite Control Set* e CCS-MPC - *Continuous Control Set* (Vazquez et al. 2016). O FCS-MPC leva em conta um conjunto discreto de possibilidades de escolhas para alcançar o resultado desejado. O CCS-MPC analisa as variáveis de maneira contínua e, normalmente, consiste em solucionar um problema de otimização que gera um sinal de controle contínuo no tempo e então uma técnica de modulação é utilizada para produzir os pulsos de chaveamento do conversor. Geralmente esse tipo de controle possui um alto esforço computacional.

O MPC tem se destacado no cenário dos controles devido ao seu alta desempenho: resposta dinâmica rápida e alta precisão quando operando em regime permanente. Entretanto, esse tipo de controle exige precisão no modelo e é muito sensível a variação nos parâmetros. Esse é o principal desafio para implementação prática dessa técnica. Entretanto, muitos estudos já foram publicados mostrando a robustez do método em protótipos (Chen et al. 2020, An et al. 2018, Yu et al. 2021).

A variável de controle do DAB (*phase shift*) se enquadra no tipo de controle CCS-MPC, entretanto Chen et al. (2019) propôs um FCS-MPC, que o autor chamou de controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle discretizado móvel – MDCS-MPC. O método consiste em discretizar o *Phase Shift* a ser aplicado ao conversor em três ângulos. O ângulo aplicado no ciclo anterior, um ângulo maior e o outro menor que ao aplicado no ciclo anterior.

Dependendo da escolha desses ângulos, o sistema pode ter resposta dinâmica rápida, porém com baixa precisão no controle (ter alta oscilação no SETPOINT) ao escolher-se ângulos grandes. Em contrapartida, na escolha de ângulos pequenos, o sistema tem alta precisão, porém com resposta dinâmica lenta.

Para resolver esse problema, a estratégia adotada foi escolher os ângulos de acordo com o erro entre a variável de controle e o valor desejado. Quanto maior o erro, o controle atua com ângulos maiores. À medida que a variável de controle alcança

o valor desejado, os ângulos de defasagem escolhidos são menores. Isso garante uma resposta rápida e com alta precisão.

As vantagens desse método são: Baixo custo computacional (analisa 3 estados da variável de controle- *phase shift*), frequência de chaveamento fixa (a variável de controle entra em um modulador), resposta dinâmica rápida e supressão do desvio de tensão em relação ao SETPOINT. Essas duas últimas vantagens são devido ao “passo adaptativo” do *phase shift*.

A tensão de entrada, tensão de saída, corrente de saída e a tensão desejada na saída do conversor DAB (referência) são as variáveis de entrada do sistema de controle. Para melhor análise, ver a Fig. 9.

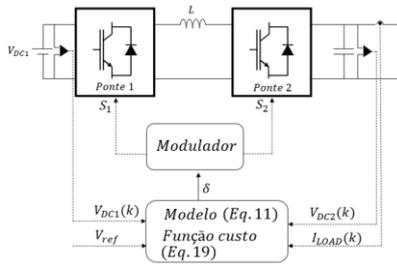


Fig. 9 Proposta de controle preditivo (MPC).

A escolha do *phase shift*  $\delta$  a ser aplicado no conversor é feito através da escolha de um conjunto discreto de 3 possibilidades, mostrada em (16).

$$\delta = [(\delta_{old} - \delta_{step}); \delta_{old}; (\delta_{old} + \delta_{step})] \quad (16)$$

Onde  $\delta_{old}$  é o valor de *phase shift* aplicado no instante anterior ( $k - 1$ ) e  $\delta_{step}$  é o ângulo usado para aumentar/diminuir a potência no transferida no DAB. Assim, o controle terá três opções para comandar as chaves do conversor: diminuir a potência transferida entre as portas do conversor escolhendo o valor de  $\delta = \delta_{old} - \delta_{step}$ , permanecer a mesma potência escolhendo o valor de  $\delta = \delta_{old}$  e aumentar a potência escolhendo o valor de  $\delta = \delta_{old} + \delta_{step}$ , considerando o fluxo de potência da ponte 1 para a ponte 2.

A escolha de  $\delta_{step}$  é feita através de (17) e pode variar ao longo do tempo, dependendo das condições de operação do conversor.

$$\delta_{step} = \delta_{min} \cdot (1 + \alpha \cdot V_{adp}) \quad (17)$$

Onde,

$$V_{adp} = \begin{cases} |V_{ref} - V_{DC2}|; & \text{se } |V_{ref} - V_{DC2}| \leq Vm \\ Vm; & \text{se } |V_{ref} - V_{DC2}| > Vm \end{cases} \quad (18)$$

O valor de  $\delta_{min}$  é o menor *phase shift* a ser aplicado; o valor  $Vm$  é o valor máximo que será aplicado em  $V_{adp}$ ; o valor  $\alpha$  é um fator de conversão de tensão para ângulo; e  $V_{ref}$  é o valor desejado na saída do conversor DAB.

A tensão de saída será calculada para as 3 possibilidades de *phase shift* disponíveis nessa estratégia de controle e será escolhido o *phase shift* que apresentar o menor erro entre a tensão predita e o valor desejado através da função custo (o

valor escolhido é o que apresenta o menor custo), apresentada em (19). Para prever a tensão utiliza-se a Eq. (11).

$$Custo = (V_{ref} - V_{DC2})^2 \quad (19)$$

Onde  $V_{ref}$  é o valor desejado na saída do DAB.

Os parâmetros do controle preditivo utilizado no presente trabalho são apresentados na Tabela 2.

Tabela 2. Parâmetros do MPC

Grandeza	Valor
$\delta_{min}$	0.01º
$\alpha$	1 rad/V
$Vm$	10 V
$V_{ref}$	440 V

As escolhas dos parâmetros do controlador foram de maneira a reduzir o erro em regime permanente (escolha de valores pequenos para  $\delta_{min}$ ) e respostas rápidas a transitórios (valores maiores para  $Vm$ ).

#### 4. RESULTADOS

As três estratégias de controle propostas no presente trabalho foram submetidas ao mesmo cenário de operação do conversor DAB para serem comparadas. Os parâmetros utilizados no DAB são mostrados na Tabela 1, exceto o valor da carga ( $R_{DAB}$ ) que foi variado ao longo da simulação.

O cenário de teste é descrito a seguir: inicialmente a carga que o conversor alimenta consome uma potência de 52 kW. No instante 10 ms a carga é alterada para 74 kW. No instante 30 ms a carga retorna para 52kW. Para finalizar, no instante 50 ms a carga é alterada para 97kW, valor próximo ao nominal de operação do DAB.

Nas Fig. 10, 11, e 12 são mostrados os comportamentos da tensão de saída, a potência fornecida e a corrente no indutor do conversor DAB para os controles PI, CTMFP e o MPC, respectivamente.

Analisando o controle PI, percebe-se que a tensão alcança o valor de referência em regime permanente. Quando comparado aos demais métodos estudados no presente artigo, verifica-se que a resposta dinâmica à perturbação (adição ou retirada de carga) é lenta. Além disso, quando o conversor opera fora da região nominal, surge uma ondulação de corrente de baixa frequência no link CA do DAB (entre os instantes 0.04 e 0.041 mostrado na Fig. 10 – Corrente no indutor).

O comportamento do sistema quando controlado pelo controle CTMFP, mostrado na Fig. 11, apresentou um pequeno erro (menor que 1%) na tensão controlada quando o sistema alcança o regime permanente. No transitório a tensão variou menos que 4%. O sistema apresentou resposta dinâmica à perturbação melhor que o controle PI sem a predição do *phase shift*. O tempo de resposta para a maior perturbação (instante 0.05s) foi de 0.82ms. Além disso, a ondulação de baixa de frequência da corrente no link CA foi eliminada.

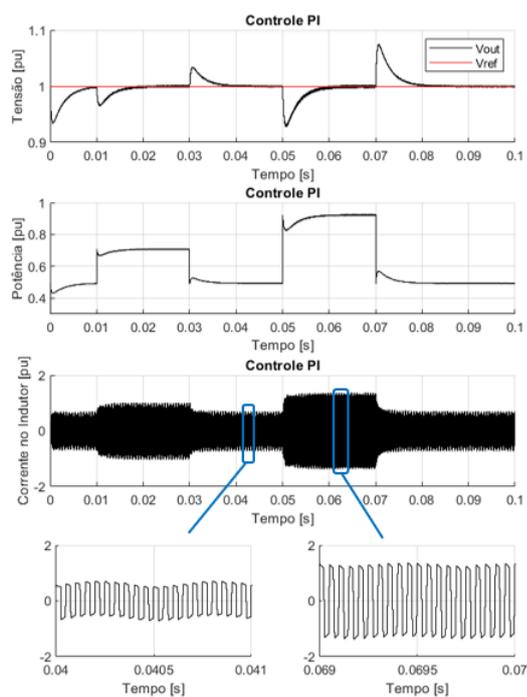


Fig. 10 Comportamento da tensão, potência de saída e corrente no indutor com o controle PI.

O comportamento do sistema quando controlado pelo controle preditivo, mostrado na Fig. 12, apresentou erro em regime permanente quase nulo (menor que 0.2%) e teve resposta dinâmica à perturbação muito rápida, quando comparada aos outros dois métodos analisados. O tempo de resposta para a maior perturbação (instante 0.05s) foi de 0.42ms. No transitório a tensão variou 4.5%. Além disso, não apresentou ondulação de corrente no link CA.

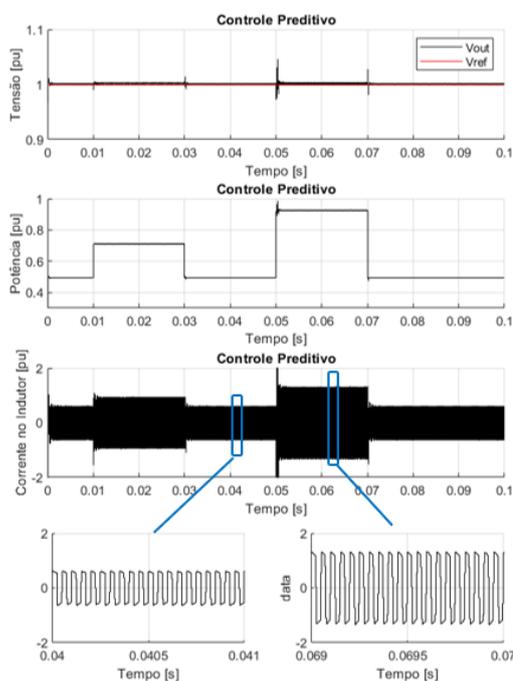


Fig. 12 Comportamento da tensão, potência de saída e corrente no indutor com o controle preditivo

Os resultados apresentados no presente trabalho mostram superioridade do controle preditivo para as figuras de méritos analisadas. Embora os resultados foram obtidos através de simulação, resultados semelhantes foram apresentados por Shao et al. (2021), mostrando a superioridade do MPC para os controles comparados neste trabalho.

## 6. CONCLUSÕES E COMENTÁRIOS FINAIS

Nesse artigo foi realizado a determinação dos modelos matemáticos de pequenos sinais e discreto para o conversor DAB. O primeiro, por ser um modelo linearizado, apresentou um erro significativo quando a planta operou distante do ponto de operação nominal. Por sua vez, o modelo discreto apresentou excelente resposta em todos os pontos de operação. Isso fica evidente ao analisar a Fig. 5.

Duas métricas de prever a corrente de saída do DAB foram avaliadas: através do levantamento da forma de onda da corrente no link CA e por fasores. Mostrou-se de forma gráfica que o erro entre as duas pode ser desconsiderado sem se perder a fidelidade da resposta do sistema.

Foram comparadas três estratégias de controle, disponíveis na literatura, utilizadas no conversor DAB. As figuras de mérito analisadas foram: resposta dinâmica; resposta em regime permanente; e ondulação em baixa frequência da corrente no link CA.

Com o controle preditivo o conversor operou com erro nulo em regime permanente (menor que 0.2%) e alcançou resposta dinâmica aos transitórios de 0.42ms, ou seja, uma resposta melhor quando comparado aos controles PI e CTMFP. Por ter somente um grau de liberdade, o ajuste do compensador PI é bastante limitado, prejudicando a procura por uma dinâmica

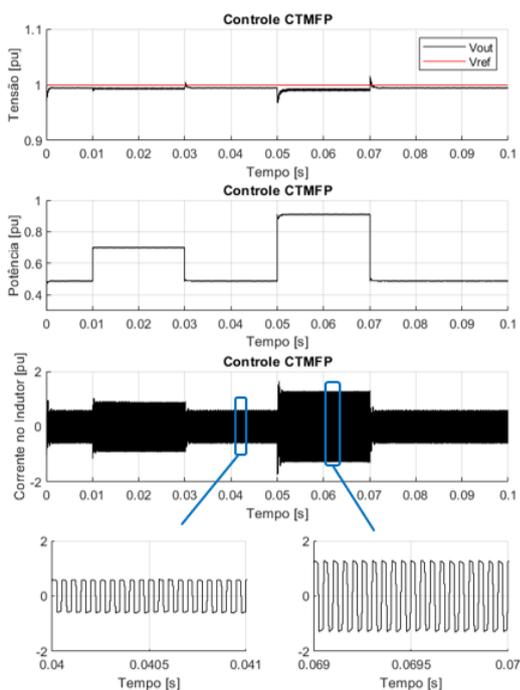


Fig. 11 Comportamento da tensão, potência de saída e corrente no indutor com o controle CTMFP

melhor. Talvez um compensador com maior grau de liberdade, PID por exemplo, possa ser utilizado no futuro e ter as respostas comparadas com os demais. Outras análises como rejeição à ruído e variações paramétricas da planta podem ser abordadas em trabalhos futuros, o que certamente produzirá um cenário mais completo de comparação entre os métodos de controle aqui abordados.

#### AGRADECIMENTOS

Agradecemos ao Instituto Federal do Espírito Santo – IFES e a Universidade Federal do Espírito Santo – UFES pelo apoio e recursos físicos disponibilizado para esse projeto. Esse projeto foi financiado pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico – CNPq (Processo 409024/2021-0) e pela Fundação de Amparo à Pesquisa e Inovação do Espírito Santo (Processo 514/2021).

#### REFERÊNCIAS

- Aghaei, J., & Alizadeh, M. I. (2013). Demand response in smart electricity grids equipped with renewable energy sources: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 18, 64-72.
- Alcântara, M. Microrredes inteligentes: um novo modelo de negócio para a distribuição de energia elétrica. *Revista Setor Elétrico: Smart grids – Redes Inteligentes*, [s. l.], 2012.
- Alonso, A. R. R., Sebastian, J., Lamar, D. G., Hernando, M. M., & Vazquez, A. (2010, September). An overall study of a Dual Active Bridge for bidirectional DC/DC conversion. In 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (pp. 1129-1135). IEEE.
- An, F., Song, W., Yu, B., & Yang, K. (2018). Model predictive control with power self-balancing of the output parallel DAB DC-DC converters in power electronic traction transformer. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 6(4), 1806-1818.
- Bai, H., Mi, C., Wang, C., & Gargies, S. (2008, November). The dynamic model and hybrid phase-shift control of a dual-active-bridge converter. In 2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (pp. 2840-2845). IEEE.
- Chen, L., Shao, S., Xiao, Q., Tarisciotti, L., Wheeler, P. W., & Dragičević, T. (2019). Model predictive control for dual-active-bridge converters supplying pulsed power loads in naval DC micro-grids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(2), 1957-1966.
- Chen, L., Gao, F., Shen, K., Wang, Z., Tarisciotti, L., Wheeler, P., & Dragičević, T. (2020). Predictive control based DC microgrid stabilization with the dual active bridge converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(10), 8944-8956.
- De Doncker, R. W., Divan, D. M., & Kheraluwala, M. H. (1991). A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications. *IEEE transactions on industry applications*, 27(1), 63-73.
- Dos Santos, W. M., & Martins, D. C. (2014). Introdução ao conversor DAB monofásico. *Eletrônica de Potência*, 19(1), 36-46.
- Dragičević, T., Lu, X., Vasquez, J. C., & Guerrero, J. M. (2015). DC microgrids—Part I: A review of control strategies and stabilization techniques. *IEEE Transactions on power electronics*, 31(7), 4876-4891.
- IEA. Solar PV, International Energy Agency, Paris. Available at: <https://www.iea.org/reports/solar-pv>. Acessado em 03/02/2022.
- Kheraluwala, M. N., Gascoigne, R. W., Divan, D. M., & Baumann, E. D. (1992). Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter. *IEEE Transactions on industry applications*, 28(6), 1294-1301.
- Oliveira, T. R., Silva, W. W. A. G., & Donoso-Garcia, P. F. (2016). Distributed secondary level control for energy storage management in DC microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 8(6), 2597-2607.
- Parhizi, S., Lotfi, H., Khodaei, A., & Bahramirad, S. (2015). State of the art in research on microgrids: A review. *Ieee Access*, 3, 890-925.
- Qin, H., & Kimball, J. W. (2011). Generalized average modeling of dual active bridge DC-DC converter. *IEEE Transactions on power electronics*, 27(4), 2078-2084.
- Qin, H., & Kimball, J. W. (2013). Closed-loop control of DC-DC dual-active-bridge converters driving single-phase inverters. *IEEE transactions on power electronics*, 29(2), 1006-1017.
- Shao, S., Chen, L., Shan, Z., Gao, F., Chen, H., Sha, D., & Dragicevic, T. G. (2021). Modeling and Advanced Control of Dual Active Bridge DC-DC Converters: A Review. *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- Schibli, N. (2000). Symmetrical multilevel converters with two quadrant DC-DC feeding (No. THESIS). EPFL.
- Shi, H., Wen, H., Chen, J., Hu, Y., Jiang, L., Chen, G., & Ma, J. (2018). Minimum-backflow-power scheme of DAB-based solid-state transformer with extended-phase-shift control. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54(4), 3483-3496.
- Shi, L., Lei, W., Li, Z., Huang, J., Cui, Y., & Wang, Y. (2016). Bilinear discrete-time modeling and stability analysis of the digitally controlled dual active bridge converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(11), 8787-8799.
- Vazquez, S., Rodriguez, J., Rivera, M., Franquelo, L. G., & Norambuena, M. (2016). Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(2), 935-947.
- W. Song, N. Hou, and M. Wu, "Virtual direct power control scheme of dual active bridge DC-DC converters for fast dynamic response," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 2, pp. 1750-1759, Feb. 2018.
- Yu, K., Zhuo, F., Wang, F., Jiang, X., & Gou, Y. (2021). MPC-Based Start-up Current Shaping Strategy with State-Space Model of DAB in DC distribution system. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*.
- Zhang, K., Shan, Z., & Jatskevich, J. (2016). Large-and small-signal average-value modeling of dual-active-bridge DC-DC converter considering power losses. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(3), 1964-1974.
- Zhao, B., Song, Q., Liu, W., & Sun, Y. (2013). Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system. *IEEE Transactions on power electronics*, 29(8), 4091-4106.