

**Grupo de Estudo de Análise e Técnicas de Sistemas de Potência – GAT**

**ESTUDO E METODOLOGIA DE SINTONIA DE ESTABILIZADORES DE SISTEMAS DE POTÊNCIA DO TIPO MULTIBANDA (PSS4)**

**BRUNO MACIEL MACHADO (1); NELSON ZENI JUNIOR (1); HENRIQUE AUGUSTO MENARIN (1);  
REIVAX (1)**

**RESUMO**

Devido à ampliação e ao acréscimo da complexidade dos sistemas elétricos de potência, o Estabilizador de Sistemas de Potência torna-se ainda mais importante para a garantia da estabilidade do sistema. Durante a década de 90, um novo conceito de estabilizador foi proposto, o estabilizador multibanda, PSS4. Este modelo possui uma estrutura de compensação de fase para cada modo de oscilação. Pelo fato de utilizar uma estrutura de funções paralelas, tem-se uma complexidade maior no ajuste. Este Informe Técnico apresenta um estudo acerca do PSS4 e um método de ajustá-lo, visando o amortecimento satisfatório nas frequências relevantes, ampliando o conhecimento técnico disponível sobre o assunto.

**PALAVRAS-CHAVE:** Estabilidade de sistemas de potência, Sistemas de potência, controle de excitação

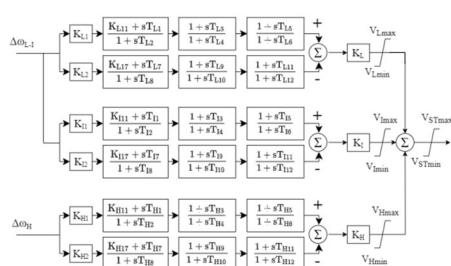
**1.0 - INTRODUÇÃO**

Este trabalho busca contribuir com a compreensão da estrutura do PSS multibanda e elaborar uma metodologia de ajuste que resulte em amortecimento efetivo das oscilações eletromecânicas. Desta forma, realizou-se um estudo acerca da topologia do estabilizador, visando a encontrar um conjunto de regras e relações matemático-analíticas capazes de conduzir as características de sinal amortecedor do PSS4 de maneira eficiente e previsível.

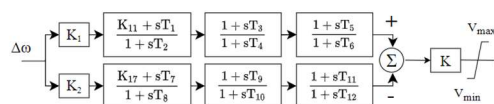
Este artigo, portanto, tem como objetivo elucidar o funcionamento e parametrização desta estrutura de estabilizador que, devido a ser composto por um conjunto de compensadores paralelos, torna-se menos intuitivo e apresenta uma maior dificuldade de ajuste quando comparado ao estabilizador de potência acelerante. Outros trabalhos já foram escritos com este intuito, como em [5], tendo-se aqui a intenção de colaborar, trazendo novos métodos, conhecimentos e interpretações.

**2.0 - ESTRUTURA DO PSS4**

O diagrama referente à versão B do estabilizador PSS4, que é composto por três bandas, denominadas de baixa, média e alta frequência, é apresentado na Figura 1. Nota-se que todas as bandas possuem a mesma estrutura, composta por um conjunto de compensadores e ganhos que se subtraem (Figura 2). Este trabalho irá se ater ao PSS4B, porém a metodologia apresentada se estende ao PSS4C, que inclui uma banda para oscilações de frequência muito baixa.



**Figura 1: Diagrama de blocos do PSS4B [7]**



**Figura 2: Estrutura de uma banda do PSS4 [7]**

A estrutura deste estabilizador possui duas entradas, a de desvio de velocidade de baixa-intermediária frequência,  $\Delta\omega_{L-1}$ , e a de alta frequência,  $\Delta\omega_H$ . A primeira é obtida do desvio de velocidade do rotor por meio da filtragem presente na Figura 3. O desvio de velocidade de alta frequência, por sua vez, é obtido da potência ativa a partir da estrutura apresentada na Figura 4. As dinâmicas desses filtros são diferentes e trazem características distintas a cada uma das bandas – é importante levar isso em consideração ao realizar o ajuste.

É oportuno comentar que a velocidade do rotor não é medida diretamente, mas obtida a partir da frequência compensada das medições de TPs e TCs [9]. A fim de simplificar o entendimento no presente trabalho, considera-se que não existe erro entre a frequência compensada e a velocidade do rotor.

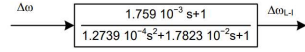


Figura 3: Filtro de  $\Delta\omega_{L-L}$

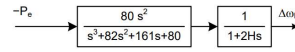


Figura 4: Filtro de  $\Delta\omega_H$

### 3.0 - ESTUDO DA ESTRUTURA DO PSS4

Nesta seção, é inicialmente apresentada a estratégia de sintonia isolada de cada banda por meio de um filtro passa-faixa e um estudo dos efeitos dos parâmetros na magnitude e fase desse filtro. Em seguida, é discutida a associação entre as bandas na subseção 3.2. A influência da dinâmica dos filtros de entrada é analisada na subseção 3.3.

#### 3.1 Estudo do filtro de uma banda isolada

A metodologia proposta sugere realizar, a partir da estrutura de cada banda (Figura 2), uma configuração que equivalha a um filtro passa-faixa em série com dois compensadores. Isto é, visa-se criar um filtro capaz de isolar, o quanto for possível, o ajuste de cada faixa de frequência. Desta maneira, deseja-se configurar cada banda para que se tenha uma topologia equivalente à apresentada na Figura 5. Com este objetivo, realizou-se o caminho que segue.

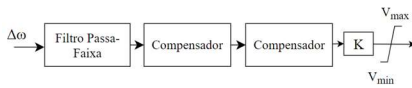


Figura 5: Topologia equivalente de banda

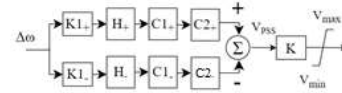


Figura 6: Topologia de banda em mnemônicos

Na Figura 6, tem-se uma representação da topologia da banda por meio de mnemônicos. Ao fazer  $C1_+ = C1_- = C1$ ,  $C2_+ = C2_- = C2$  e  $K1_+ = K1_- = K1$ , tem-se  $V_{PSS} = (H_+ - H_-)(K1C1C2)\Delta\omega$ . Desta maneira, pode-se utilizar  $C1$  e  $C2$  como compensadores, e gerar a partir da estrutura descrita por  $(H_+ - H_-)$  um filtro passa-faixa. Assim, dado que  $C1_+ = C1_- = C1$ , então  $T3 = T9$  e  $T4 = T10$ . Semelhantemente, ter-se-á  $T5 = T11$  e  $T6 = T12$ . Assim, têm-se os parâmetros de ajuste dos compensadores de cada banda. Seguindo as IEEE 421.5-2016 [7], tem-se Eq. (1), (2) e (3).

$$T_1 = \frac{T_2}{R} \quad \text{Eq. (1)}$$

$$T_8 = T_2 R \quad \text{Eq. (2)}$$

$$T_2 = T_7 \quad \text{Eq. (3)}$$

Objetivando alcançar um filtro passa-faixa a partir da operação entre funções de transferência,  $(H_+ - H_-)$ , tem-se a Eq. (4). Pode-se obter um filtro passa-faixa a partir de tal estrutura ao fazer  $K_1 = K_2$ . Tendo, assim, a Eq. (5).

$$H_+ - H_- = \frac{K_{11} + sT_1}{1 + sT_2} - \frac{K_{17} + sT_7}{1 + sT_8} = \frac{T_2(1/R + RK_1 - 1 - K_2)s + (K_1 - K_2)}{(1 + sT_2)(1 + sRT_2)} \quad \text{Eq. (4)}$$

$$H_+ - H_- = \frac{T_2(1/R + RK_1 - 1 - K_1)j\omega}{(1 + j\omega T_2)(1 + j\omega RT_2)} \quad \text{Eq. (5)}$$

Tal filtro passa-banda possui frequência central da banda passante,  $\omega_0$ , Eq. (6), frequências de corte a -3dB do ganho máximo,  $\omega_1$  e  $\omega_2$ , Eq. (7) e Eq. (8), e fator de qualidade,  $Q$ , Eq. (9)

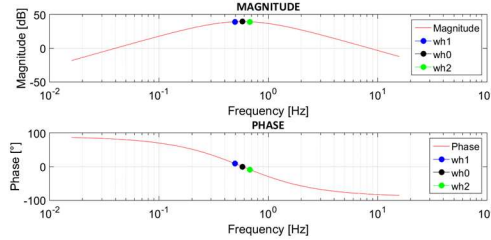
$$\omega_0 = \frac{1}{T_2 \sqrt{R}} \quad \text{Eq. (6)}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{T_2 R'} \quad \text{Eq. (7)}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{T_2} \quad \text{Eq. (8)}$$

$$Q = \frac{\sqrt{R}}{R-1} \quad \text{Eq. (9)}$$

A resposta em frequência típica dessa topologia de filtro é apresentada na Figura 7. Neste exemplo da figura, o filtro tem sua banda passante centralizada em 0,58Hz, com  $T_2$  em 0,25 segundos e  $R$  em 1,2.



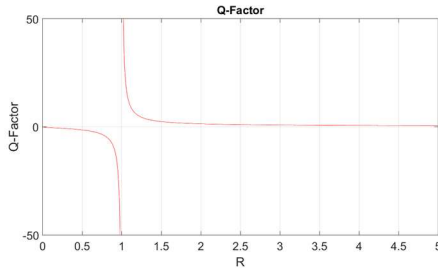
**Figura 7: Resposta em Frequência Típica do Filtro Passa-Faixa**

Foram condensados quatro parâmetros de banda ( $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  e  $T_4$ ) em apenas dois ( $T_2$  e  $R$ ). Portanto, é de grande utilidade adquirir entendimento dos efeitos de cada um deles sobre as características do filtro. A seguir faz-se a análise da sintonia, iniciando pelo parâmetro  $R$ .

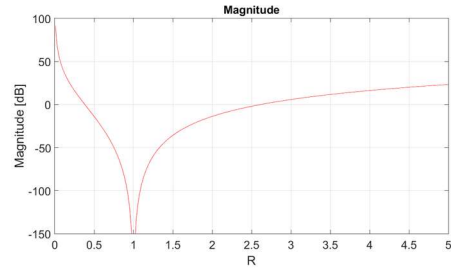
O Fator de Qualidade  $Q$  é o quociente da Frequência Central,  $\omega_0$ , e a Banda Passante medida a -3dB do ganho máximo, de forma que quanto maior for  $Q$ , mais seletivo é o filtro. Como se nota na expressão do Fator de Qualidade,  $R$  possui forte influência na seletividade do filtro: quanto mais próximo de 1, mais seletivo é o filtro. À medida que  $R$  se afasta de 1, a banda passante do filtro vai se tornando mais espalhada, diminuindo sua seletividade. Tais características são graficamente perceptíveis através da Figura 8.

O parâmetro  $R$  age também sobre a magnitude da resposta em frequência do filtro. Isto é, ao analisar a sua função de transferência, indicada acima, percebe-se que o ganho em dB da relação de  $R$  é dada pela Eq. (10).

$$|Termo em R|_{dB} = 20 \log_{10} |1/R + RK_1 - 1 - K_1| \quad \text{Eq. (10)}$$



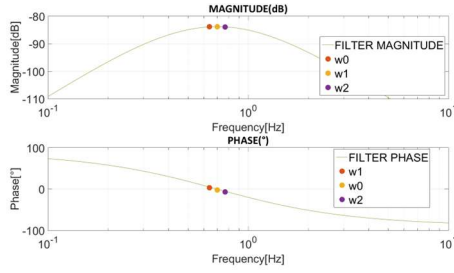
**Figura 8: Curva do Fator de Qualidade do filtro Passa-Faixa em função de  $R$**



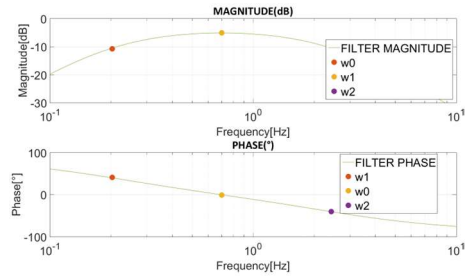
**Figura 9: Magnitude em dB da resposta em frequência do termo em  $R$  do filtro**

A Figura 9 mostra o ganho que o termo em  $R$  causa na magnitude do filtro (com  $K_1$  fixo e igual a 1). Desta forma, vê-se que valores de  $R$  próximos a 1 causam uma redução considerável na magnitude, sendo necessário que se aumente o ganho geral da banda ou os ganhos diferenciais,  $K_1$  e  $K_2$ . Nota-se então que quanto maior for a seletividade do filtro, maior deve ser o ganho para que mantenham características semelhantes na magnitude de sua resposta em frequência. Quando  $R$  é igual a 1, anula-se o filtro e, conseqüentemente, sua respectiva banda.

O parâmetro  $R$ , ao alterar a seletividade do filtro, também altera a taxa de variação da fase em função da frequência. Ao aumentar  $R$ , a curva de resposta de fase se torna mais suave, enquanto ao aproximá-lo de 1, a variação entre as fases de saturação,  $90^\circ$  e  $-90^\circ$ , se torna mais abrupta. As características levantadas podem ser vistas de forma gráfica através da Figura 10 e da Figura 11. Na primeira, ajustou-se o parâmetro  $R=1,2$ , enquanto na outra, utilizou-se  $R=12$ . Ressalta-se também que ambas possuem a mesma frequência central da banda 0,7 Hz. Demonstra-se, portanto, como através do parâmetro  $R$  pode-se gerar diferentes respostas em frequência do filtro para uma mesma frequência central. Vê-se também, nestes dois cenários, a influência de  $R$  na resposta de magnitude.



**Figura 10: Resposta em Frequência do Filtro Passa-Faixa com R igual 1,2**

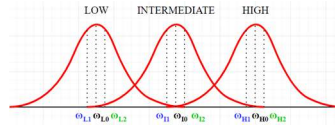


**Figura 11: Resposta em Frequência do Filtro Passa-Faixa com R igual 12**

O parâmetro  $T_2$  é utilizado no ajuste da frequência central  $\omega_0$  e também influencia no ganho total do filtro.

### 3.2 Associação de cada filtro através do ponto de soma

Apesar de as bandas poderem ser ajustadas separadamente, a influência delas na resposta em frequência total do estabilizador não é evidente à primeira vista, uma vez que elas agem em paralelo por meio de um ponto de soma. Embora cada banda tenha impacto maior sobre a sua respectiva faixa de frequência, ela também influencia todo o espectro de frequência, o que é ilustrado didaticamente na Figura 12 para a magnitude dos três filtros.



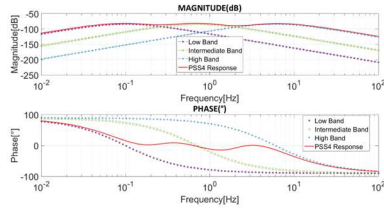
**Figura 12: Sobreposição das bandas**

Assim, deseja-se equacionar a resposta em frequência do PSS considerando a soma das três bandas. Neste primeiro momento, não serão levados em consideração os efeitos dos filtros de entrada, o que é o tema da próxima seção. Desta forma, tem-se como  $\Delta\omega_{L-1}$  fosse igual a  $\Delta\omega_H$ . Desta forma, têm-se  $F(j\omega)$  dado pela Eq. (11).

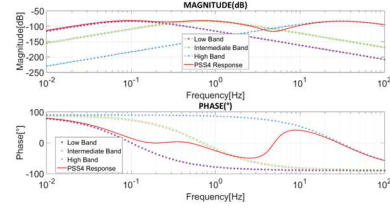
$$F(j\omega) = \frac{K_L T_L [1/R_L + R_L - 2]j\omega}{(1+T_L j\omega)(1+T_L R_L j\omega)} + \frac{K_I T_I [1/R_I + R_I - 2]j\omega}{(1+T_I j\omega)(1+T_I R_I j\omega)} + \frac{K_H T_H [1/R_H + R_H - 2]j\omega}{(1+T_H j\omega)(1+T_H R_H j\omega)} \quad \text{Eq. (11)}$$

Neste método, considera-se que o parâmetro  $R$  é igual em todas as bandas, isto é,  $R_L = R_I = R_H = R$ . Ao analisar a equação, pode-se gerar algumas conclusões:

- a fase total do estabilizador é maior ou igual à fase da banda baixa e menor ou igual à da banda alta;
- é possível utilizar os ganhos de banda ( $K_L$ ,  $K_I$  e  $K_H$ ) e as constantes de tempo ( $T_L$ ,  $T_I$  e  $T_H$ ) para aproximar a resposta total à resposta de uma banda individual, gerando efeitos de avanço e atraso de fase. Por exemplo, pode-se gerar um avanço de fase na alta frequência ao diminuir-se o parâmetro  $T_H$ , aproximando a curva de fase total do PSS à resposta de fase da banda alta isolada. Na Figura 14, por exemplo, o valor de  $T_H$  é cinco vezes menor que na Figura 13 e gera-se avanço de fase em altas frequências, devido à aproximação da resposta total do PSS à da banda alta;
- o ganho  $K_H$  também pode ser utilizado para gerar este avanço aumentando o ganho  $K_H$  em relação a  $K_L$  e  $K_I$  fixos;
- o mesmo avanço poderia ser obtido também ao aumentar  $T_L$  e  $T_I$ ;
- o mesmo procedimento acima poderia ser aplicado, por exemplo, para gerar um atraso de fase na faixa entre  $\omega_{L1}$  e  $\omega_{L2}$  por meio do aumento de  $T_L$  ou redução de  $T_I$  e  $T_H$ .



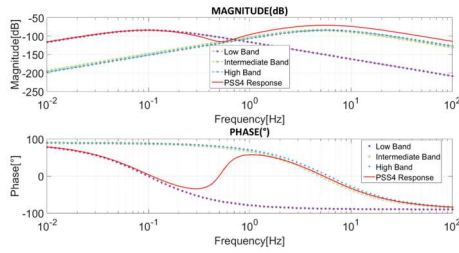
**Figura 13: Bandas equilibradas em relação à resposta total do PSS4**



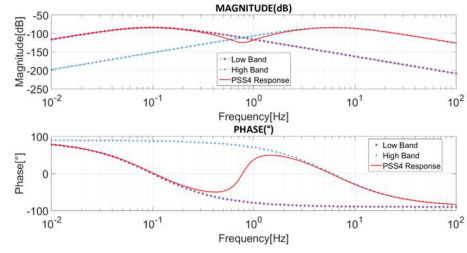
**Figura 14: Diminuição de  $T_H$  em 5 vezes em relação à Figura 13**

A banda intermediária também é importante para o ajuste. Isto é, ao aproximá-la da banda alta ou da baixa, alterando sua frequência central por meio do parâmetro  $T_i$ , gera-se um avanço de fase nas altas frequências e um atraso nas baixas, como apresentado na Figura 15. Pode-se interpretar tal propriedade como um cancelamento gradativo da banda, uma vez que ao realizar a sobreposição da banda intermediária sobre alguma das outras bandas, tem-se o mesmo resultado na fase que se observa quando tal banda é extinta, Figura 16. O ganho  $K_i$  apresenta características semelhantes: o aumento de  $K_i$  faz com que a fase total do PSS se aproxime da fase da banda intermediária isolada.

Dado que se pode então utilizar tanto as constantes de tempo, como os ganhos de banda para realizar compensações de fase no PSS, usa-se neste método apenas os ganhos de banda para esta finalidade, deixando  $T_L$ ,  $T_i$  e  $T_H$  apenas para o posicionamento das bandas.



**Figura 15: Banda intermediária próxima à banda alta, aproximando  $T_i$  de  $T_H$**



**Figura 16: Resposta em frequência do sistema com banda intermediária extinta,  $T_i = 0$**

### 3.3 Efeito dos filtros de entrada sobre a resposta total do sistema

O desvio de velocidade do rotor  $\Delta\omega$  passa pelo filtro presente na Figura 3, que possui um par de polos complexos conjugados dados por  $s_{1,2} = -69,9545 \pm j54,3717$ , sendo, portanto, um filtro passa baixas, que transforma  $\Delta\omega$  em  $\Delta\omega_{L-i}$ . O filtro de entrada de alta frequência, por sua vez, apresentado na Figura 4, é comumente descrito através de dois blocos dinâmicos, um filtro passa altas e um integrador com um ganho da inércia da máquina, para que o desvio de velocidade do rotor  $\Delta\omega_H$  possa ser obtido a partir da potência ativa.

As respostas de fase dos filtros de baixa-intermediária e alta frequência são apresentadas na Figura 17.

Desta forma, uma vez que cada um dos filtros aplica dinâmicas diferentes sobre as suas respectivas entradas, as respostas de fase das bandas mais baixas e da alta serão diferentes, afetando o método de ajuste do estabilizador.

Analisa-se a fase do filtro de entrada de baixa frequência em série com o passa-faixa da banda baixa, vide Eq. (12).

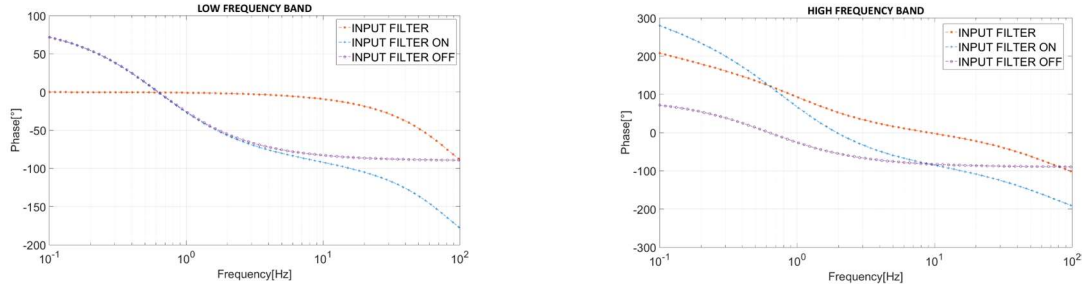
$$TF_L(j\omega) = \frac{K_L T_L [1/R_L + R_L - 2]j\omega}{(1/T_L + j\omega)(1/T_L R_L + j\omega)T_L^2 R_L} \times \frac{(1,759 \times 10^{-3}j\omega + 1)}{[1,2739 \times 10^{-4}(j\omega)^2 + 1,7823j\omega + 1]} \quad \text{Eq. (12)}$$

Realizando as análises devidas para  $\omega \ll \omega_{L1}$ ,  $\omega_{L1} \ll \omega \ll \omega_{L2}$  e  $\omega \gg \omega_{L2}$ , nota-se que o efeito do filtro é mais proeminente na região em que  $\omega \gg \omega_{L2}$ . Isto é, em frequências mais baixas, o filtro passa-faixa mantém suas características. Notam-se propriedades semelhantes na interação deste filtro de entrada com a banda intermediária.

Na banda de alta frequência, por sua vez, tem-se a relação da Eq. (13).

$$TF_H(j\omega) = \frac{K_H T_H [1/R_H + R_H - 2]j\omega}{(1/T_H + j\omega)(1/T_H R_H + j\omega)T_H^2 R_H} \times \frac{80(j\omega)^2}{(j\omega + 1)^2(j\omega + 80)} \quad \text{Eq. (13)}$$

Ao analisar a sua fase nas faixas  $\omega \ll \omega_{H1}$ ,  $\omega_{H1} \ll \omega \ll \omega_{H2}$  e  $\omega_{H2} \ll \omega$ , percebe-se que a banda de alta frequência é influenciada pelo seu filtro de entrada por toda a faixa de interesse da banda, como nota-se através da Figura 17.



**Figura 17: Resposta de fase das Bandas de Baixa e Alta frequência com e sem filtro de entrada**

Analisando o sistema como um todo, levando em consideração as bandas baixa, intermediária e alta e seus filtros, tem-se a função de transferência equivalente apresentada através da Eq. (14).

$$TF(j\omega) = \left[ \frac{K_L T_L [1/R_L + R_L - 2]j\omega}{(1/T_L + j\omega)(1/T_L R_L + j\omega)T_L^2 R_L} + \frac{K_I T_I [1/R_I + R_I - 2]j\omega}{(1/T_I + j\omega)(1/T_I R_I + j\omega)T_I^2 R_I} \right] \times \frac{(1,759 \times 10^{-3}j\omega + 1)}{[1,2739 \times 10^{-4}(j\omega)^2 + 1,7823j\omega + 1]} + \left[ \frac{K_H T_H [1/R_H + R_H - 2]j\omega}{(1/T_H + j\omega)(1/T_H R_H + j\omega)T_H^2 R_H} \right] \times \left[ \frac{80(j\omega)^2}{(j\omega + 1)^2(j\omega + 80)} \right] \quad \text{Eq. (14)}$$

Desenvolvendo a equação para as faixas de frequência  $\omega \ll \omega_{L1}$ ,  $\omega \ll \omega_{I1}$ ,  $\omega_{I2} \ll \omega \ll \omega_{H1}$  e  $\omega_{H1} \ll \omega \ll \omega_{H2}$ , percebe-se que, com a inserção dos filtros de entrada, cada uma das bandas passa a ter mais influência sobre as outras faixas de frequência. Além disso, a fase de cada banda passa a decair mais rapidamente. Uma outra característica é que a fase em baixas frequências da banda alta não parte mais de  $90^\circ$ , mas de valores bem superiores. Além disso, nota-se que a fase de todas as bandas, assim como a do estabilizador resultante, converge para  $-180^\circ$  em altas frequências. Por fim, nota-se também a influência dos ganhos no ajuste da fase.

#### 4.0 - METODOLOGIA DE SINTONIA

Uma vez que se tenha entendido a dinâmica e o efeito de cada parâmetro dos filtros passa-faixa e dos filtros de entrada sobre a resposta em frequência total do estabilizador, é proposta nesta seção uma metodologia de sintonia.

O princípio da metodologia de sintonia aqui proposta é o de que o estágio de compensação de fase do PSS é utilizado para compensar o efeito do atraso de fase da função de transferência  $\Delta T_{ep}(s)/\Delta V_{ST}(s) = GEP(s)$ , onde  $T_{ep}$  é a componente do torque elétrico que pode ser modulada por ação do RT. Dessa forma, se a entrada do estágio de compensação de fase estiver em fase com o desvio de velocidade do rotor, a saída do PSS gera um torque amortecedor. Uma dificuldade de ordem prática é que a função  $GEP(s)$  não pode ser identificada, pois  $T_{ep}$  não pode ser medida. Isso é resolvido conforme discutido em [8]: nas frequências de interesse do estabilizador, a fase da  $GEP(s)$  se aproxima da fase da resposta em frequência do RT em malha fechada,  $\Delta V_T(s)/\Delta V_{ref}(s)$ . Essa função de transferência pode ser facilmente obtida em campo, principalmente em reguladores digitais que possuam funcionalidades que permitam realizar o ensaio automaticamente. Caso o RT não disponha dessas ferramentas, será necessário trabalhar em condições estáveis utilizando o próprio PSS, mesmo que com um ajuste não otimizado, e processar os registros obtidos de forma a poder isolar a função  $\Delta V_T(s)/\Delta V_{ref}(s)$ . A resposta em frequência pela injeção de sinais senoidais é obtida de uma forma morosa, mas há possibilidade de obtê-la convertendo uma resposta ao degrau ao domínio da frequência.

Para utilizar o método proposto, o gráfico das bandas individuais do PSS, baixa,  $TF_L(j\omega)$ , intermediária,  $TF_I(j\omega)$ , e alta,  $TF_H(j\omega)$ , e da sua soma,  $TF(j\omega)$ , a fase total do PSS, deve ser feito para guiar o ajuste, como é apresentado na Figura 18, para isso, recomenda-se utilizar alguma linguagem de programação ou software de análise dinâmica. Além disso, na Figura 18, é apresentado o inverso do registro de campo de uma resposta em frequência típica do RT em malha fechada, de forma a fornecer uma maior robustez ao ajuste, dado que as características do sistema podem variar, ajusta-se o estabilizador dentro de uma faixa de  $\pm 30^\circ$  ao redor da fase de  $\Delta V_T(s)/\Delta V_{ref}(s)$ , faixa também mostrada.

No método proposto, tem-se como principais parâmetros de ajuste as constantes de tempo,  $T_L$ ,  $T_I$  e  $T_H$  e os ganhos,  $K_L$ ,  $K_I$  e  $K_H$ . Os parâmetros  $R_L$ ,  $R_I$  e  $R_H$  são fixados em 1,2. Desta maneira, a espinha dorsal do método é a utilização dos parâmetros do estabilizador de forma a aproximar ou afastar a curva de fase do PSS,  $TF$ , Eq. (18), às respostas de fase correspondentes à resposta individual de cada uma das bandas,  $TF_L$ ,  $TF_I$  e  $TF_H$ , Eq. (15), (16) e (17).

$$TF_L(j\omega) = \frac{K_L T_L [1/R_L + R_L - 2]j\omega}{(1/T_L + j\omega)(1/T_L R_L + j\omega)T_L^2 R_L} \times \frac{(1,759 \times 10^{-3}j\omega + 1)}{[1,2739 \times 10^{-4}(j\omega)^2 + 1,7823j\omega + 1]} \quad \text{Eq. (15)}$$



$$TF_I(j\omega) = \frac{K_I T_I [1/R_I + R_I - 2]j\omega}{(1/T_I + j\omega)(1/T_I R_I + j\omega)T_I^2 R_I} \times \frac{(1,759 \times 10^{-3}j\omega + 1)}{[1,2739 \times 10^{-4}(j\omega)^2 + 1,7823j\omega + 1]} \quad \text{Eq. (16)}$$

$$TF_H(j\omega) = \frac{K_H T_H [1/R_H + R_H - 2]j\omega}{(1/T_H + j\omega)(1/T_H R_H + j\omega)T_H^2 R_H} \times \frac{80(j\omega)^2}{(j\omega + 1)^2(j\omega + 80)} \quad \text{Eq. (17)}$$

$$TF(j\omega) = TF_L(j\omega) + TF_I(j\omega) + TF_H(j\omega) \quad \text{Eq. (18)}$$

Primeiramente, indica-se acionar as três bandas sem o uso de compensador algum. O objetivo, neste primeiro momento, é fazer com que o estabilizador tenha resposta de fase aproximadamente constante na região de interesse. Desta forma, o primeiro passo é ajustar as frequências centrais dos filtros passa-faixa. Indica-se, como ponto de partida, a seguinte configuração, banda baixa em 0,1Hz, banda intermediária em 0,7Hz e banda alta em 6Hz. Isto é realizado, fixando  $R_L$ ,  $R_I$  e  $R_H$  em 1,2 e ajustando as constantes de tempo,  $T_L$ ,  $T_I$  e  $T_H$ , através da equação de  $\omega_0$ . Ajustando a posição de cada um dos filtros, seguindo as regras apresentadas, tem-se a resposta de fase do estabilizador apresentada pela Figura 18. Esta apresenta resposta de fase aproximadamente constante na região de interesse, como desejado.

O conjunto de ganhos  $K_L$ ,  $K_I$  e  $K_H$  também tem grande utilidade no ajuste de fase do PSS4. Estes têm como função aproximar ou afastar a resposta total do estabilizador à reposta de cada banda isolada. Neste caso, o que importa é diferença relativa entre os ganhos. Isto é, a configuração  $K_L = 1$ ,  $K_I = 3$  e  $K_H = 10$  tem os mesmos efeitos sobre a resposta de fase do PSS que o ajuste  $K_L = 5$ ,  $K_I = 15$  e  $K_H = 50$ , uma vez que a relação entre os ganhos se mantém a mesma. Incialmente, indica-se manter o ganho das três bandas iguais a 1.

O próximo passo é ajustar a região de baixa e intermediária frequência de modo a casar a fase do PSS com a inversa de  $\Delta V_T(s)/\Delta V_{REF}(s)$  nesta região. Para isto, ajustam-se os ganhos. Vê-se na Figura 18 que a fase do estabilizador está mais atrasada do que o esperado na região de baixa frequência, próxima de escapar dos limites de  $\pm 30^\circ$  ao entorno do oposto do  $\Delta V_T(s)/\Delta V_{REF}(s)$ . Contudo, percebe-se que se for possível aproximar a resposta total do PSS (curva vermelha) à da banda intermediária (curva roxa \*-), será possível fazer a aproximação de fase desejada. Isto pode ser alcançado ao ajustar o ganho  $K_I$ . Assim, aumentando  $K_I$ , leva-se a resposta do PSS para mais perto da banda intermediária, vide Figura 19. Aqui, passou-se  $K_I$  de 1 para 2,5. Nota-se que a fase do PSS, na região de alta frequência, está distante do desejado, portanto, faz-se o uso do ganho  $K_H$  como forma de minimizar o erro. Nota-se que se for possível aproximar a curva do PSS4 à da banda alta, pode-se avançar a fase do sistema. Portanto, aumentando o ganho da banda alta gradativamente e analisando o resultado, tem-se a resposta esperada, neste caso, ajustou-se  $K_H$  de 1 para 8, resultando na resposta da Figura 20.

Nota-se que a resposta total do estabilizador, TF, não é capaz de ultrapassar os limites de fase impostos por  $TF_L$  e  $TF_H$ . Portanto, todo o avanço de fase que poderia ser imposto pelos ganhos  $K_L$ ,  $K_I$  e  $K_H$  sem o uso de compensadores foi feito. Contudo, percebe-se que na região alta frequência, o PSS ainda não possui avanço de fase suficiente, como vê-se na Figura 20. Portanto, para resolver este problema, adicionam-se os compensadores. Uma vez que as regiões de baixa e intermediária frequência já estão suficientemente ajustadas, utilizam-se compensadores apenas na região de alta frequência. Desta forma, faz-se o uso de compensadores de avanço de fase. Deve-se posicioná-los no ponto que demanda o maior acréscimo de fase, no caso aqui apresentado, em, aproximadamente, 3 Hz. Mede-se a quantidade de avanço que o sistema demanda e projetam-se os compensadores, neste caso, colocar um avançando  $40^\circ$  e outro  $25^\circ$  é suficiente, como apresentado na Figura 21. Percebe-se que na região de alta frequência, o sistema está bem ajustado, contudo nota-se que o ajuste pode ficar melhor, caso houvesse uma diminuição de fase na região de frequência intermediária. Desta forma, pode-se utilizar o ganho  $K_I$  novamente, agora para afastar a curva do estabilizador à fase da banda I. Neste caso, alterando aos poucos o ganho  $K_I$ , pode-se fazer um ajuste fino da fase. Neste caso, diminuindo  $K_I$  de 2,5 para 2, tendo o resultado da Figura 22. Tem-se, assim, o PSS4 ajustado.

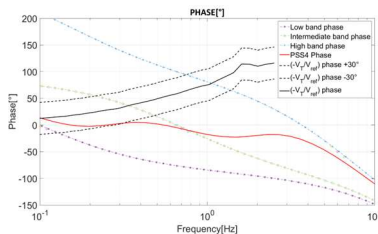


Figura 18: Alocação da resposta de fase do PSS4 sob a curva do sistema

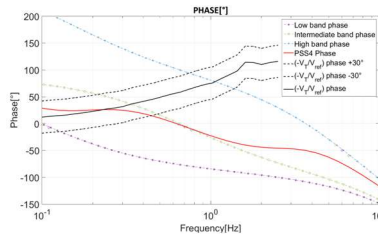


Figura 19: Resposta de fase do PSS4 com incremento no  $K_I$

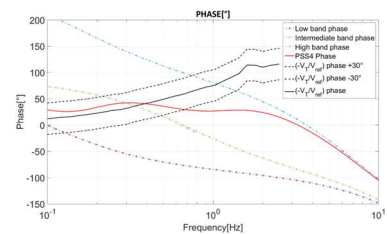
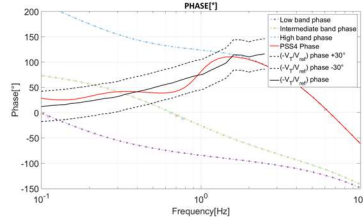
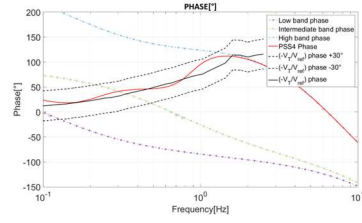


Figura 20: Resposta de fase do PSS4 com incremento no  $K_H$



**Figura 21: Resposta de fase do PSS4 com a inserção de dois compensadores**



**Figura 22: Resposta de fase do PSS4 com compensadores e ganhos ajustados**

Em resumo, a metodologia é dada por,

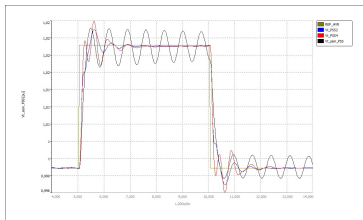
1. Plotar o inverso do  $\Delta V_T(s)/\Delta V_{REF}(s)$  junto à faixa de  $\pm 30^\circ$  ao seu entorno e plotar  $TF$ ,  $TF_L$ ,  $TF_I$  e  $TF_H$ ;
2. Posicionar as bandas baixa, intermediária e alta em 0,1Hz, 0,7Hz e 6Hz, respectivamente, através de  $T_L$ ,  $T_I$  e  $T_H$ , mantendo  $R_L$ ,  $R_I$  e  $R_H$  iguais a 1,2 e ganhos ajustados em 1;
3. Ajustar  $K_L$  e  $K_I$  aproximando a fase do estabilizador à fase desejada nas regiões baixa e intermediária;
4. Ajustar o ganho  $K_H$  de modo a aproximar o máximo possível a fase do PSS à fase da banda alta na região de alta frequência sem comprometer o ajuste das outras fases;
5. Uma vez que não seja mais possível melhorar o estabilizador por meio dos ganhos, faz-se o ajuste dos compensadores da banda de alta frequência, posicionando-os na frequência que demanda mais fase;
6. Realiza-se um ajuste fino na resposta de fase através dos ganhos.

## 5.0 - RESPOSTA AO DEGRAU

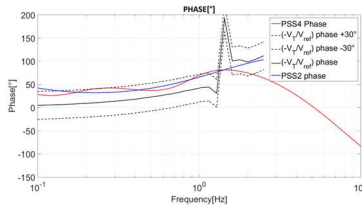
Simulou-se um sistema elétrico do tipo gerador – barra infinita com os parâmetros da TABELA 1. Neste, aplicou-se um degrau de 2% na referência do regulador de tensão em três cenários diferentes, sem PSS, com PSS2 e com PSS4. Desta forma, pode-se ver o PSS4, ajustado a partir do método aqui apresentado, amortecendo efetivamente as oscilações eletromecânicas na Figura 23 e na Figura 25. Também pode-se comparar a fase do PSS2 e PSS4 na Figura 24. Nota-se, a partir dos registros de tensão terminal e potência ativa, que ambas as estruturas de PSS realizam o amortecimento das oscilações eletromecânica de forma efetiva. Percebe-se que o PSS2 alcançou o regime permanente mais rapidamente.

**TABELA 1: Comparação dos indicadores de desempenho**

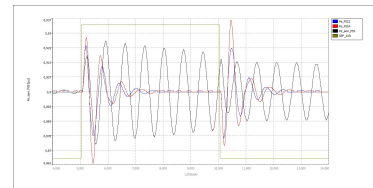
Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$X_a$	0,40 pu	$D$	1,00	$X_d$	0,90 pu	$X'_d$	0,35 pu	$P_m$	0,90 pu
$T_i$	1,50 s	$T'_{do}$	4,50 s	$X_q$	0,62 pu	$X''_d$	0,24 pu	$2H$	6,00
$K_P$	110,00	$T''_{do}$	0,09s	$T''_{qo}$	0,19 s	$X_l$	0,12 pu		



**Figura 23:  $V_t$  sem PSS, com PSS2 e PSS4 (resposta ao degrau)**



**Figura 24: Resposta de fase do sistema  $(-V_T/V_{ref})$ , PSS2 e PSS4**



**Figura 25: Potência ativa sem PSS, com PSS2 e PSS4 (resposta ao degrau)**

## 6.0 - CONCLUSÃO

O PSS4 possui inúmeras possibilidades de ajuste. A viabilidade de trabalhar com apenas uma região de frequência por vez e ir adicionando novas fases somente quando necessário é uma característica de tal topologia de estabilizador. Contudo, nota-se a dificuldade que esta estrutura traz decorrente, sobretudo, da interação entre canais, que cruzam seus efeitos na composição da resposta global do estabilizador. Essa foi a motivação para o estudo da metodologia que permita tratar esta dificuldade, principalmente nos trabalhos de campo, apresentada neste artigo.



Apesar da estrutura do PSS4 parecer bastante maleável, os mesmos resultados podem ser obtidos com a topologia do PSS2 através da inserção de polos e zeros adicionais, com a grande diferença da facilidade de ajuste em campo obtida com o PSS2. Aliás, embora se tenha avançado na compreensão do estabilizador multibanda, outros estudos devem ser realizados de forma a analisar o seu desempenho frente a eventos de ordem prática, como rejeição a ruído e resposta à tomada de carga e a ilhamentos. Nota-se que desafios como estes já foram estudados e compreendidos em outras estruturas mais comuns, como a do PSS2, o qual possui malhas como a de bloqueio e reconexão e a de reset não-linear que surgem para resolver tais problemas.

Sem um bom entendimento do efeito de cada parâmetro e sem o acesso a uma metodologia de ajuste, um mau uso do estabilizador PSS4 é inevitável. Desta forma, este documento apresentou uma interpretação dos parâmetros da ferramenta, assim como uma metodologia capaz de trazer resultados satisfatórios na estabilização eletromecânica no contexto de máquinas síncronas.

## 7.0 - REFERENCIAS

1. I. Kamwa, R. Grondin and G. Trudel, "IEEE PSS2B Versus PSS4B: The Limits of Performance of Modern Power System Stabilizers", 2005 IEEE TRANSACTIONS ON POWER SYSTEMS, vol. 20, pp. 903 – 915.
2. R. Grondin et al. "Modeling and closed-loop validation of a new PSS concept, the Multi-Band PSS", 2003 IEEE Power Engineering Society General Meeting, Toronto, ON, Canadá, 2003, pp. 1804 -1809.
3. M. Klein et al. "Analytical investigation of factors influencing power system stabilizers performance", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 7, no. 3, 1992, pp. 382-390.
4. P. Kundur, "Power System Stability and Control", McGraw-Hill, Inc, 1994.
5. F. Oliveira, I. Faria, "Metodologia para ajuste e comparação entre PSS2B e PSS4B – Aplicação dos estabilizadores em um sistema teste brasileiro de 33 barras", 2018.
6. N. Martins et al., "Retuning stabilizers for the north-south Brazilian interconnection," 1999 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.99CH36364), 1999, pp. 58-67 vol.1
7. IEEE Std 421.5-2016. IEEE Recommended Practice for Excitation System Models For Power System Stability Studies, 2016.
8. IEEE Power Engineering Society – Excitation Systems Subcommittee. **IEEE Tutorial Course Power System Stabilization via Excitation Control**, 2009.
9. SILVA, L. M.; PAIVA, R. B.; ZENI Jr., N.; MENARIN, H. A. Problema da Síntese da Velocidade no Estabilizador de Sistemas de Potência. In: SEMINÁRIO NACIONAL DE PRODUÇÃO E TRANSMISSÃO DE ENERGIA ELÉTRICA, 25., 2019, Belo Horizonte. **Anais [...]**. Belo Horizonte: CIGRÉ, 2019. GAT/32.

## 8.0 - DADOS BIOGRÁFICOS



(1) BRUNO MACIEL MACHADO: é graduado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) em 2021. Trabalha na REIVAX Automação e Controle desde 2019 com pesquisa e desenvolvimento de sistemas de controle e modelagem de sistemas elétricos para geração de energia.

### (2) NELSON ZENI JÚNIOR

É graduado em Engenharia Elétrica pela UFRGS em 1977 e mestre em Sistemas de Controle pela UFSC em 1987. Trabalhou na CEEE em Estudos de Estabilidade e no Centro de Recursos de Eletrônica e Instrumentação, projetando melhorias para Controladores de Tensão e Velocidade. Trabalha na REIVAX desde 1998, onde exerceu as funções de Diretor Técnico, Diretor de P&D, Diretor Comercial e CEO. É membro da Academia Nacional de Engenharia.

### (3) HENRIQUE AUGUSTO MENARIN

É mestre em Engenharia de Automação e Sistemas em 2013 na Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Brasil, pelo trabalho de aplicação de MPC em sistemas de excitação e regulação de velocidade em usinas hidroelétricas. É graduado em engenharia de controle e automação em 2010 na UFSC, Brasil. Trabalha na REIVAX Automação e Controle desde 2008 com pesquisa e desenvolvimento de sistemas de controle para geração de energia.