

基于等高线控制器波特图的多频段稳定器 PSS4B 迭代设计方法

曾丕江¹, 黄润¹, 黄伟¹, 叶鹏举², 江崇熙³, 甘德强²

(1. 云南电网有限责任公司, 昆明 650011; 2. 浙江大学电气工程学院, 杭州 310027; 3. 国网杭州供电公司, 杭州 310000)

摘要: 作为抑制低频振荡最有效的手段之一, 电力系统稳定器(power system stabilizer, PSS)在电力系统中得到了广泛的应用。现今国内最广泛采用的PSS是PSS2B, 不过由于其自身结构问题, PSS2B对频率较低的区域间振荡模式抑制效果一般。新型多频段稳定器PSS4B有望解决这一问题, 然而PSS4B的多参数多自由度给其参数整定带来了困难, 提出了一种基于等高线控制器波特图(contoured controller bode, CCBode)的PSS4B稳定器迭代设计方法。PSS4B稳定器由带通滤波器和相位补偿器串联组成。使用空间搜索方法调整相位补偿器以确保PSS4B的相频特性被限制在可接受的范围内。CCBode曲线有助于调整带通滤波器的幅频特性, 从而在较宽的频带范围内具有更好的稳定性能。对Kundur的四机两区系统的测试分析证明了该方法的有效性。

关键词: 等高线控制器波特图(CCBode); 多频段稳定器PSS4B; 低频振荡; 电力系统稳定器(PSS); 空间搜索法

Iterative Design Approach of Multi-Band Stabilizer PSS4B Based on Contoured Controller Bode Plots

ZENG Pijiang¹, HUANG Run¹, HUANG Wei¹, YE Pengju², JIANG Chongxi³, GAN Deqiang²

(1. Yunnan Power Grid Co., Ltd., Kunming 650011, China; 2. School of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China; 3. State Grid Hangzhou Power Supply Company, Hangzhou 310000, China)

Abstract: As one of the most effective means to suppress low-frequency oscillations, power system stabilizers (PSS) have been widely used in power systems. The most widely used power system stabilizer (PSS) in China today is PSS2B. However, due to its own structural problems, PSS2B has a general suppression effect on low-frequency interregional oscillation modes. The new multi-band stabilizer PSS4B is expected to solve this problem. However, the multi-parameter and multi-degree freedom of PSS4B bring difficulties to its parameter tuning. An iterative design approach is proposed for PSS4B stabilizers based on the contoured controller Bode (CCBode) plot. A PSS4B stabilizer is viewed as two filters connected in series: a band-pass filter and a phase compensator. A space searching approach is used to tune the phase compensator which ensures that the phase frequency response of the PSS4B stabilizer is bounded within an acceptable limit. A CCBode plot then helps tune the magnitude frequency response of the band-pass filter so as to achieve a better stability performance over a wide range of frequency band. Case studies of Kundur's four-machine-two-area system is reported to demonstrate the effectiveness of the proposed method.

Key words: contoured controller bode (CCBode) plot; multi-band stabilizer PSS4B; low-frequency oscillation; power system stabilizer (PSS); space-searching approach

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(U2166601); 中国南方电网有限责任公司科技项目(YNKJXM20220025)。

Foundation item: Supported by the National Natural Science Foundation of China (U2166601); the Science and Technology Project of China Southern Power Grid Co., Ltd. (YNKJXM20220025).

0 引言

由于快速的激励作用和区域之间的弱互连特性, 现代电力系统中的小信号不稳定问题经常以低频振荡的形式出现^[1-7]。振荡大致可分为区域模式(振荡幅度为 0.2~0.5 Hz)和局部模式(振荡幅度大于 1 Hz)^[8]。电力系统稳定器(power system stabilizer, PSS)已广泛部署在我国电网以提高阻尼^[9]。然而, 传统 PSS 由于结构相对简单, 在抑制频率较低的振荡模式时的效果并不理想。近年来, 云南电网和四川电网相继出现低频和超低频振荡现象, 华北电网也出现了区域间模式的阻尼比持续降低的问题^[10], 对电力系统小干扰稳定性造成了一定威胁。

近些年由加拿大魁北克水电局提出的多频带稳定器(power system stabilizer 4 bands, PSS4B)引起了广泛关注^[11]。新型多频段稳定器 PSS4B 具有较高的控制自由度, 可以实现多模态多频段振荡抑制, 对低频和超低频振荡抑制效果较好^[12-14], 一定程度上弥补了现有 PSS2B 型控制器的不足。针对 PSS4B 业界学者探索了多种参数整定方法包括留数法、理想相频曲线法、阻尼转矩法等, 然而由于包含众多自由度, 现有参数整定方法较为复杂, 多模态调节的直观性较弱, PSS4B 的参数设计至今没有一个业界公认的实用方法^[15-18]。

PSS 参数调整过程是一个固定阶控制器设计问题。过去已经描述了许多启发式方法。大多数结果是基于主要特征值的一阶近似^[2, 19]。特征值类型的结果经常集成到某个优化框架中以提供更系统的解决方案^[3, 20]。

目前整定 PSS4B 使用最广泛的是理想相频特性曲线法^[21-24], 该方法需要 PSS 来补偿励磁系统的相位滞后。像许多其他特征值类型的方法一样, 理想相频特性曲线法也未提供有关如何调整 PSS 的幅频特性的说明。目前工程实际做法是将 PSS 增益设置为其“临界值”的 1/3^[25]。显然, 使用这种方法无法简单确定 PSS4B 稳定器的增益, 因为 PSS4B 稳定器包括具有 3 个独立增益的频带。

本文首先介绍了 PSS4B 的数学模型以及其参数整定存在的相关问题。第 2 节给出了一种基于等高线控制器波特图的 PSS4B 的迭代设计方法, 该波特图结合了传统奈奎斯特曲线和波特图的优点, 从中

可以看出系统的稳定裕度。在该方法中还引入了实际工程对阻尼比的约束。第 3 节在仿真软件中通过算例演示了该方法的设计过程和有效性。

1 PSS4B 模型及其参数整定问题

相比传统单频段 PSS, PSS4B 具有更高的阶数与控制自由度, 且具有可独立调整超前滞后环节和增益环节参数的低(0.01~0.1 Hz)、中(0.1~1 Hz)、高(1~10 Hz)3 条频段支路。其数学模型如图 1 所示。

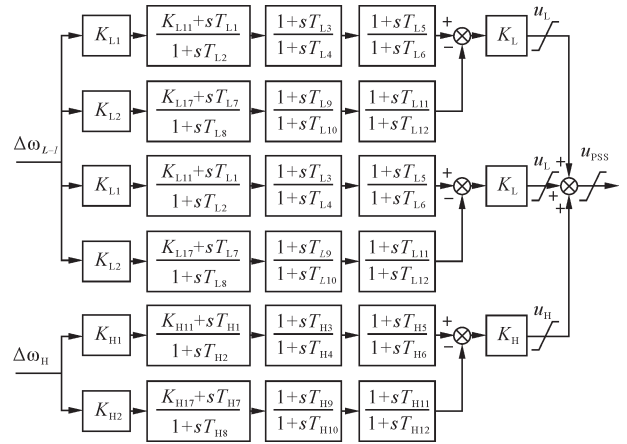


图 1 PSS4B 数学模型

Fig. 1 Mathematic model of PSS4B

PSS4B 实质上由 3 个差分滤波器组成, 每一个差分滤波器都能在其中中心频率点处实现带通滤波。以低频支路为例, 将上下两个通道的两级超前滞后环节设置相同的参数, 即 $T_{L3}=T_{L9}$, $T_{L4}=T_{L10}$, $T_{L5}=T_{L11}$, $T_{L6}=T_{L12}$, 令:

$$\begin{cases} K_{L11} = K_{L17} = 1 \\ T_{L2} = T_{L7} = 1/(2\pi F_L \sqrt{R}) \\ T_{L1} = T_{L2}/R, T_{L8} = T_{L7} \times R \\ K_{L1} = K_{L2} = (R^2 + R)/(R^2 - 2R + 1) \end{cases} \quad (1)$$

式中: K_{L11} 、 K_{L17} 为相位补偿环节比例参数; T_{L1} 、 T_{L2} 、 T_{L7} 、 T_{L8} 为相位补偿环节时间参数; F_L 为差分滤波环节的中心频率; R 为差分滤波环节系数, 一般取 1.2; K_{L1} 、 K_{L2} 为差分滤波环节比例系数。

如图 2 所示, 低频支路由差分滤波环节、相位补偿环节和增益环节组成。从而 PSS4B 参数转换为各支路的差分滤波环节参数 $F_L(I, H)$ 、相位补偿环节时间参数 $T_{L1}-T_{L12}(I, H)$ 和增益环节参数 $K_L(I, H)$ 等。其中 L、I、H 分别表示低、中、高 3 个频段。

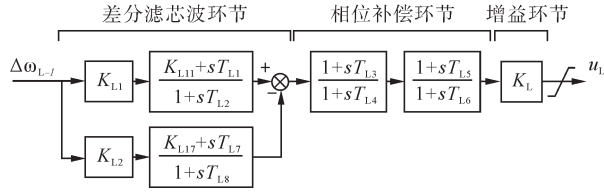


图 2 中心频率形式 PSS4B 低频支路

Fig. 2 Low frequency branches of PSS4B with central frequency form

PSS4B 有低、中、高 3 条支路，参数更多、频率特性更灵活，相比传统 PSS 具有更高的自由度。然而 PSS4B 的 3 条支路在频段上耦合、具有大量的参数，均为其整定带来了困难，至今还没有很好的解决方案，限制了其在工程上的应用。针对 PSS4B 的整定问题，IEEE 也只给出了典型参数^[26]，并不具有普适性。下一节将介绍 PSS4B 的一种设计方法。

2 电力系统稳定器 PSS4B 的迭代设计

本节首先介绍两个调整工具：用于调整附加相位补偿模块的空间搜索法以及用于调整带通滤波器的 CCBode 图。然后，演示如何使用这些工具以迭代方式设计 PSS4B。

2.1 空间搜索法

假设固定结构的控制器为：

$$C(s, \mathbf{d}) = \frac{\sum_{k=0}^n \beta_k s^k}{\sum_{i=0}^m \alpha_i s^i}, \quad (2)$$

式中： $C(s, \mathbf{d})$ 为控制器传递函数； α_i 和 β_k ($i=0, \dots, m$; $k=0, \dots, n$)为控制器参数，其中 n 和 m 分别为控制器传递函数分子分母的阶数； s 为广义频率。令参数向量 $\mathbf{d}=[\alpha_0, \dots, \alpha_m, \beta_0, \dots, \beta_n]$ ，通过设置适当的向量 $\mathbf{d}$ ，使得闭环系统满足各种工程要求。

设 $C_r(s)$ 为期望的参考控制器。假设参考控制器 $C_r(s)$ 的频率响应特性已知。给定控制器的参数空间 $\mathbf{D}=\{\mathbf{d}|\alpha_i \in [\alpha_i^-, \alpha_i^+], i=0, \dots, m, \beta_k \in [\beta_k^-, \beta_k^+], k=0, \dots, n\}$ ，其中， $\alpha_i^-, \alpha_i^+, \beta_k^-, \beta_k^+$ 分别为控制器参数的上下界。参数空间 $\mathbf{D}$ 是一个超矩形域，求解的目标是找到一个可行的 $\mathbf{d} \in \mathbf{D}$ ，使得频率响应误差 $e=C(j\omega, \mathbf{d})-C(j\omega)$ 可以被接受，求解问题成了一个频域曲线拟合问题。

考虑离散频率集合 $[\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_N]$ ，其中 ω_1 为最低频率， ω_N 为最高频率， N 为一正整数。期望的参考控制器可以被定义为：

$$C(j\omega_i) = |C(j\omega_i)| \angle C(j\omega_i), i = 1, \dots, N \quad (3)$$

式中 $|C(j\omega_i)|$ 和 $\angle C(j\omega_i)$ 分别为控制器 $C(s)$ 在频率 ω_i ($i=1, \dots, N$)时所需的幅度和相位频率响应。参考控制器 $C(s)$ 不需要具有封闭形式的表达式——它可以是一组测量的频率相关数据点，即该方法是数据驱动的。

相似地，实际控制器可以被定义为：

$$C(j\omega_i, \mathbf{d}) = |C(j\omega_i, \mathbf{d})| \angle C(j\omega_i, \mathbf{d}), i = 1, \dots, N \quad (4)$$

式中 $|C(j\omega_i)|$ 和 $\angle C(j\omega_i)$ 分别为控制器 $C(s)$ 在频率 ω_i ($i=1, \dots, N$)时所需的幅度和相位频率响应。

实际频率响应 $C(j\omega, \mathbf{d})$ 和所需频率响应 $C_r(j\omega_i)$ 之间误差的幅频特性和相频特性定义为：

$$|e(\omega_i, \mathbf{d})| = |C_r(\omega_i)| - |C(\omega_i, \mathbf{d})|, i = 1, \dots, N \quad (5)$$

$$\angle e(\omega_i, \mathbf{d}) = \angle C_r(\omega_i) - \angle C(\omega_i, \mathbf{d}), i = 1, \dots, N \quad (6)$$

式中 $|e(\omega_i, \mathbf{d})|$ 和 $\angle e(\omega_i, \mathbf{d})$ 分别为控制器 $e(\omega_i, \mathbf{d})$ 在频率 ω_i ($i=1, \dots, N$)时的幅频和相频响应。

控制设计问题可被表述为频域曲线拟合问题，需找到一个可行的参数向量 $\mathbf{d} \in \mathbf{D}$ ，使得对于每个关注的频率 ω_i ($i=1, \dots, N$)，幅度和相位的误差保持在各自的范围内，即：

$$\begin{cases} A_l(\omega_i) \leq |e(\omega_i, \mathbf{d})| \leq A_u(\omega_i) \\ \theta_l(\omega_i) \leq \angle e(\omega_i, \mathbf{d}) \leq \theta_u(\omega_i) \end{cases} \quad (7)$$

式中： $A_l(\omega_i)$ 、 $A_u(\omega_i)$ 分别为幅度误差的上限和下限， $i=1, \dots, N$ ； $\theta_l(\omega_i)$ 、 $\theta_u(\omega_i)$ 分别为相位误差的上限和下限。误差需足够小以确保实际频率响应 $C(j\omega_i, \mathbf{d})$ 在任何频率 ω_i ($i=1, \dots, N$)下都足够接近所需的响应 $C_r(j\omega_i)$ 。

可以使用几种算法来解决上述曲线拟合问题。本文测试了 3 种方法：文献[27]中提出的网格搜索算法、文献[28]中开发的 Monte-Carlo 算法以及文献[29]中描述的全局优化方法，这 3 种方法都运行良好。

剩下的工作就是确定参考控制器响应 $C(j\omega)$ 。基本上有两种方法。在第一种方法中使用 CCBode 波特图指定所需的参考控制器响应 $|C(j\omega_i)|$ 和 $\angle C(j\omega_i)$ ，然后求解上述曲线拟合问题以获得控制器的参数。

为了描述第二种方法，定义一个式(8)所示复数矩阵 $\mathbf{T}_{\text{EX}}$ 。

$$\mathbf{T}_{\text{EX}} = \mathbf{K}_2 [\mathbf{K}_6 + \mathbf{K}_A^{-1} (j\omega \cdot \mathbf{T}_A + \mathbf{I}) \cdot (j\omega \cdot \mathbf{T}_{d0} + \mathbf{K}_3)]^{-1} \quad (8)$$

式中: K_2 、 K_3 、 K_6 为系统的系数矩阵; T_A 为对角的励磁时间常数矩阵; I 为单位矩阵; T'_{d0} 为对角的 d 轴暂态时间常数矩阵。第 i 台机组的励磁系统相位滞后等于 T_{EX} 矩阵的第 i 个对角元 $\angle T_{EX}(i, i)$ 。该相位滞后既可以计算也可以现场测量。

在第二种方法中, 首先使用 CCBode 曲线确定带通滤波器的参数, 然后使参考相位响应 $\angle C(j\omega)$ 等于激励系统的相位滞后。为了找到相位补偿模块的参数, 令 $d=[T_{i3}, T_{i4}, T_{i5}, T_{i6}]$, $i \in \{L, I, H\}$ 。通过曲线拟合可得 PSS4B 的所有参数。

本文采用第二种方法, 因为它与业界广泛接受的做法最一致。以下说明如何使用 CCBode 曲线确定带通滤波器的参数。

2.2 等高线控制器波特图

CCBode 图画出了闭环性能指标 $\Gamma(\omega)$ 的图像。 $\Gamma(\omega)$ 值表示系统的稳定裕度, 或者稳定裕度的加权平均值, 或者其他期望的性能指标, 例如输出能量。本文仅考虑稳定裕度。

2.2.1 性能指标

设 $C(j\omega)$ 为控制器、 $G(j\omega)$ 为多机系统的频率响应。在频率响应中, 广义频率 $s=j\omega$, 则开环传递函数 $L(s)$ 定义为:

$$L(s) = -C(s) \cdot G(s) \quad (9)$$

式中 $C(s)$ 和 $G(s)$ 分别为自变量广义频率控制器和多机系统的频率响应。

则由 $C(s)$ 和 $G(s)$ 构成的闭环系统特征方程为:

$$1 + L(s) = 0 \quad (10)$$

根据 Nyquist 稳定性准则, $L(j\omega)$ 和临界点 $(-1, j0)$ 之间的距离 $|1+L(j\omega)|$ 可以视为系统的稳定裕度。

从控制的角度来看, PSS 的目标是将主要特征值向左移动。设开环系统的阶数为 n , 则 $G(s)$ 由以下部分分式展开表示。

$$G(s) = \frac{R_1}{s - \lambda_1} + \cdots + \frac{R_n}{s - \lambda_n} \quad (11)$$

式中: $R_1, \dots, R_n$ 为留数; $\lambda_1, \dots, \lambda_n$ 为多机系统的频率响应的特征值。令 $\lambda_i = \sigma_i + j\omega_i$, σ_i 和 ω_i 分别为开环系统特征值的实部和虚部。由 PSS 引入的特征值偏移具有如下一阶逼近公式。

$$\Delta\lambda_i \approx -R_i C(s) \Big|_{s=\lambda_i} = -R_i \frac{L(s)}{G(s)} \Big|_{s=\lambda_i} \approx -R_i \frac{L(j\omega_i)}{G(j\omega_i)} \quad (12)$$

式中 $\Delta\lambda_i$ 为对应特征值偏差量。

由于留数 R_i 和开环频率响应 $G(j\omega_i)$ 是固定的, 因此 $|1+L(j\omega_i)|$ 的幅度是稳定裕度的明确度量。特别地, 如果 λ_i 为纯虚数, 则 $\sigma_i=0$ 且 $|1+L(j\omega_i)|=0$ 。当 λ_i 左移时 $|1+L(j\omega)|$ 以 λ_i 的出发点决定的模式变化。如果 λ_i 最初是稳定的, 则距离 $|1+L(j\omega)|$ 将在 ω_i 附近的频率处增加; 如果 λ_i 最初是不稳定的, 那么 $|1+L(j\omega)|$ 一开始会减少, 直到达到 0, 然后会增加。

因此将性能指标 $\Gamma(\omega)$ 定义为 $L(j\omega)$ 与 $(-1, j0)$ 之间距离的倒数。

$$\Gamma(\omega) = \frac{1}{|1 + L(j\omega)|} \quad (13)$$

因此, $\Gamma(\omega)$ 在 ω_i 附近的频率值表明 λ_i 的相对稳定性: 如果 λ_i 最初是稳定的, 则 $\Gamma(\omega)$ 在 ω_i 附近的频率下较低的值表示更稳定的 λ_i ; 如果 λ_i 最初是不稳定的, 那么更稳定的 λ_i 要求 $\Gamma(\omega)$ 首先增加直到 $\Gamma(\omega_i)$ 达到 $+\infty$, 然后减小。

2.2.2 等高线控制器波特图

要构建等高线控制器波特图 (CCBode), 首先要获得开环系统和控制器的频率响应 $G(j\omega)$ 、 $C(j\omega)$ 。像 PSS 这样的控制器结构通常并不复杂, 因此幅频特性 $|C(j\omega)|$ 和相频特性 $\angle C(j\omega)$ 可以很容易地通过扫频得到。

可以使用两种方法来获得频率响应 $G(j\omega)$: 从现场测量或从操作条件的数据。至于后一种选择, 通常来源于系统的状态空间模型。

$$G(j\omega) = C \cdot (j\omega \cdot I - A)^{-1} \cdot B \quad (14)$$

式中 A 、 B 和 C 为通常的开环系统矩阵。但是, 大型电力系统模型的阶数可能非常高。如果尝试使用其状态空间模型通过扫描 ω 来获得 $G(j\omega)$, 则计算成本将是巨大的。为了有效地计算 $G(j\omega)$, 采用文献 [30] 中的稀疏方法。考虑一个由其微分代数方程模型给出的电力系统, 如式 (15) 所示。

$$\begin{pmatrix} \dot{x} \\ 0 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} J_1 & J_2 \\ J_3 & J_4 \end{pmatrix}}_{J_{nx+nv}} \begin{pmatrix} x \\ v \end{pmatrix} + Bu, y = C \begin{pmatrix} x \\ v \end{pmatrix} \quad (15)$$

式中: x 为 nx 维状态变量向量; v 为 nv 维代数变量向量; J_1 — J_4 分别为雅可比矩阵的分块矩阵; 0 为零矩阵; u 为输入向量。从而有:

$$G(j\omega) = C \left[j\omega \cdot \begin{pmatrix} I_{nx} & 0 \\ 0 & 0_{nv} \end{pmatrix} - J \right]^{-1} B \quad (16)$$

式中: I_{nx} 、 0_{nv} 分别为 nx 维单位矩阵和 nv 维零矩阵;

J 为雅可比矩阵。

该方法利用雅可比矩阵 J 的稀疏性, 因此产生幅频响应 $|G(j\omega)|$ 的解和相位频率响应 $\angle G(j\omega)$, 计算成本低。

此时可以得到性能指标 $\Gamma(\omega)$ 的表达式如式 (17) 所示, 通过 $\Gamma(\omega)$ 衡量系统的稳定裕度性能。

构建幅度图时固定控制器相位 $\angle G(j\omega)$ 。幅度指标 Γ_{mag} 为频率 ω 和控制器增益 K 的函数。

构建相位图时固定控制器幅值 $|C(j\omega)|$ 。相位性能指标 Γ_{phase} 为频率 ω 和控制器相位 φ 的函数。

使用 CCBode 图可以通过调整 PSS 的参数改变 $|C(\omega)|$ 和 $\angle C(\omega)$, 从而使 $\Gamma(\omega)$ 在所关注的频率处减小, 从而改善相应模式的阻尼。

2.2.3 使用广义频率的 CCBode 图

上述 CCBode 图基于经典的奈奎斯特判据, 该判据给出了控制器必须满足的条件以防止特征值越过虚轴。这就是所谓的赫尔维茨稳定。但实际上通常要求最小阻尼比不应低于 3%, 这就是所谓的 D 稳定, 如图 3 所示。本节将拓展之前的方案来解决这个实际问题。

对于 D 稳定, 存在一个类似奈奎斯特的稳定判据: 为确定复平面上任意、有界、对称区域内的零极点数量, 只需要在绘制奈奎斯特曲线时将经典奈奎斯特定理中 $s = j\omega$ 替换为广义频率 $s = \sigma + j\omega$ 。

设 ζ 为所需的阻尼比, 广义频率 $s = \sigma + j\omega$, σ 和 ω 分别为 s 的实部和虚部, 其中, σ 为 ω 和 ζ 的函数。 $s(\omega, \zeta)$ 的定义如下。

$$s(\omega, \zeta) = \sigma(\omega, \zeta) + j\omega \\ = \left(\frac{-\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} + j \right) \omega, \quad \omega \in [0, \infty) \quad (20)$$

要构建具有给定阻尼比 ζ 的 CCBode 图, 除了

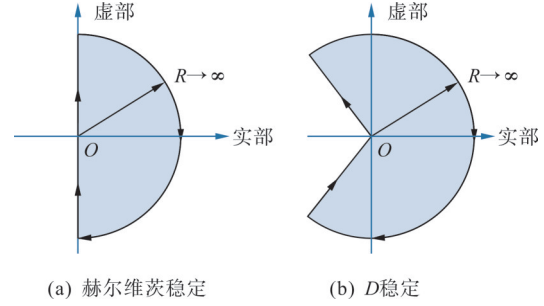


图 3 奈奎斯特稳定区域

Fig. 3 Nyquist stable area

用广义频率 $s(\omega, \zeta)$ 计算频率响应 $G(s(\omega, \zeta))$ 和 $(s(\omega, \zeta))$ 外, 其余过程与前一小节相同。显然, 若 $1 + L(s(\omega, \zeta)) = 0$, 则特征值通过稳定边界。因此, 使用广义频率的性能指标 $\Gamma(\omega, \zeta)$ 也可以有效表示稳定裕度。

$$\Gamma(\omega, \zeta) = \frac{1}{|1 + L(s(\omega, \zeta))|} \quad (21)$$

和经典的波特图相比, CCBode 图直接显示了控制器的频率响应, 从而简化了控制器的参数整定过程。

2.3 迭代设计方法

迭代设计的流程图如图 4 所示。

3 算例分析

分别采用四机两区域系统和华北电网两个算例, 用 MATLAB 工具说明本方法的有效性。

3.1 四机两区算例

未安装 PSS 的系统具有 3 种振荡模式: 一种不稳定的区域间模式 (0.54 Hz) 和每个区域内两种稳定的局域模式 (大约 1 Hz)。在发电机 G1 上设计 PSS4B 稳定器从而起到如下作用: 1) 稳定不稳定的区域间模式; 2) 提高局域模式的阻尼; 3) 避免激振

$$\Gamma(\omega) = \frac{1}{|1 + L(j\omega)|} = \frac{1}{\sqrt{[1 + L(j\omega)] \cdot [1 + L^*(j\omega)]}} \\ = \frac{1}{\sqrt{1 - 2|G(j\omega)||C(j\omega)| \cdot \cos[\angle G(j\omega) + \angle C(j\omega)] + |G(j\omega)|^2 |C(j\omega)|^2}} \quad (17)$$

$$\Gamma_{\text{mag}}(\omega, K) = \frac{1}{\sqrt{1 - 2|G(j\omega)|K \cos[\angle G(j\omega) + \angle C(j\omega)] + |G(j\omega)|^2 K^2}} \quad (18)$$

$$\Gamma_{\text{phase}}(\omega, \varphi) = \frac{1}{\sqrt{1 - 2|G(j\omega)||C(j\omega)| \cdot \cos(\angle G(j\omega) + \varphi) + |G(j\omega)|^2 |C(j\omega)|^2}} \quad (19)$$

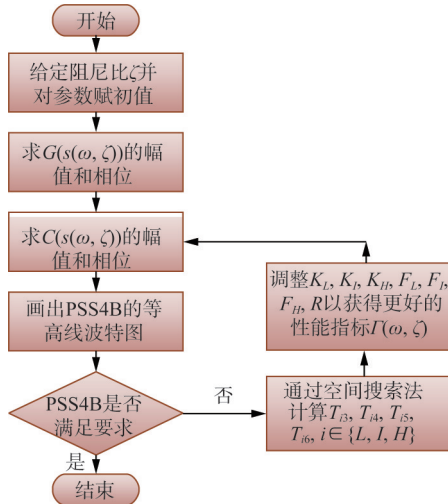
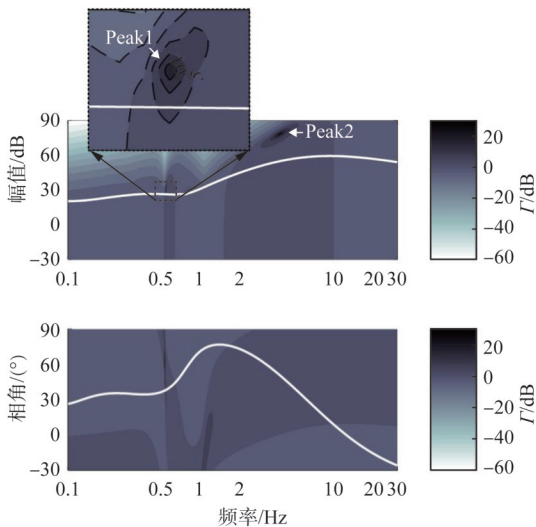


图 4 PSS 迭代设计流程

Fig. 4 Iterative design process of PSS4B

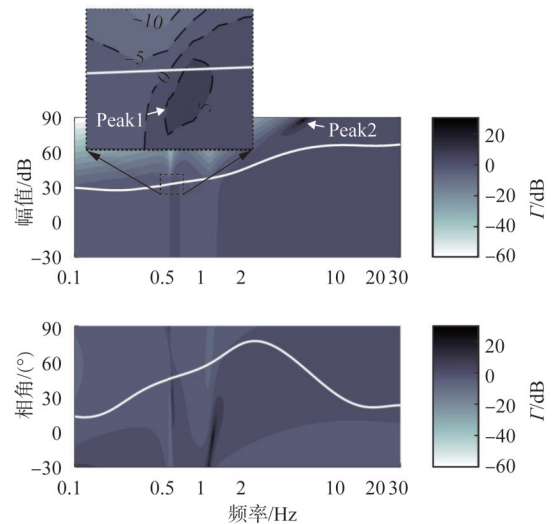
器不稳定(5.5 Hz 左右)。

按照第 2 节给出的方程计算设备传递函数和所需的相位频率响应, 开始 PSS4B 参数的设计过程。将 IEEE 标准 421.5^[31] 中建议的典型参数分配给 3 个带通滤波器, 并使用空间搜索方法来确定相位补偿块的参数。得到的稳定器记为 PSS4B (1), 图 5 为阻尼比 $\zeta=0$ 时对应的 CCBode 图。从图 5 可以看出有两个性能峰值(峰值 1 对应于区间模式, 峰值 2 对应于激励器模式)。如果在固定其相位频率响应的同时增加控制器增益, 以便幅度达到任一峰值, 那么具有相应频率的特征值将位于虚轴上。

图 5 PSS4B(1)在 $\zeta=0$ 时的等高线控制器波特图Fig. 5 CCBode plots with $\zeta=0$ of PSS4B(1)

PSS4B(1)安装后本地模式和区域间模式都向左移动, 但区域间模式仍不稳定。波特图表明要在虚轴上移动区域间模式, 因此需要提高控制器增益, 使其幅频响应曲线通过 0.5 Hz 处的峰值 1。由于系统在 5.5 Hz 附近没有不稳定的特征值, 因此 5.5 Hz 附近的性能指标 $\Gamma(\omega)$ 不应提高到 $+\infty$, 这意味着应限制 5.5 Hz 附近的控制器增益。这是一种控制领域中很典型的回路整形情况, 但不是很常见的 PSS 整定。

为了在限制其高频增益的同时提高控制器的低频增益, 重置 3 个带通滤波器的参数, 并使用空间搜索方法来调整相位补偿块。图 6 显示了新 PSS4B (PSS4B(2)) 的 CCBode 图。它表明峰值 1 现在位于控制器幅度曲线下方, 而峰值 2 仍在其顶部。因此新的 PSS4B 能够稳定区域间模式, 特征值计算结果进一步证实了这一点。

图 6 PSS4B(2)在 $\zeta=0$ 时的等高线控制器波特图Fig. 6 CCBode plots with $\zeta=0$ of PSS4B(2)

为了查看 D 稳定性的结果构建了 $\zeta=3\%$ 的 CCBode 图。图 7—8 分别显示了 PSS4B (2) 和 PSS4B(3) 的相应 CCBode 图, 表明 PSS4B(3) 也保证 D 稳定性。

图 9 显示了在 7-8-b 线发生三相短路(0.1 s 后清除)后安装不同 PSS4B 测试系统的仿真结果。

表 1 为 G1 安装不同 PSS 的四机两区系统主导特征值。

表 2 列出了 PSS 的参数。由表 1 的计算结果可知 PSS4B(3) 的阻尼比得到了一定幅度的提升。保

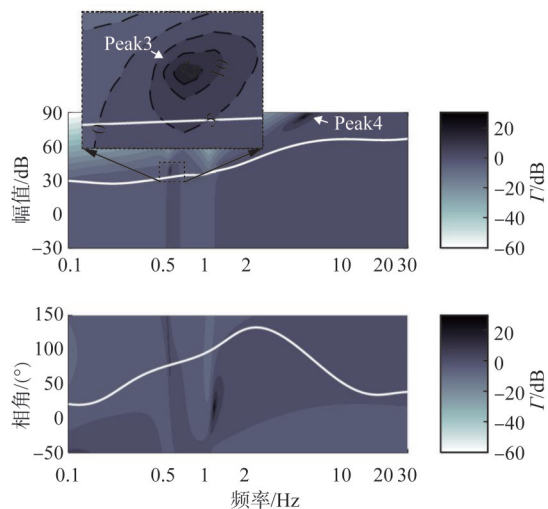
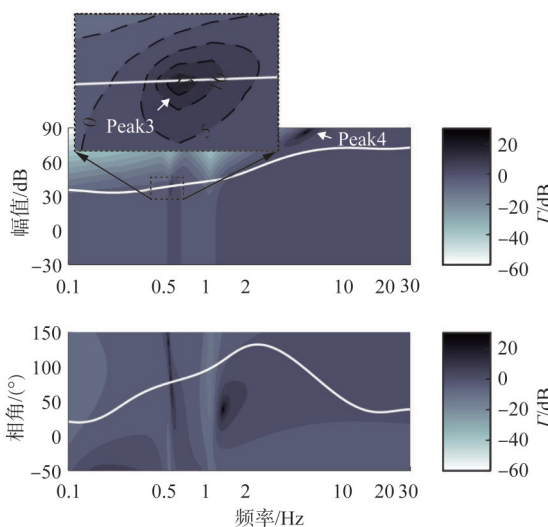
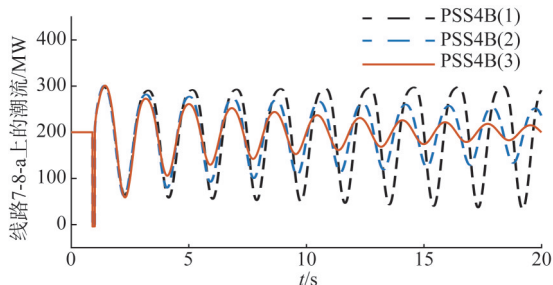
图7 PSS4B(2)在 $\zeta = 3\%$ 时的等高线控制器波特图Fig. 7 CCBode plots with $\zeta = 3\%$ of PSS4B(2)图8 PSS4B(3)在 $\zeta = 3\%$ 时的等高线控制器波特图Fig. 8 CCBode plots with $\zeta = 3\%$ of PSS4B(3)

图9 安装不同PSS4B的测试系统的仿真结果

Fig. 9 Simulation results of test systems with different PSS4B installed

证了区域模式和本地模式都满足 D 稳定, 达到了 PSS4B 的设计要求。

表 1 四机两区系统主导特征值

Tab. 1 Dominant eigenvalues of the four-machine-two-area system

G1-PSS	振荡类型	主导特征值	频率/Hz	阻尼比/%
未安装	区域模式	$0.055 \pm j3.39$	0.54	-1.62
	本地模式	$-0.591 \pm j6.68$	1.06	8.81
PSS4B(1)	区域模式	$0.020 \pm j3.42$	0.55	-0.59
	本地模式	$-0.912 \pm j6.56$	1.04	13.8
PSS4B(2)	区域模式	$-0.028 \pm j3.44$	0.55	0.83
	本地模式	$-1.224 \pm j6.93$	1.10	17.4
PSS4B(3)	区域模式	$-0.104 \pm j3.47$	0.55	3.00
	本地模式	$-1.956 \pm j7.13$	1.14	26.4

表 2 G1 安装的 PSS4B 参数

Tab. 2 Parameters of the PSS4B installed at G1

G1-PSS	低频段	中频段	高频段
PSS4B(1)	K_L 7.5	K_I 30	K_H 120
	F_L 0.07	F_I 0.7	F_H 8
	T_{L3} 0.053 1	T_{I3} 0.387 6	T_{H3} 0.165 2
	T_{L4} 0.244 7	T_{I4} 0.472 3	T_{H4} 0.055 5
	T_{L5} 0.053 1	T_{I5} 0.387 6	T_{H5} 0.165 2
	T_{L6} 0.244 7	T_{I6} 0.472 3	T_{H6} 0.055 5
PSS4B(2)	K_L 30.0	K_I 30	K_H 10
	F_L 0.07	F_I 0.7	F_H 8
	T_{L3} 0.348 9	T_{I3} 0.221 2	T_{H3} 0.483 6
	T_{L4} 0.090 2	T_{I4} 0.001 7	T_{H4} 0.036 2
	T_{L5} 0.348 9	T_{I5} 0.221 2	T_{H5} 0.483 6
	T_{L6} 0.090 2	T_{I6} 0.001 7	T_{H6} 0.036 2
PSS4B(3)	K_L 60	K_I 60	K_H 20

其余参数与 PSS4B(2) 一致

3.2 华北电网算例

近年来, 华北电网的阻尼比有所下降, 这已成为区域间电力传输的限制因素。所研究的系统是某 2014 年冬季电网, 共有 8 647 条母线、547 台发电机、3 722 条线路和 8 019 台变压器^[10]。其特点是 0.35 Hz 的主导区间模式(内蒙古对山东)。尽管该系统已安装了许多 PSS2B, 但该模式的阻尼比仍小于 3%。本研究考虑的是区间模式参与度较高的某 250 MVA 典型火力发电厂(以下简称“某典型电厂”)。

频率响应数据来自现场测量。按照 3.1 节所述的类似过程设计了具有典型滤波器参数的稳定器 PSS4B(4)和具有优化滤波器参数的稳定器 PSS4B(5)。图 10—11 为两个 PSS4B 稳定器的 CCBode 图

($\zeta=3\%$), 表明安装了 PSS4B(5) 的系统的区间模式阻尼比不小于 3%。

相比之下, 在某典型发电厂使用的增益 $K_{s1}=3$ 的 PSS2B 需要 10 倍的增益 ($K_{s1}=30$) 才能达到 PSS4B(5) 的区间模式性能。实际上, 当 K_{s1} 设置为 10~20 时, 这样的增益有点过高, 很可能会导致激励器不稳定。

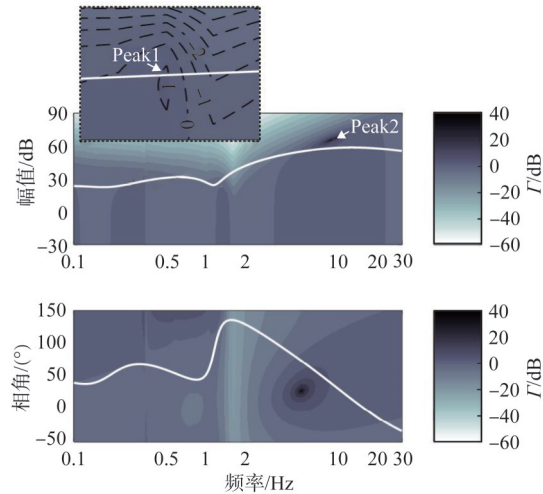


图 10 PSS4B(4)在 $\zeta=3\%$ 时的等高线控制器波特图

Fig. 10 CCBode plots with $\zeta = 3\%$ of PSS4B(4)

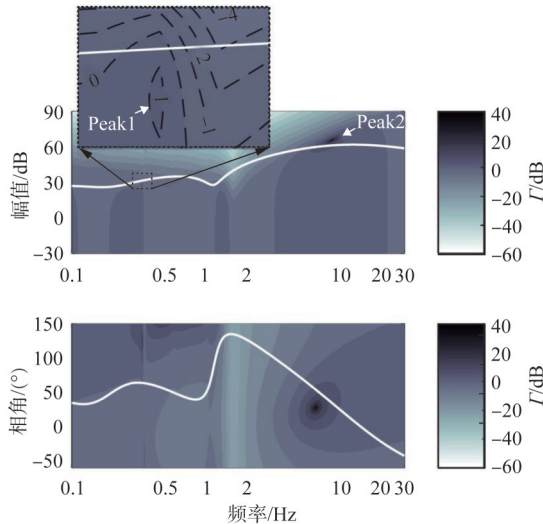


图 11 PSS4B(5)在 $\zeta=3\%$ 时的等高线控制器波特图

Fig. 11 CCBode plots with $\zeta = 3\%$ of PSS4B(5)

表 3 列出了在某典型电厂安装不同 PSS 的主导特征值。表 4 列出了 PSS 的参数。

由表 3 的计算结果可知, PSS4B(5) 的区域模式阻尼比大于 3%, 本地模式的阻尼比大大增加, 满足 PSS4B 的设计要求。

表 3 华北电网某电厂主导特征值

Tab. 3 Dominant eigenvalues of one power plant in the North

China power grid				
某电厂-PSS	振荡类型	主导特征值	频率/Hz	阻尼比/%
None	区域模式	$-0.053 \pm j2.18$	0.35	2.44
	本地模式	$-0.950 \pm j9.92$	1.58	9.53
PSS2B	区域模式	$-0.055 \pm j2.18$	0.35	2.52
	本地模式	$-2.626 \pm j10.03$	1.60	25.31
PSS4B(4)	区域模式	$-0.063 \pm j2.18$	0.35	2.92
	本地模式	$-5.962 \pm j10.03$	1.60	50.87
PSS4B(5)	区域模式	$-0.068 \pm j2.18$	0.35	3.13
	本地模式	$-8.049 \pm j10.05$	1.60	62.51

注: 区域模式: 内蒙古电网与山东电网之间; 本地模式: 内蒙古电网内部。

表 4 某典型电厂安装的 PSS4B 参数

Tab. 4 Parameters of the PSS4B installed at the typical power

plant						
某电厂-PSS	低频段		中频段		高频段	
PSS4B(4)	K_L	12.6	K_I	21.7	K_H	47.6
	F_L	0.116	F_I	0.506	F_H	12.1
	T_{L3}	0.304 7	T_{I3}	0.398 4	T_{H3}	0.412 5
	T_{L4}	0.462 0	T_{I4}	0.181 2	T_{H4}	0.096 5
	T_{L5}	0.304 7	T_{I5}	0.398 4	T_{H5}	0.412 5
	T_{L6}	0.462 0	T_{I6}	0.181 2	T_{H6}	0.096 5
PSS4B(5)	K_L	18	K_I	31	K_H	68
	其余参数与 PSS4B(4) 一致					

图 12 比较了安装 PSS2B, 基于最小特征根轨迹设计的 PSS4B^[13] 和基于 CCBode 图的设计的 PSS4B 的幅频特性曲线。

可以看出, 相比于 PSS2B 的幅频特性, 两种

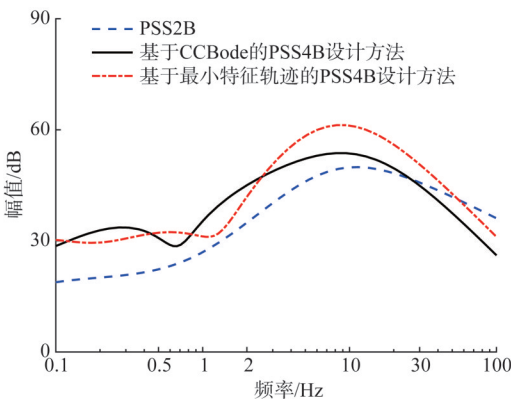


图 12 对比 3 种电力系统稳定器的幅频特性

Fig. 12 Amplitude-frequency characteristics of three kinds of power system stabilizers

PSS4B 均能在增加控制器低频段增益的同时限制高频段的增益,有效抑制系统频率振荡。本文提出的基于等高线控制器波特图(CCBode)的 PSS4B 稳定器迭代设计方法在保证有效性的前提下更为简洁直观、原理明晰。

4 结语

本文提出了一种基于 CCBode 曲线的 PSS4B 稳定器参数的迭代设计方法。CCBode 图通过提供易于读取的系统稳定性裕度融合了传统奈奎斯特图和波特图的优点。所提出的方法能够调整 PSS4B 的相位补偿块以满足工程要求。该方法通过优化带通滤波器以增强区域间阻尼从而避免造成激励器的不稳定。此方法能直观、有效地整定 PSS4B 参数,最后给出的算例计算结果证明了该方法的实用性。

参考文献

- [1] KUNDUR P, BALU N J, LAUBY M G. Power system stability and control[M]. New York: McGraw-hill, 1994.
- [2] 杜文娟,王海风. 电力系统低频功率振荡模式分析理论与方法[M]. 北京:科学出版社, 2017.
- [3] WANG G, XIN H, GAN D, et al. A probability-one homotopy method for stabilizer parameter tuning [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2013, 28(4):4624-4633.
- [4] 罗澍忻,韩应生,余浩,等. 构网型控制在提升高比例新能源并网系统振荡稳定性中的应用[J]. 南方电网技术, 2023, 17(5):39-48.
- [5] LUO Shuxin, HAN Yingsheng, YU Hao, et al. Application of grid-forming control in improving the oscillation stability of power systems with high proportion renewable energy integration [J]. Southern Power System Technology, 2023, 17(5): 39-48.
- [6] 张程,邱炳林. 基于可调 Q 因子小波变换与稀疏时域法的电力系统低频振荡模式辨识[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(13):63-72.
- [7] ZHANG Cheng, QIU Binglin. Power system low frequency oscillation modal identification based on a tunable Q-factor wavelet transform and sparse time domain method [J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(13):63-72.
- [8] 申屠刚,吴正骅,王思家,等. 含光伏电站的电力系统低频振荡广域阻尼协同控制方法[J]. 中国电力, 2022, 55(12): 69-77.
- [9] SHEN Tugang, WU Zhenghua, WANG Sijia, et al. Wide-area damping cooperative control method of low-frequency oscillations of power systems with photovoltaic stations [J]. Electric Power, 2022, 55(12):69-77.
- [10] 黄伟,刘蔚,黄润,等. 利用 PSS4B 和 GPSS 附加阻尼控制抑制云南电网超低频振荡的对比分析[J]. 广东电力, 2022, 35(10):74-82.
- [11] HUANG Wei, LIU Wei, HUANG Run, et al. Comparative analysis of suppression ultra-low frequency oscillation of Yunnan Power Grid by using assistional damping control of PSS4B and GPSS [J]. Guangdong Electric Power, 2022, 35(10): 74-82.
- [12] 倪以信,陈寿孙,张宝霖. 动态电力系统的理论和分析[M]. 北京:清华大学出版社, 2002.
- [13] 栾某德. 电力系统强迫振荡扰动源定位研究[D]. 杭州:浙江大学, 2020.
- [14] ZHOU J, PENG S, GAN D, et al. Large-scale power system robust stability analysis based on value set approach [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2017, PP(5):1-1.
- [15] GRONDIN R, KAMWA I, TRUDEL G, et al. Modeling and closed-loop validation of a new PSS concept, the multi-band PSS[C]// 2004 IEEE Power Engineering Society General Meeting, June 6-10, 2004, Seattle, Washington, USA. New York: IEEE, 2004:1267-1275.
- [16] 江崇熙,石鹏,黄伟,等. 考虑多振荡模式的多频段电力系统稳定器参数整定方法[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(4): 142-149.
- [17] JIANG Chongxi, SHI Peng, HUANG Wei, et al. Parameter setting method for multi-band power system stabilizer considering multiple oscillation modes [J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(4):142-149.
- [18] 许昊,甘德强,黄润,等. 基于最小特征轨迹的电力系统稳定器参数整定方法[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(5):134-143.
- [19] XU Hao, GAN Deqiang, HUANG Run, et al. Parameter tuning method for power system stabilizer based on minimum characteristic locus [J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(5):134-143.
- [20] 张建新,施鑫磊,陈刚,等. 水电机组调速器附加阻尼控制仿真试验[J]. 南方电网技术, 2019, 13(11):24-28.
- [21] ZHANG Jianxin, SHI Xinlei, CHEN Gang, et al. Simulation test on additional damping control of hydropower unit governor [J]. Southern Power System Technology, 2019, 13(11):24-28.
- [22] 刘英超,王德林,康积涛,等. 新型电力系统稳定器 PSS4B 参数优化整定方法[J]. 电工技术, 2017(5):16-18, 38.
- [23] LIU Yingchao, WANG Delin, KANG Jitao, et al. Parameter optimization and tuning method of new power system stabilizer PSS4B [J]. Electric Engineering, 2017(5):16-18, 38.
- [24] 赵晓伟,谢欢,吕思昕,等. 电力系统稳定器 PSS4B 的参数整定及现场试验[J]. 电网技术, 2016, 40(2):508-513.
- [25] ZHAO Xiaowei, XIE Huan, LÜ Sixin, et al. Parameter setting and on-site test of power system stabilizer -PSS4B [J]. Power System Technology, 2016, 40(2): 508-513.
- [26] 万川. 电力系统稳定器 PSS4B 的设计与实现[D]. 武汉:华中科技大学, 2015.
- [27] 刘英超. 基于改进 PSO 算法的新型电力系统稳定器 PSS4B 参数整定研究[D]. 成都:西南交通大学, 2017.
- [28] LIN J, XUN G, YING X, et al. Application of PSS4B stabilizers in suppressing low frequency oscillations: a case study [C]// 2015 IEEE Power & Energy Society General Meeting, July 26-30, Denver, CO, USA. New York: IEEE, 2015: 7285-7296.
- [29] RIMOROV D, KAMWA I, JOÓS G. Model-based tuning approach for multi-band power system stabilisers PSS4B using an improved modal performance index [J]. IET Generation Transmission & Distribution, 2015, 9(15):2135-2143.
- [30] KUNDUR P, LEE D C, EL-DIN H. Power system stabilizers for thermal units: analytical techniques and on-site validation [J]. IEEE Transactions on Power Apparatus & Systems, 1981, PAS-100(1):81-95.

- [22] KUNDUR P, KLEIN M. Application of power system stabilizers for enhancement of overall system stability [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 1989, 4(2):614-626.
- [23] GIBBARD M J, VOWLES D J. Reconciliation of methods of compensation for PSSs in multimachine systems [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2004, 19(1):463-472.
- [24] 郭思源, 李理, 李振文, 等. 电力系统稳定器 PSS4B 参数优化的研究[J]. 电力科学与技术学报, 2018, 33(4):107-113.
GUO Siyuan, LI Li, LI Zhenwen, et al. Research on the PSS4B parameters optimization of power system stabilizer[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2018, 33(4):107-113.
- [25] LARSEN E V, SWANN D A. Applying power system stabilizers part III: practical considerations [J]. Power Engineering Review, IEEE, 1981, PER-1(6):63-63.
- [26] 刘取. 电力系统稳定性及发电机励磁控制[M]. 北京: 中国电力出版社, 2007.
- [27] KHADRAOUI S, NOUNOU H N, NOUNOU M N, et al. A measurement-based approach for designing reduced-order controllers with guaranteed bounded error [J]. International Journal of Control, 2013, 86(9):1586-1596.
- [28] XIN H, D GAN, HUANG Z, et al. Applications of stability-constrained optimal power flow in the east China system [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2010, 25(3):1423-1433.
- [29] MOIS E V S. Universal derivative-free optimization method with quadratic convergence[J]. Mathematics, 2011(10):1102-1112.
- [30] MARTINS T N. Efficient eigenvalue and frequency response methods applied to power system small-signal stability studies [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 1986(10):1109-1116.
- [31] IEEE, IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies; IEEE Std 421.5—2005[S], New York: IEEE, 2005.

收稿日期: 2023-05-24; 网络首发日期: 2024-03-19

作者简介:

曾丕江(1988), 男, 工程师, 硕士, 从事电力系统分析、运行与控制工作, zpjnear@163.com;

黄润(1987), 女, 高级工程师, 硕士, 研究方向为电力系统稳定分析与控制, 39069887@qq.com;

叶鹏举(2000), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为电力系统稳定分析与控制, 22210019@zju.edu.cn。

(上接第 12 页 Continued from Page 12)

$$C_{eq}(\omega) = C - \frac{1}{\omega X_{eq}} = 5 \times 10^{-6} - \frac{1}{13\,093.07 \times (-170\,038.66)} \approx 5.000\,449\,17 \times 10^{-6} \text{ F}$$

$$\omega_r' = \sqrt{\frac{L_1 + L_T}{L_1 L_T C_{eq}}} = \sqrt{\frac{3.5 \times 10^{-3} + 1.75 \times 10^{-3}}{3.5 \times 10^{-3} \times 1.75 \times 10^{-3} \times 5.000\,449\,17 \times 10^{-6}}} \approx 13\,092.485\,35 \text{ rad/s}$$

$$f_r' = \frac{\omega_r'}{2\pi} = \frac{13\,092.485\,35}{2 \times \pi} \approx 2\,083.73 \text{ Hz}$$

同样也是由于计算过程中取有限位小数, 最终

得出的电容计算结果无限接近于 $5 \mu\text{F}$, 若不考虑计算引起的误差, 则谐振频率保持不变。