

Aplicação de Controle via Realimentação Dinâmica de Saída Baseado em LMI para Amortecer Oscilações Eletromecânicas no SEP

Nei Junior Da Silva Farias * Renan Landau Paiva de Medeiros *
Florindo Antônio de Carvalho Ayres Júnior *
João Edgar Chaves Filho * Iury Valente de Bessa *
Vicente Ferreira de Lucena Junior *

* Faculdade de Tecnologia, Universidade Federal do Amazonas, AM,
(e-mails: neijunior@ufam.edu.br, renanlandau@ufam.edu.br,
florindoayres@ufam.edu.br, joaoedgarc@gmail.com,
iurybessa@ufam.edu.br, vicente@ufam.edu.br).

Abstract: This work presents the design of an output feedback dynamic controller applied in a generation system connected to the infinite bus. This controller aims to allocate the system poles in a desired region of the complex plane and minimize the relationship of norm- H_2 and norm- H_∞ to perform the damping of electromechanical oscillations. The proposed power system stabilizer (PSS) is compared with a PSS designed using the conventional technique using frequency analysis to damp electromechanical oscillations and with the system operating without the presence of an ESP regulator. To perform the comparison between the systems, the dynamic response was used, in the form of accommodation time, maximum oscillation peak, control effort, and ISE, ITAE, ISC, and ITAC indices. Finally, the proposed controller obtained superior performance to the conventional one, and the system worked without the presence of a PSS, This is because that controller has the lowest performance, signal overshoot and settling time.

Resumo: Este trabalho apresenta o projeto de um controlador de realimentação dinâmica de saída aplicado ao sistema de geração conectado ao barramento infinito. Esse controlador visa alocar os polos do sistema em uma região desejada do plano complexo e minimizar uma relação de norma- H_2 e norma- H_∞ para realizar o amortecimento de oscilações eletromecânicas. O estabilizador de sistema de potência, (ESP), proposto é comparado com um ESP projetado utilizando a técnica convencional com o uso da análise em frequência para amortecer as oscilações eletromecânicas e com o sistema funcionando sem a presença de um regulador ESP. Para realizar a comparação entre os sistemas, foram utilizados a resposta dinâmica, na forma de tempo de acomodação, máximo pico de oscilação, esforço de controle e índices ISE, ITAE, ISC e ITAC. Por fim, o controlador proposto obteve desempenho superior ao convencional e ao sistema funcionando sem a presença de um ESP, pois aquele controlador possui os menores índices de desempenho, picos de oscilações e tempos de acomodações.

Keywords: PSS; norm H_2 ; norm H_∞ ; SMIB; LMI; dynamic feedback.

Palavras-chaves: ESP; norma H_2 ; norma H_∞ ; SMIB; LMI; Realimentação dinâmica.

1. INTRODUÇÃO

Os sistemas elétricos de potência (SEP) são elementos essenciais para a manutenção da sociedade atual e estão cada vez maiores e mais complexos, para atender as mais diversas necessidades. Devido suas características, o SEP esta suscetível a uma série de eventos como: mudanças de cargas, curtos-circuitos, descargas atmosféricas. Esses eventos tornam as unidades geradoras suscetíveis às oscilações eletromecânicas de baixa frequência, entre 0,3 - 3 Hz (Ray et al., 2019; Ayres Junior et al., 2018).

Níveis elevados de oscilações eletromecânicas reduzem a faixa de potência que pode ser fornecida com segurança pelo SEP. Essa faixa pode ser melhorada quando estabilizadores de sistemas elétricos de potência (ESP) são utilizados, de modo a promover uma melhor estabilidade do SEP, amortecendo oscilações eletromecânicas, devido ao aumento do torque amortecedor dos sistemas de geração de energia elétrica (Ayres Junior et al., 2018).

Para realizar o projeto do controlador ESP, diversos trabalhos utilizam o modelo linearizado do SEP obtido a partir do modelo linearizado de Heffrom-Phillips (Peter W. Sauer, 1998; Kundur, 1994), como: ESP convencional (Peter W. Sauer, 1998), controle fracionário (Ayres Junior

* Este trabalho foi financiado em parte por: RDI project Callidus Academy, CNPq, CAPES, FAPEAM.

et al., 2018), sistemas Fuzzys (Ray et al., 2019), algoritmos de otimização (Hemmati, 2018).

O ESP convencional utiliza a análise e projeto em frequência do modelo linearizado de Heffron-Phillips para aumentar o torque de amortecimento e melhorar a estabilidade do sistema. Para isso, é utilizado um controlador de avanço e atraso de fase para aumentar o torque de amortecimento. Essa metodologia é eficaz no ponto de operação utilizado para o projeto do controlador, porém ela é desenvolvida para frequência de oscilação natural do SEP que se altera com o ponto de operação. Dessa forma, a eficiência do ESP convencional diminui, quando ele se afasta das condições de projeto (Ray et al., 2020; Ayres Junior et al., 2018).

A operação de um SEP depende da sua capacidade de geração e da carga reativa ou ativa solicitada pela rede o qual ele está conectado e essas condições variam temporalmente. Como consequência, as condições de operação costumam mudar ao longo do período de funcionamento do SEP. Essas mudanças geram a necessidade de controladores menos sensíveis às variações de parâmetros.

Em vista disso, Ayres Junior et al. (2018) apresenta o projeto do ESP usando técnicas de controle de ordem fracionária. Esse controlador possui maior flexibilidade de projeto e possui a capacidade de ampliar a região de estabilidade, quando comparado ao ESP convencional. Porém, são necessárias a utilização de aproximações numéricas para realizar a implementação desses controladores, aumentando a complexidade do projeto, o que pode diminuir o desempenho do sistema de controle.

Um controlador robusto aplicado a diversos pontos de operação é apresentado em Ray et al. (2020) que utiliza metodologia de otimização para determinar os parâmetros de um controlador fuzzy fracionário. Esse utiliza controladores PID fracionários e os interconecta por meio de uma rede fuzzy para desenvolver um estabilizador de potência robusto. Embora esse projeto melhore o desempenho do SEP, ele requer um elevado poder computacional para a determinação de seus parâmetros.

A utilização de inequações matriciais lineares (LMI) na estabilização de SEPs é uma alternativa para o projeto de ESP. Essa metodologia é bastante utilizada para determinação de controladores com realimentação de estados, mas também pode ser utilizada para determinar controladores de realimentação de saída. Esses controladores possuem a vantagem de não precisar utilizar todos os estados do sistema controlado para determinar a atuação do controlador. Essa vantagem diminui os custos com sensores e dispensa estimadores, em casos onde todos os estados não são acessíveis (Luan and Ban, 2019; Pham, 2016).

A investigação da aplicação desta metodologia de controle em um sistema de micro rede focado no controle de carga-frequência, utilizando a energia armazenada em baterias de veículos elétricos (VE), conectados à rede elétrica é apresentada em Pham (2016). O controlador foi projetado para minimizar as flutuações de frequências devido as variações da carga, foram utilizados projetos baseados na norma- H_∞ , onde os controladores faziam as baterias fornecerem a potência suficiente para equilibrar a relação de energia gerada e fornecida. Para isso, o controlador levou em consideração múltiplos atrasos no tempo, devido

as condições de comunicação, mas para que o sistema funcione corretamente é necessário que existam um número considerável de VEs conectados na micro rede, de modo que todos estejam conectados com o controle central.

A metodologia de realimentação dinâmica foi aplicada no desenvolvimento de controle robusto aplicado em um motor de corrente contínua. Em Luan and Ban (2019) é apresentado um controlador que utiliza a realimentação dinâmica para realizar a otimização da norma- H_∞ e melhorar o desempenho de um controlador de posição do motor de corrente contínua. O controlador proposto utiliza um sistema *fuzzy* Takagi-Sugeno para ponderar a atuação dos controladores e possui como vantagem a flexibilidade, onde pode se utilizar controladores para plantas que possuem diferentes ordens em diferentes pontos de operação.

Com isso em vista, este trabalho possui o objetivo de desenvolver um controlador baseado em realimentação dinâmica para realizar o amortecimento de oscilações eletromecânicas. O modelo de Heffron-Phillips com saída em potência elétrica é utilizado para a determinação de um controlador de realimentação dinâmica de saída que visa alocar os polos do SEP em uma região desejada do plano complexo, minimizar uma relação de norma- H_∞ e norma H_2 . Para isso, serão utilizadas LMIs que atendam estes requisitos.

O restante do trabalho está organizado da seguinte forma. A seção 2 apresenta o modelo de Heffron-Phillips utilizado para o projeto do controlador, a seção 3 apresenta o projeto do controlador baseado em LMI, a seção 4 apresenta as simulações e índices de desempenho utilizados para comparar os controladores e a seção 5 apresenta as considerações finais e perspectivas de trabalhos futuros.

2. MODELO DO SISTEMA MÁQUINA-BARRAMENTO-INFINITO (SMIB)

O modelo do SMIB consiste na representação das dinâmicas elétricas e mecânicas contidas em um gerador síncrono, quando este é conectado a um barramento infinito. Nesse modelo o gerador síncrono é conectado, por meio de linhas de transmissão, a um barramento o qual possui as suas condições de módulo, fase e frequência invariantes (Peter W. Sauer, 1998; Kundur, 1994). A Figura 1 apresenta o gerador que absorve a potência mecânica, $P_m(t)$, fornecida pela máquina primária (MP). Nela encontram-se: sistema de regulação de velocidade (RV), sistema de regulação de tensão (RAT), com uma malha de controle suplementar o qual adiciona um sinal ao somador do bloco do regulador de tensão por meio do estabilizador de sistemas elétrico de potência (ESP), objetivando realizar o amortecimento de oscilações eletromecânicas, para tal, utiliza-se um filtro para que apenas as oscilações eletromecânicas sejam percebidas pela malha de controle suplementar.

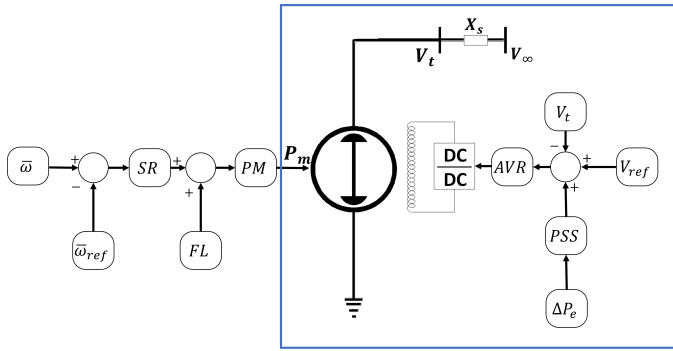


Figura 1. Sistema máquina-barramento-infinito.

onde: $\bar{\omega}$ é a velocidade de rotação mecânica da turbina, $\bar{\omega}_{ref}$ é a referência de velocidade de rotação, CF é o torque realizado pela carga, MP é a máquina primária, V_t a tensão no barramento de geração, X_s é a impedância entre o barramento de geração e o barramento infinito V_∞ é a tensão no barramento infinito.

O contorno azul presente na Figura 1 indica o sistema dinâmico utilizado neste trabalho. A dinâmica da máquina primária é reduzida a uma potência mecânica constante entregue ao SMIB. O modelo linearizado de Heffron-Phillips pode ser utilizado para representar a dinâmica do SMIB em um ponto de operação. Esse modelo consiste em representar a dinâmica do SMIB por meio de equações diferenciais que utilizam seis constantes obtidas através da linearização do sistema de potência (Ayres Junior et al., 2018).

2.1 Controlador ESP

O ESP é adicionado a uma malha de controle suplementar para aumentar o amortecimento de oscilações eletromecânicas. Essa malha de controle suplementar deve agir somente quando houver variações de potência elétrica decorrente oscilações eletromecânicas. A adição do ESP é apresentada na Figura 2 que representa o modelo linearizado de Heffron-Phillips com o destaque em vermelho para o ESP adicionado e um delimitador em azul para a dinâmica de controle de tensão denominada como $GEP(s)$.

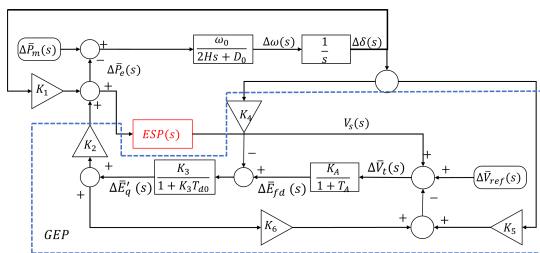


Figura 2. Modelo linearizado de Heffron-Phillips.
Fonte: Adaptado de Peter W. Sauer (1998).

onde: K_1 a K_6 são constantes obtidas a partir da linearização do SMIB, ω_0 é velocidade síncrona da máquina em rad/s, H é a constante de inércia do gerador em segundos, D_0 é a constante de atrito em p.u., $\Delta P_m(s)$ é a variação de potência mecânica, $\Delta P_e(s)$ é a variação de potência elétrica, $\Delta\omega(s)$ é variação da frequência em p.u., $\Delta\delta(s)$

é variação do ângulo de potência da máquina, T_{d0} é a constante de tempo transitória da máquina, K_A é ganho do controlador de tensão, T_A é constante de tempo do controlador de tensão, $\Delta V_{ref}(s)$ é variação de referência de tensão da máquina, $\Delta E'_q(s)$ é variação da tensão em quadratura da máquina síncrona em p.u., $\Delta \bar{E}_{fd}(s)$ é a variação da tensão de excitação da máquina em p.u., $V_s(s)$ é tensão de amortecimento em p.u. gerada pelo $ESP(s)$, $\Delta \bar{V}_t$ é a variação da tensão no terminal da máquina

O amortecimento de oscilações eletromecânicas pode ser dividido em três etapas. A primeira consiste em um filtro *Washout* com a função de eliminar o valor médio da saída e enviar apenas a sua variação para a segunda etapa, essa no que lhe concerne possui a função de amortecer as oscilações eletromecânicas, melhorar a estabilidade do sistema elétrico e contém o controlador projetado projetado, por fim, a última etapa é responsável por limitar ação de controle do ESP (Ayres Junior et al., 2018; Peter W. Sauer, 1998; Kundur, 1994). A Figura 3 apresenta o esquema contendo todas as etapas para o desenvolvimento do ESP.



Figura 3. Estágios do estabilizador de sistemas elétricos de potência.

Fonte: Adaptado de (Ayres Junior et al., 2018).

3. PROJETO DE REALIMENTAÇÃO DINÂMICA BASEADO EM LMI

O SMIB linearizado pode ser representado por meio de uma função de transferência, G_{SMIB} , realimentada por meio de um controlador com realimentação de saída dinâmica $C(s)$. A Figura 4 apresenta o SMIB realimentado.

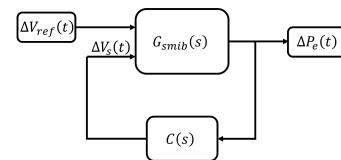


Figura 4. Sistema de realimentação dinâmica aplicado ao sistema SMIB.

O modelo representado por G_{smib} apresentado na Figura 4, corresponde ao modelo linearizado de Heffron-Phillips e o controlador de realimentação dinâmica de saída $C(s)$ é adicionado para aumentar o amortecimento das oscilações eletromecânicas. O sistema dinâmico apresentado na Figura 4 aplicado ao modelo linearizado de Heffron-Phillips irá possuir as equações (1) - (2) para representar o seu comportamento dinâmico com a saída em variação de potência elétrica.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{x}_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_1 C_c \\ B_c C & A_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} V_{ref}(t) \quad (1)$$

$$\Delta \bar{P}_e(t) = [C_1 \ 0] \begin{bmatrix} x(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

onde: $A \in R^{4 \times 4}$ é a matriz de estados do SMIB, $B_1 \in R^{4 \times 1}$ representa a entrada da tensão sincronizante V_s gerada pelo ESP, $C \in R^{1 \times 4}$ representa a saída $\Delta P_e(t)$, $x(t) \in R^{4 \times 1}$ é vetor de estado $x(t) = [\Delta\delta \ \Delta\omega \ \Delta\bar{E}'_q \ \Delta\bar{E}'_{fd}]^T$, com o modelo obtido a partir da Figura 2, $A_c \in R^{4 \times 4}$, $B_c \in R^{4 \times 1}$, $C_c \in R^{1 \times 4}$, são as matrizes da representação em espaços de estados do controlador de realimentação dinâmica e $x_c(t) \in R^{4 \times 1}$ é vetor de estado do controlador.

Esse modelo é utilizado para obter o controlador via a alocação regional de polos e adaptado para permitir a obtenção do controlador que permiti otimizar a relação que considera as normas H_2 e H_∞ .

3.1 Alocação regional de polos

O controlador de realimentação dinâmica pode ser utilizado para alocar os polos do modelo linearizado em uma região desejada do plano complexo. O teorema generalizado de Lyapunov pode ser utilizado para esse fim.

Para projetar o controlador é necessário definir a região do plano complexo $\mathbb{D} = \mathbb{D}(L, M)$ representada na equação (3) e o teorema generalizado de Lyapunov sintetizado na equação (4) (Badri and Sojoodi, 2019; Kang-Zhi Liu, 2016; Yu, 2013).

$$F_{\mathbb{D}} = L + sM + \bar{s}M^T \quad (3)$$

$R_d(A_k, P) = L \otimes P + M \otimes (A_k P) + M^T (A_k P)^T < 0$ (4) onde, $L = L^T$ e M são matrizes que delimitam a região desejada do plano complexo, $P = P^T$ é uma matriz definida positiva de mesma ordem de A_k .

Para a obtenção de um sistema de LMIs será necessária uma série de transformações de variáveis, dadas as matrizes da planta a ser controlada, deverão ser encontradas matrizes quaisquer $\mathbb{A} \in R^{n \times n}$, $\mathbb{B} \in R^{m \times n}$ e $\mathbb{C} \in R^{n \times p}$ e matrizes simétricas $X \in R^{n \times n}$ e $Y \in R^{n \times n}$ que satisfazem as inequações apresentadas em (5) e (6) (Kang-Zhi Liu, 2016).

$$L \otimes \begin{bmatrix} X & I \\ I & Y \end{bmatrix} + M \otimes \begin{bmatrix} AX + B_2C & A \\ \mathbb{A} & YA + \mathbb{B}C_2 \end{bmatrix} + M^T \otimes \begin{bmatrix} AX + B_2C & A \\ \mathbb{A} & YA + \mathbb{B}C_2 \end{bmatrix}^T < 0 \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} X & I \\ I & Y \end{bmatrix} > 0 \quad (6)$$

onde, \mathbb{A} , \mathbb{B} , \mathbb{C} são apresentadas nas equações (7), (8) e (9), com as variáveis auxiliares H e N sendo obtidas por meio das relações apresentadas nas equações (10):

$$\mathbb{A} = NA_c H^T + NB_c C_2 X + Y B_2 C_c M^T + Y A X \quad (7)$$

$$\mathbb{B} = NB_c \quad (8)$$

$$\mathbb{C} = C_c H^T \quad (9)$$

$$HN^T = I - XY \quad (10)$$

As relações apresentadas nas equações (11)-(13) são utilizadas para obter as matrizes que representam o modelo em espaços de estados do controlador.

$$C_c = (\mathbb{C}) (H^{-1})^T \quad (11)$$

$$B_c = N^{-1}(\mathbb{B}) \quad (12)$$

$$A_c = N^{-1}(\mathbb{A} - NB_c C_2 X - Y B_2 C_c H^T - Y(A)X)(H^{-1})^T \quad (13)$$

A região desejada para a localização dos polos no plano complexo é apresentada na Figura 5. Qualquer controlador que aloque os polos nessa região será tido como satisfatório e as LMIs apresentadas nas equações (5) - (6) serão satisfeitas.

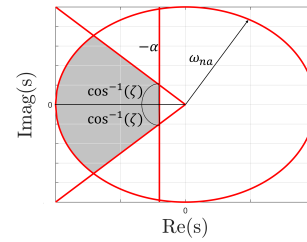


Figura 5. Região desejada para os polos do SMIB.

A área desejada do plano complexo é composta pela interseção de três diferentes regiões. A primeira é a faixa α , responsável por delimitar os valores máximos da parte real dos autovalores do sistema com sua representação dada na equação (14), a segunda delimita os valores mínimos do coeficiente de amortecimento, ζ , por fim, a terceira região corresponde a um círculo que delimita a máxima frequência dos modos de oscilação pouco amortecidos, ω_{na} , dada pela equação (16), para maiores detalhes consultar (Yu, 2013).

$$L = 2\alpha \quad M = 1 \quad (14)$$

$$L = 0 \quad M = \begin{bmatrix} \text{sen}\zeta & \text{cos}\zeta \\ -\text{cos}\zeta & \text{sen}\zeta \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$L = \begin{bmatrix} -\omega_{na} & 0 \\ 0 & -\omega_{na} \end{bmatrix} \quad M = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

Para que os polos do sistema fiquem no interior da região delimitada em cinza na Figura 5, as LMIs (5) e (6) devem ser satisfeitas simultaneamente, quando as matrizes L e M assumem os valores apresentados nas relações apresentadas pelas equações (14) - (16). O modelo linearizado de Heffron-Phillips, conforme apresentado na Figura 2 é convertido em sua representação em espaços de estado e utilizado para o projeto do ESP, baseado em realimentação dinâmica com o uso de LMIs. A variação de potência elétrica, $P_e(t)$, será mantida como a saída do sistema e sua variação, $\Delta P_e(t)$, é utilizada como entrada do ESP e o esforço de controle é dado pela tensão sincronizante $V_s(t)$.

3.2 Controle H_2

As especificações para a resposta transitória dos sistemas obtidos a partir da região de alocação dos polos, são de grande importância, mas outra característica que poderá ser explorada é a relação da norma- H_2 . Essa grandeza pondera a influência de uma entrada com relação a uma determinada saída, de modo que quanto menor a norma- H_2 menor será a influência. Para isso, é necessário primeiro calcular a norma- H_2 para a matriz de função de transferência apresentada na equação (17) dada pela relação (18) (Yu, 2013; Kang-Zhi Liu, 2016; Chen et al., 1998).

$$G(s) = (A, B, C, D) \quad (17)$$

$$\|G\|_2 := \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \text{Tr} [G^*(j\omega)G(j\omega)] d\omega} \quad (18)$$

Se as condições iniciais da matriz de função de transferência forem nulas e se for aplicada uma entrada do tipo impulso, a norma- H_2 poderá ser obtida pelo teorema de Parseval aplicado a saída, $g(t)$, da matriz de função de transferência.

$$\|G\|_2 = \sqrt{\int_0^{\infty} \text{Tr} [g(t)g(t)] dt} \quad (19)$$

A norma H_2 é utilizada para minimizar o esforço do controlador proposto neste trabalho. Para isso, uma nova saída deve ser adicionada ao modelo apresentado na Figura 4. Como é desejado utilizar essa norma para minimizar o esforço de controle, a nova saída possuirá uma matriz de saída C_2 nula e a matriz D que conecta a diretamente a entrada a saída obterá um valor unitário.

A otimização da norma H_2 resulta em três inequações apresentadas nas equações a seguir. Neste conjunto de inequações o objetivo é realizar a minimização da componente γ^2 que representa o valor máximo da norma H_2 (Kang-Zhi Liu, 2016).

$$He \left(\begin{bmatrix} AX + B_1C & A & 0 \\ \mathbb{A} & YA + \mathbb{B}C_1 & 0 \\ C_2X + DC & C_2 & -\frac{1}{2}I \end{bmatrix} \right) < 0 \quad (20)$$

$$\begin{bmatrix} W & B_2^T & B_2^T Y \\ B_2 & X & I \\ YB_2 & I & Y \end{bmatrix} > 0 \quad (21)$$

$$\text{Tr}(W) < \gamma^2 \quad (22)$$

Onde, B_2 é uma matriz de entrada utilizada para representar a variação de tensão de referência do gerador.

Para encontrar o controlador ótimo com relação à norma- H_2 é necessário minimizar γ^2 sujeito as LMI apresentada nas equações (20) - (22).

3.3 Controle H_∞

A norma H_∞ para um sistema estável, $G(s)$, com entrada, $u(t)$, e saída, $y(t)$, pode ser obtida pela relação (23) (Yu, 2013; Kang-Zhi Liu, 2016):

$$\|G\|_\infty = \sup_{\|u\|_2} \frac{\|y\|_2}{\|u\|_2} \quad (23)$$

onde, $\|y\|_2/\|u\|_2$ é uma razão entre as raízes quadrada da energia dos sinais de entrada e saída do sistema. Em suma, a relação apresentada em (23) é o supremo das razões entre todas entradas limitadas com a saída limitada e sendo equivalente a H_∞ ou norma $\|G(s)\|_\infty$. Em outras palavras, para minimizar a atuação de uma entrada em uma determinada variável basta fazer com que $\|G(s)\|_\infty$ tenda a zero.

Devido às limitações de desempenho da planta, como saturação do atuador ou limitações físicas da planta, basta fazer com que $\|G(s)\|$ seja inferior a uma constante ρ . Para isso, pode se utilizar a magnitude no domínio da frequência para a função $G(s)$, conforme é apresentado na equação (24). Essa relação pode ser interpretada como a máxima amplitude da resposta na frequência do sistema para uma entrada de um impulso unitário (Kang-Zhi Liu, 2016).

$$\|G\|_\infty = \sup_{\omega} |G(j\omega)| < \rho \quad (24)$$

A norma infinita será utilizada para minimizar as oscilações eletromecânicas do gerador quando ocorrerem mudanças de tensão de referência. Para isso, o modelo linearizado de Heffron-Phillips foi novamente utilizado e o controlador que aplica essa otimização pode ser obtido pelas LMIs apresentadas nas equações (25) - (26), onde ρ representa o maior valor da norma- H_∞ que o sistema pode possuir com o controlador obtido a partir das LMIs (Kang-Zhi Liu, 2016).

$$He \left(\begin{bmatrix} AX + B_2C & A & B_1 & 0 \\ \mathbb{A} & YA + \mathbb{B}C_1 & YB_1 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{\rho}{2}I & 0 \\ C_1X & C_1 & 0 & -\frac{\rho}{2}I \end{bmatrix} \right) < 0 \quad (25)$$

$$\begin{bmatrix} X & I \\ I & Y \end{bmatrix} > 0 \quad (26)$$

Para obter o menor valor possível de norma- H_∞ , será necessário minimizar ρ sujeito as inequações (25) - (26). Dessa forma é possível obter o controlador com a menor relação de norma- H_∞ .

3.4 Controle com múltiplos objetivos utilizando LMI

O controlador projetado será o resultado da interseção do projeto para alocação regional de polos e minimização da norma- H_2 considerando a norma- H_∞ . Para isso, as variáveis \mathbb{A} , \mathbb{B} , \mathbb{C} , X e Y devem ser as mesmas para resolução das três metodologias de controle apresentadas. Portanto, o projeto irá buscar a minimização em relação às normas, porém no interior da região de desempenho (Yu, 2013).

As relações de normas apresentadas serão aplicadas em duas variáveis do SMIB. A primeira será o esforço de controle do ESP que será otimizado por meio de H_2 , a segundo é dada pela saída de variação de potência otimizada por meio da relação de H_∞ . Dessa maneira, no projeto do ESP, buscou-se o controlador que apresenta o melhor desempenho com o mínimo de esforço, além de considerar os polos do sistema em malha fechada alocados no interior da região previamente delimitada.

Para alcançar esse objetivo, o ESP projetado deverá minimizar a variável β apresentada em (27). Esta relação de minimização, estará sujeita ao conjunto daquelas LMIs que limitam a região do plano complexo para alocação dos polos e das LMIs definidas pelas relações de normas apresentadas.

$$\beta = a\gamma^2 + b\rho \quad (27)$$

onde, a e b são variáveis de ponderação que dão pesos as normas que serão minimizadas. Neste trabalho, essas variáveis tiveram valores iguais à unidade.

4. RESULTADOS

Para desenvolver os testes dos controladores projetados foram realizadas simulações do sistema em oito pontos de operações que variam entre 0,1 a 0,8 p.u. de potência ativa. Inicialmente o SMIB se encontrava em repouso até o momento de 1 s quando ocorre uma perturbação de 0,1 p.u na referência de tensão do gerador.

4.1 Sistema desenvolvido

O sistema utilizado para o projeto consiste em um gerador de 10kVA conectado em um barramento infinito por meio de um transformador e uma linha de transmissão. Esse sistema foi utilizado em (dos Reis et al., 2019) e para este trabalho o projeto do controlador foi realizado para o ponto de operação de potência elétrica ativa igual a 0,5 p.u. e 1,04 p.u. de tensão de saída do gerador. Para essas condições o modelo de Heffron-Phillips resulta nas equações (28)-(29).

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\delta} \\ \Delta \dot{\omega} \\ \Delta \dot{E}'_q \\ \Delta \dot{E}_{fd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 377 & 0 & 0 \\ -0,17 & -0,49 & -0,14 & 0 \\ -1,75 & 0 & -7,21 & 2,42 \\ -1,56 & 0 & -14,74 & -9,52 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta \omega \\ \Delta E'_q \\ \Delta E_{fd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 23,81 \end{bmatrix} (\Delta V_{ref} + V_s) \quad (28)$$

$$\Delta P_e(t) = [1,31 \ 0 \ 1,071 \ 0] \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta \omega \\ \Delta E'_q \\ \Delta E_{fd} \end{bmatrix} \quad (29)$$

Para determinar o desempenho do controlador proposto, um ESP convencional com a metodologia apresentada por dos Reis et al. (2019) foi projetado. Esse controlador possui ordem $n = 2$ e adicionou um amortecimento de $\zeta_d = 0,25$ ao SMIB. O controlador obtido por meio dessa metodologia é apresentada na equação (30).

$$ESP_{conv}(s) = 5,377 \left(\frac{s + 0,3000}{s + 0,1411} \right)^2 \quad (30)$$

Enquanto o ESP de realimentação dinâmica determinado é o apresentado nas equações (31) - (32). Para esse controlador o valor da norma- H_2 e norma- H_∞ foram respectivamente 1,4191 e 0,8069.

$$\dot{x}_c(t) = \begin{bmatrix} -28,26 & 7,366 & -0,122 & 0,00481 \\ 340,353 & -90,812 & 1,4976 & -0,0589 \\ 9717 & -2779 & -30,828 & 1,391 \\ -1022389 & 293321 & 1364 & -70,586 \end{bmatrix} x_c(t) + [-0,4 \ 2,977 \ 119,84 \ -12742]^T \Delta P_e(t) \quad (31)$$

$$V_s(t) = [35,66 \ -10,86 \ -3,423 \ 0,145] x_c(t) \quad (32)$$

Para o controlador apresentado nas equações (31)-(32), foi considerada uma região do plano complexo com as seguintes características: $\zeta_d = 0,3$, $\alpha = 0,5$ e $\omega_n = 200$.

4.2 Resposta dinâmica

A resposta dinâmica do sistema controlado pelo ESP de realimentação dinâmica projetado com LMI (ESP-FBS) e pelo ESP convencional (ESP-CONV) é apresentada no gráfico da Figura 6, onde pode-se observar que o ESP-FBS obteve o menor pico de oscilação e tempo de amortecimento. Nesse teste, o ESP-FBS obteve a máxima variação de potência elétrica igual a 0,0186 p.u. de potência, enquanto para o ESP-CONV o pico de oscilação foi de 0,0209 p.u. Para esta medida o ESP-FBS foi 15% superior ao ESP-CONV.

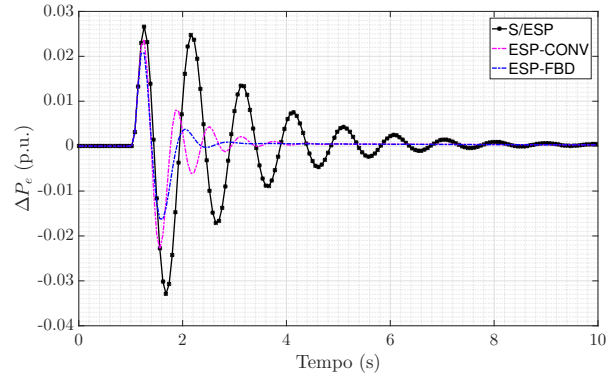


Figura 6. Saída do SMIB para o ponto de operação de 0,5 p.u. de potência ativa.

O tempo de acomodação do ESP-FBD foi inferior ao tempo de acomodação do sistema com o controlador ESP-CONV. Ambos amorteceram o SMIB em um ciclo de oscilação, mas o ESP-FBD foi levemente mais rápido para acomodar dentro de variações de 2% com relação ao ponto de operação.

Uma visão geral com respeito a resposta dinâmica do sistema em diversos pontos de operações são apresentadas nos gráficos da Figura 7, onde a Figura 7a) apresenta os valores dos picos de oscilação e a Figura 7b) apresenta o tempo de acomodação da planta. Esses dados mostram que o ESP-FBD obteve os menores picos de oscilação em todos os pontos de operações e embora tenha obtido os maiores tempos de acomodação, eles foram bastante similares ao do ESP-CONV.

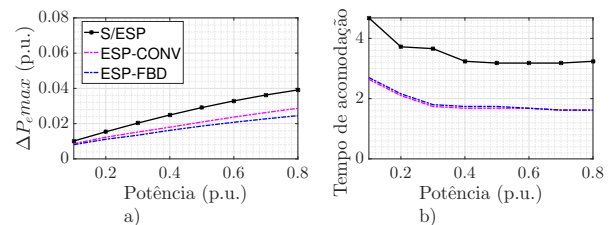


Figura 7. Máxima variação de potência e tempo de acomodação para os oito pontos de operação.

Os índices ISE e ITAE são apresentados no gráfico da Figura 8, onde o controlador ESP-FBD foi superior em todos os pontos de operações. Para esses índices o controlador ESP-FBD obteve os menores valores para o ISE e ITAE o que mostra a superioridade de desempenho do controlador

proposto quando comparado com a metodologia convencional.

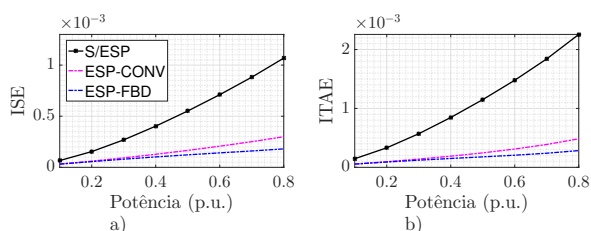


Figura 8. Índices de desempenho para os oito pontos de operação.

4.3 Esforço de controle

A análise da saída do sistema controlado é uma grandeza muito importante para determinar o desempenho de um controlador, mas é necessário também analisar o esforço de controle necessário para obter essa saída. Além de rápido, um controlador deve respeitar os limites da planta controlada, uma vez que, o esforço de controle elevado pode diminuir a vida útil dos sistemas controlados. A Figura 9 apresenta o esforço de controle para o ponto de operação de 0,5 p.u. de potência do circuito SMIB estudado. Nesse ponto de operação o ESP-FBD foi aquele a obter o menor pico de esforço de controle, porém ele manteve um esforço que persistiu até o fim da simulação.

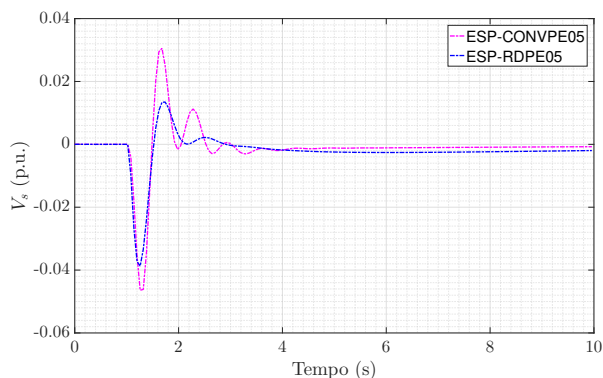


Figura 9. Esforço de controle do SMIB para o ponto de operação de 0,5 p.u. de potência ativa.

Os máximos esforços de controle em todos os pontos de operações utilizados para testar os controladores são apresentados na Figura 10. Para essa variável o controlador ESP-FBD obteve os melhores resultados, pois esse controlador obteve os menores picos de esforços de controle.

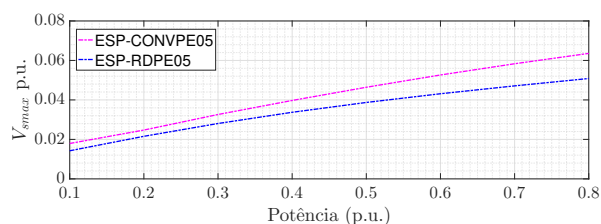


Figura 10. Máximo esforço de controle potência para os oito pontos de operação.

Os índices ISC e ITAC foram utilizados para servir como mais uma ferramenta de comparação de desempenho entre os controladores. A Figura 11 apresenta o gráfico com os índices de desempenho em diferentes pontos de operações da planta. Nesse gráfico o ESP-FBD é superior na maioria dos pontos de operações para o ISC, mas isso não ocorre para o ITAC. Esse fenômeno ocorreu devido ao esforço de controle desse controlador se manter em um pequeno valor durante quase toda a simulação.

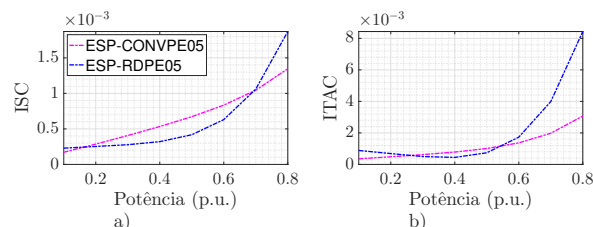


Figura 11. Índices de desempenho para os oito pontos de operação.

5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou o projeto do ESP de realimentação de saída dinâmica com uso de LMIs e o comparou com a metodologia convencional. O ESP proposto conseguiu desempenho superior em relação ao ESP convencional em todos os pontos de operações investigados. Esse controlador obteve menores picos de oscilações, tempo de acomodação e índices de desempenho para a maioria dos testes realizados.

Os índices de desempenho ISE e ITAE foram utilizados para realizar uma comparação quantitativa de desempenho. Em todos os pontos de operações os índices foram menores para o ESP proposto neste estudo. A resposta dinâmica mostrou isso também, pois o controlador proposto obteve os menores picos de oscilações com o tempo de acomodação, utilizando o critério de 2%, bastante próximo ao da metodologia de projeto convencional.

Os índices de desempenho e o pico de esforço de controle mostraram que o ESP-FBD obteve um maior esforço de controle em alguns pontos de operações, porém foi semelhante ao esforço realizado pela metodologia convencional. De modo, que mesmo com o desempenho dinâmico superior, o ESP-FBD não elevou o custo energético para a aplicação do sinal de controle no sistema. Por fim, o ESP-FBD apresentou os melhores resultados nos testes realizados, ratificando a eficiência e a robustez da metodologia proposta.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi desenvolvido com o apoio do Governo do Estado do Amazonas por meio Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado do Amazonas, com a concessão de bolsa de estudo.

The research reported in this paper was mainly sponsored by the RDI project Callidus Academy signed between the Universidade do Estado do Amazonas (UEA) and Callidus Indústria through the Lei de Informática/SUFRAMA.

REFERÊNCIAS

- Ayres Junior, F., Costa Junior, C., Medeiros, R., Barra Junior, W., Neves, C., Lenzi, M., and Veroneze, G. (2018). A Fractional Order Power System Stabilizer Applied on a Small-Scale Generation System. *Energies*, 11(8), 2052. doi:10.3390/en11082052.
- Badri, P. and Sojoodi, M. (2019). Robust stabilisation of fractional-order interval systems via dynamic output feedback: an LMI approach. *International Journal of Systems Science*, 50(9), 1718–1730. doi:10.1080/00207721.2019.1622817. URL <https://doi.org/10.1080/00207721.2019.1622817>.
- Chen, X., Solomon, G., and Zhou, K. (1998). Multiobjective output feedback control. *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control*, 2(7), 1810–1811.
- dos Reis, H.C.G., da Silva, C.S.M., de Carvalho Ayres Júnior, F.A., de Medeiros, R.L.P., Filho, J.E.C., Mendonça, R., and Farias, N.J.D.S. (2019). Investigação de técnicas de controle de ordem fracionária aplicados ao amortecimento de oscilações eletromecânicas em um sistema elétrico de potência em escala reduzida. *Galoa Events Proceedings*. doi:10.17648/sbai-2019-111558.
- Hemmati, R. (2018). Power system stabilizer design based on optimal model reference adaptive system. *Ain Shams Engineering Journal*, 9(2), 311–318. doi:10.1016/j.asej.2016.03.002. URL <https://doi.org/10.1016/j.asej.2016.03.002>.
- Kang-Zhi Liu, Y.Y. (2016). *Robust Control: Theory and Applications*. Wiley, 1 edition.
- Kundur, P. (1994). *Power System Stability and Control (part 1)*. McGraw-Hill Professional.
- Luan, X. and Ban, X. (2019). Synthesis of a Dynamical Output H-infinity Controller for the Fuzzy Input-Output Model. *IEEE Access*, 7, 13206–13216. doi:10.1109/ACCESS.2019.2892434.
- Peter W. Sauer, M.A.P. (1998). *Power System Dynamics and Stability*. Prentice Hall, 1st edition.
- Pham, T.N. (2016). Integration of electric vehicles for load frequency output feedback h-infinite control of smart grids. *IET Generation, Transmission e Distribution*, 10, 3341–3352(11). URL <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-gtd.2016.0375>.
- Ray, P.K., Paital, S.R., Kumar, L., Jha, B., Gairola, S., and Panda, M.K. (2020). Stability improvement in power system integrated with WECS using dolphin echolocation optimized hybrid PID plus FLC-based PSS. *Lecture Notes in Electrical Engineering*, 630, 697–708. doi:10.1007/978-981-15-2305-2_56.
- Ray, P.K., Paital, S.R., Mohanty, A., Foo, Y.S., Krishnan, A., Gooi, H.B., and Amaratunga, G.A. (2019). A Hybrid Firefly-Swarm Optimized Fractional Order Interval Type-2 Fuzzy PID-PSS for Transient Stability Improvement. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(6), 6486–6498. doi:10.1109/TIA.2019.2938473.
- Yu, Hai-Hua; Duan, G. (2013). *LMIs in control systems : analysis, design and applications*. CRC Press.