

DOI: 10.7667/PSPC162059

基于静态 H_{∞} 回路成形法的多通道低阶鲁棒阻尼控制器设计

李志晗¹, 张英敏¹, 张爽², 曾雪洋¹, 李兴源¹

(1. 四川大学电气信息学院, 四川 成都 610065; 2. 国网宁夏电力公司电力科学研究院, 宁夏 银川 750011)

摘要: 针对鲁棒控制方法设计高压直流附加阻尼控制器时普遍存在的控制器阶数过高的问题, 提出一种静态 H_{∞} 回路成形设计方法同时抑制次同步和低频振荡, 所设计的控制器具有和权函数相同的阶数。采用总体最小二乘旋转不变技术分析了交直流互联系统中次同步和低频振荡共存的现象, 并辨识出相关振荡频率和系统降阶模型。利用巴特沃兹滤波器将不同的振荡模态分解到不同的通道, 根据静态 H_{∞} 回路成形法对每个振荡模态设计附加阻尼控制器, 降低了控制器间相互影响。在 PSCAD/EMTDC 中对向上直流孤岛运行下的模型进行仿真验证。仿真结果表明, 基于静态 H_{∞} 回路成形法设计的控制器对系统振荡具有较好的控制效果和较强的鲁棒性。同时所设计的控制器阶数较低, 采用输出反馈, 便于工程实践。

关键词: 次同步振荡; 低频振荡; 带通滤波器; 鲁棒性; 静态 H_{∞} 回路成形; 低阶控制器

Design of multi-channel low order robust damping controller based on static H_{∞} loop-shaping method

LI Zhihan¹, ZHANG Yingmin¹, ZHANG Shuang², ZENG Xueyang¹, LI Xingyuan¹

(1. College of Electrical and Information, Sichuan University, Chengdu 610065, China;

2. Electric Power Research Institute, State Grid Ningxia Electric Power Company, Yinchuan 750011, China)

Abstract: For the common problem of the controller order is too high when using the robust control method to design damping controller for HVDC transmission system. A method based on static H_{∞} loop shaping is proposed to suppress the sub-synchronous oscillation and low frequency oscillation. The designed controller has the same order as the weight function. The order-reduced model and the sub-synchronous oscillation and low frequency oscillation modals in AC-DC system are obtained by total least squares-estimation on signal parameters via rotational invariance techniques. Then, the different oscillation frequencies are decomposed into different channels by Butterworth band-pass filters. The additional robust damping controller is designed based on static H_{∞} loop shaping, restraining the interaction between control channels. Xiangjiaba-Shanghai DC link under island operation condition is simulated using electromagnetic transient program PSCAD/EMTDC to demonstrate the proposed control strategy. Simulation results in PSCAD/EMTDC show that the designed multi-channel damping controller can well suppress different oscillation modes of the system and possesses good robustness. Besides, the order of the controller is low and it adopts output feedback control, which are convenient for practical application.

This work is supported by Science and Technology Project of State Grid Corporation of China (No. SGNXDK00BGJS160021).

Key words: sub-synchronous oscillation; low frequency oscillation; band-pass filter; robust performance; static H_{∞} loop shaping; low order controller

0 引言

在智能互动电网大发展的趋势下, 交直流并存已成为电网发展的必然趋势^[1]。目前, 向上、锦苏和浙西直流送端均位于四川电网, 形成了电力系统

送端多直流落点局面, 极有可能形成孤岛运行方式^[2]。在孤岛运行方式下, 四川电网面临的次同步振荡风险和低频振荡风险增大。当控制不当或者两种不同性质的振荡相互作用时, 甚至可能造成孤岛系统的崩溃^[3-4]。弱阻尼低频振荡和次同步振荡作为威胁电力系统安全与稳定的典型挑战的同时, 也成为众多学者研究的热点^[5-10]。文献[5]采用线性最优

基金项目: 国家电网公司科技项目 (SGNXDK00BGJS160021)

控制理论设计了附加励磁控制器来抑制系统次同步振荡。文献[6]利用相位补偿的方法设计 HVDC 附加阻尼控制器抑制系统次同步振荡。文献[7]基于改进射影控制理论设计多通道附加阻尼控制器抑制低频振荡和次同步振荡。在众多附加阻尼控制器的设计方法中,鲁棒控制理论由于其优越的鲁棒性能以及良好的控制性能脱颖而出,受到广大学者的青睐,文献[8]采用求解 H_∞ 鲁棒控制理论的混合灵敏度的方法设计了直流附加阻尼控制器来抑制系统次同步振荡;文献[9]采用回路成形的方法设计了附加励磁控制器来抑制系统低频振荡;文献[10]用线性矩阵不等式法(LMI)设计出 H_2/H_∞ 鲁棒阻尼控制器,同时抑制系统次同步振荡和低频振荡。但是目前的鲁棒阻尼控制器的研究中普遍存在控制器阶数过高的问题,特别是在系统规模较大的情况下,即使采用降阶技术后仍存在较高的阶数,给工程实践带来了一定的困难,因此对设计低阶鲁棒阻尼控制器的方法的研究具有重要意义。

本文提出一种静态 H_∞ 回路成形的方法设计高压直流附加鲁棒阻尼控制器,同时抑制次同步振荡和低频振荡,通过求解线性矩阵不等式可直接求解出控制器,且最终的控制器具有和权函数相同的阶数。采用总体最小二乘旋转不变技术(TLS-ESPRIT)辨识出系统振荡模态及降阶模型,利用巴特沃兹带通滤波器将系统不同振荡模态分解为多个通道,根据静态 H_∞ 回路成形法针对不同的通道设计鲁棒阻尼控制器,降低控制器间相互影响。在 PSCAD/EMTDC 中对四川电网向上直流孤岛运行下的模型进行仿真验证,结果表明,所设计的控制器对系统次同步和低频振荡具有较好的抑制效果,且具有较好的鲁棒性。

1 静态 H_∞ 回路成形法

1.1 H_∞ 回路成形法

H_∞ 回路成形是采用 H_∞ 方法设计控制器,使系统具有良好的稳定性和鲁棒性。该方法设计控制器的过程主要包含 3 个步骤。

1) 回路成形。利用前置补偿器 $W_1(s)$ 和后置补偿器 $W_2(s)$ 来对系统被控对象 $G(s)$ 进行回路成形,成形后的被控对象为 $G_p(s) = W_2(s)G(s)W_1(s)$ 。

2) 鲁棒镇定。计算最大鲁棒稳定裕度 ε_{\max} [11]。

$$\varepsilon_{\max} = \left(\inf_{K \text{ 镇定}} \left\| \begin{bmatrix} I \\ K \end{bmatrix} (I + G_p K)^{-1} M^{-1} \right\|_\infty \right)^{-1} = \sqrt{1 - \|N \quad M\|_H^2} < 1 \quad (1)$$

式中: $N(s)$ 和 $M(s)$ 是 $G_p(s)$ 的正规化左互质分解。即 $G_p(s) = M^{-1}(s)N(s)$, 且满足 $N(s)N^T(-s) + M(s)M^T(-s) = I$; $\|\cdot\|_H$ 表示 Hankle 范数。通常 ε_{\max} 的取值范围为 0.2 到 1 时认为满足成形要求,满足时,可选取 $\varepsilon \leq \varepsilon_{\max}$, 通过

$$\left\| \begin{bmatrix} I \\ K_\infty \end{bmatrix} (I - G_p K_\infty)^{-1} M^{-1} \right\|_\infty \leq \varepsilon^{-1} \quad (2)$$

求得镇定控制器 $K_\infty(s)$, 它可镇定被控对象的不确定扰动模型集 $G_\Delta(s) = [M(s) + \Delta_M(s)]^{-1} [N(s) + \Delta_N(s)]$, 其中, $\Delta_M(s)$ 、 $\Delta_N(s)$ 表示被控模型 $G(s)$ 的不确定性, $\|\Delta_M(s), \Delta_N(s)\|_\infty \leq \varepsilon$, $[\Delta_M(s), \Delta_N(s)] \in RH_\infty$, N 、 M 的状态空间实现如下:

$$\begin{bmatrix} N & M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A + HC & B + HD & H \\ E^{-1/2}C & E^{-1/2}D & E^{-1/2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中, $H = -(BD^T + ZC^T)E^{-1}$, $E = I + DD^T$, 而 Z 是下面 Riccati 方程的解

$$(A - BF^{-1}D^TC)Z + Z(A - BF^{-1}D^TC)^T - ZC^TE^{-1}CZ + BF^{-1}B^T = 0 \quad (4)$$

式中, $F = I + D^TD$ 。

如图 1 所示为正规互质因子不确定扰动模型。

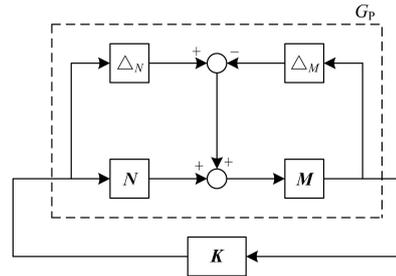


图 1 正规互质因子不确定分解

Fig. 1 Uncertain decomposition of normalized coprime factorization

3) 控制器的形成。由前面得到的 H_∞ 鲁棒镇定控制器 $K_\infty(s)$ 以及选取的权函数 $W_1(s)$ 、 $W_2(s)$, 可得最终的输出反馈控制器 $K(s)$ 。

$$K(s) = W_2(s)K_\infty(s)W_1(s) \quad (5)$$

回路成形过程如图 2 所示。

该 H_∞ 回路成形法被 McFarlane 与 Glover 称为“中心”控制器法 [12]。该法原理简单且计算简便,但是采用该法设计出的鲁棒控制器往往阶数比较高,即使采用降阶技术后仍存在较高的阶数。

1.2 静态 H_∞ 回路成形法

图 3 为系统正规互质因子回路成形方框图,其中: w_1 和 w_2 为外界干扰; z_1 和 z_2 为评价输出。

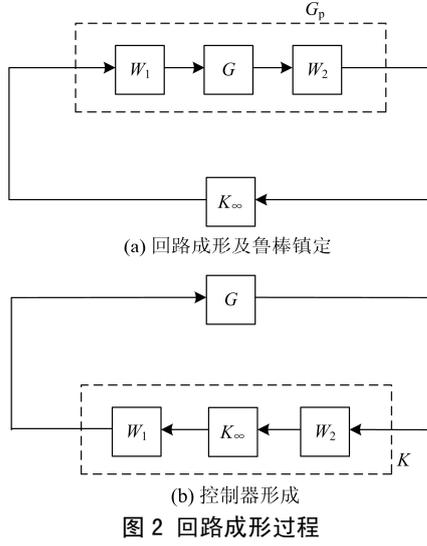


Fig. 2 Process of loop shaping

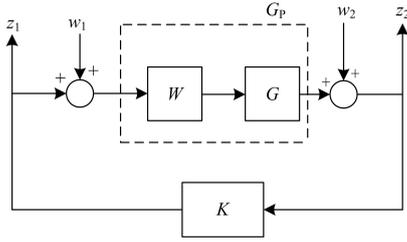


图 3 正规互质因子回路成形方框图

Fig. 3 Diagram of loop shaping of normalized coprime factorization

静态 H_∞ 回路成形法是通过线性矩阵不等式(LMI)进行最小化 $\begin{bmatrix} w_2^T & w_1^T \end{bmatrix}^T$ 到 $\begin{bmatrix} z_2^T & z_1^T \end{bmatrix}^T$ 传递函数矩阵的无穷范数, 而解出鲁棒镇定控制器 K , 保证了所设计控制器的准确性和优越性。该法与之前的 McFarlane 中心控制器法相比, 所设计的控制器具有较低的阶数, 和权函数阶数一致。

设系统 G 成形后的状态空间实现为 $G_p = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$, 静态 H_∞ 鲁棒镇定控制器 K 若存在, 它必须满足式(2), 可通过式(6)的线性矩阵不等式进行求解^[13-14]。

$$\psi + \phi K \phi + \phi^T K^T \phi^T < 0 \quad (6)$$

$$\psi = \begin{bmatrix} AR + RA^T & RC^T & 0 & 0 & B \\ CR & -\gamma I_{n_y} & 0 & I_{n_y} & 0 \\ 0 & 0 & -\gamma I_{n_y} & 0 & 0 \\ 0 & I_{n_y} & 0 & -\gamma I_{n_y} & 0 \\ B^T & 0 & 0 & 0 & -\gamma I_{n_y} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \phi &= \begin{bmatrix} B & 0_{n_y \times n_u} & I_{n_u} & 0_{n_y \times n_u} & 0_{n_u \times n_u} \end{bmatrix}^T \\ \phi &= \begin{bmatrix} RC^T & 0_{n_y \times n_u} & 0_{n_u \times n_y} & I_{n_y} & 0_{n_u \times n_y} \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (8)$$

其中, $\beta = (\gamma^2 - 1)$, $P = \gamma R$, n_u 、 n_y 分别为系统输入和输出的个数。式(7)中的未知参数 γ 、矩阵 R 可根据下面的线性矩阵不等式(9)和式(10)求解出的 β 和矩阵 P 求得^[15]。

$$\begin{pmatrix} AP + PA^T - \beta BB^T & PC^T \\ CP & -\beta I \end{pmatrix} < 0 \quad (9)$$

$$\begin{pmatrix} AP + PA^T + ZC^T CZ - ZC^T CP - PC^T CZ & B \\ B^T & -I_{n_u} \end{pmatrix} < 0 \quad (10)$$

式(9)和式(10)中的 Z 是式(4)Riccati 方程的唯一稳定对称正定解。若式(9)和式(10)有解, 则表明存在满足式(2)的静态 H_∞ 鲁棒镇定控制器 K , 则最终设计的静态 H_∞ 回路成形鲁棒控制器 $K_{st} = W_2 K W_1$; 若无解, 则需重新调整权函数。最大鲁棒稳定裕度 ε_{\max} 由式(11)给出。

$$\varepsilon_{\max} = \frac{1}{\gamma} = \sqrt{\frac{1}{\beta + 1}} \quad (11)$$

综上, 静态 H_∞ 回路成形控制器设计步骤为

(1) 按照实际性能要求选择权函数 W_1 和 W_2 对原系统进行回路成形。

(2) 利用线性矩阵不等式对式(9)和式(10)进行可行解分析, 并最小化 β 。

(3) 根据解出的 β 和矩阵 P 可求出 γ 和矩阵 R , 利用线性矩阵不等式对式(6)进行可行解分析, 可解出静态 H_∞ 鲁棒控制器 K 。

(4) 由前面的回路成形原理, 则最终设计的静态 H_∞ 回路成形鲁棒控制器 $K_{st} = W_2 K W_1$, 最终的控制器具有和权函数一致的阶数。

2 基于 TLS-ESPRIT 技术的系统振荡模式辨识

TLS-ESPRIT 算法是一种基于子空间技术的信号参数估计方法, 作为现代信号处理的主要方法之一, 在电力系统的谐波检测、暂态信号分解和分布式电源解列等场合得到广泛应用。与传统的 Prony 算法相比, 它具有更强的抗干扰、抗噪能力和更高的计算效率^[16]。

四川电网向上直流送端孤岛运行的拓扑结构如图 4 所示。

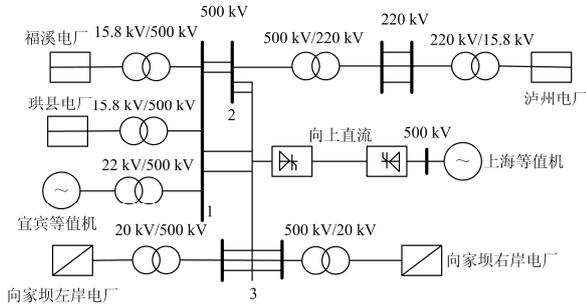


图 4 向上直流系统孤岛运行下拓扑结构

Fig. 4 Topological structure of Xiang-Shang DC system operating in island mode in a real power system

在电磁暂态模型中，主要考虑向上直流系统 500 kV 线路，对 220 kV 的负荷和线路进行等值处理。孤岛运行时向上直流系统输送有功功率 1600 MW，福溪电厂和泸州电厂各开 2 台发电机，珙县电厂开 1 台发电机，向家坝左岸电厂和向家坝右岸电厂各开 4 台发电机。

以向上直流整流端定电流控制信号为输入，对

$$G_1(s) = \frac{-0.03156s^6 + 7.587s^5 - 605s^4 + 1.025 \times 10^5 s^3 - 2.718 \times 10^6 s^2 + 3.449 \times 10^8 s}{s^6 + 4.099s^5 + 2.136 \times 10^4 s^4 + 5.85 \times 10^4 s^3 + 1.52 \times 10^8 s^2 + 2.087 \times 10^8 s + 3.067 \times 10^{11}} \quad (12)$$

24.47 Hz 次同步振荡模式传递函数为

$$G_2(s) = \frac{-0.02712s^6 + 8.755s^5 - 1471s^4 + 3.98 \times 10^5 s^3 - 1.966 \times 10^7 s^2 + 4.513 \times 10^9 s}{s^6 + 4.929s^5 + 7.118 \times 10^4 s^4 + 2.093 \times 10^5 s^3 + 1.689 \times 10^9 s^2 + 2.422 \times 10^9 s + 1.335 \times 10^{13}} \quad (13)$$

0.74 Hz 低频振荡模式传递函数为

$$G_3(s) = \frac{-0.7226s^6 - 0.5953s^5 - 61.49s^4 - 42.25s^3 - 329.3s^2 - 92.2s}{s^6 + 3.395s^5 + 52.28s^4 + 109.1s^3 + 802.9s^2 + 756.8s + 3183} \quad (14)$$

3 鲁棒控制器设计

3.1 多通道控制器结构

通过附加直流阻尼控制器抑制交直流互联系统的次同步振荡或低频振荡时，附加的阻尼控制器可能对系统的某个振荡模式提供正阻尼，但是却激发出其他的振荡模式或对另一振荡模式提供负阻尼。针对本文研究的系统，采用巴特沃兹带通滤波器将 13.40 Hz、24.47 Hz 的次同步振荡模式以及 0.74 Hz 的低频振荡模式分解到 3 个通道，分别设计出各个通道的鲁棒阻尼控制器，抑制振荡模式间的相互影响，从而实现次同步振荡和低频振荡的同时抑制。设计出的多通道鲁棒阻尼控制器结构图如图 5 所示。

3.2 多通道鲁棒控制器设计

在控制器的设计过程中，权函数的选取至关重要，通常需要一定的经验来反复调试获得，本文权函数选取均令 $W_1=1$ 、 $W_2=k \frac{s+\alpha}{s+\beta}$ 。

其施加一个较小的阶跃扰动，以福溪电厂中 1 号机组的转子角速度与额定值的偏差为输出，采用 TLS-ESPRIT 算法辨识得到福溪电厂中 1 号发电机的各种振荡模式如表 1 所示。

表 1 福溪电厂中 1 号机振荡模式

Table 1 Oscillation modes of Fuxi plant 1st machine

振荡模式	振荡频率/Hz	阻尼比/%
1	13.40	0.11
2	24.47	0.06
3	0.74	2.15

由表 1 可知，系统存在 13.40 Hz 和 24.47 Hz 的弱阻尼次同步振荡模式以及 0.74 Hz 的弱阻尼低频振荡模式。采用巴特沃兹滤波器将 3 个振荡模式分别分离出来，再次采用 TLS-ESPRIT 算法对 3 种振荡模式的模型分别进行辨识，得到 3 种振荡模式的降阶模型分别为 $G_1(s)$ 、 $G_2(s)$ 、 $G_3(s)$ 。

13.40 Hz 次同步振荡模式传递函数为

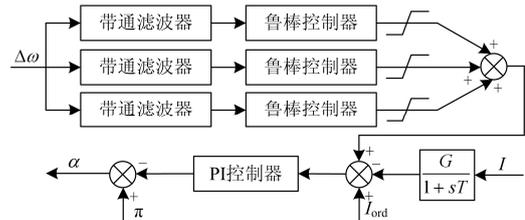


图 5 多通道阻尼控制器结构图

Fig. 5 Diagram of multi-channel damping controller

1) 针对式(12)13.40 Hz 次同步振荡模型 $G_1(s)$ ，选取权函数为

$$W_1=1, W_2=0.05 \frac{s}{s+40}$$

对原系统进行回路成形，针对成形后的系统状态空间，对式(9)和式(10)矩阵不等式进行可行解分析并最小化 β ，可求出矩阵 P 和 $\beta=4$ ，再对式(6)矩阵不等式进行可行解分析可得静态 H_∞ 鲁棒控制器 $K_\infty(s)=-1.424$ ，通过式(5)可得最终的控制式(15)。此时最大鲁棒稳定裕度 $\varepsilon_{\max}=0.447$ 。

$$G_{1f}(s) = \frac{-0.0712s}{s+40} \quad (15)$$

2) 针对式(13) 24.47 Hz 次同步振荡模型 $G_2(s)$, 选取权函数为

$$W_1 = 1, W_2 = 0.02 \cdot \frac{s}{s+100}$$

对原系统进行回路成形, 针对成形后的系统状态空间, 求解过程同上, 可求出矩阵 \mathbf{P} 和 $\beta=9$, 静态 H_∞ 鲁棒控制器 $K_\infty(s)=-2.2674$, 得到的最终的控制器式(16)。此时最大鲁棒稳定裕度 $\varepsilon_{\max}=0.316$ 。

$$G_{2f}(s) = \frac{-0.04535s}{s+100} \quad (16)$$

3) 针对式(14) 0.74 Hz 低频振荡模型 $G_3(s)$, 选取权函数为

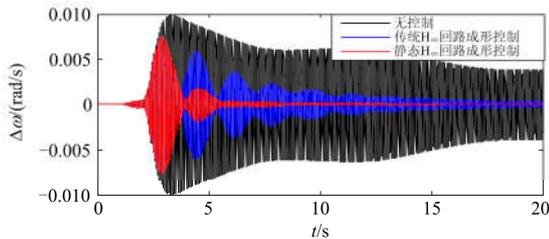
$$W_1 = 1, W_2 = 0.1 \cdot \frac{s+10}{s+40}$$

对原系统进行回路成形, 针对成形后的系统状态空间, 求解过程同上, 可求出矩阵 \mathbf{P} 和 $\beta=7$, 静态 H_∞ 鲁棒控制器 $K_\infty(s)=1.8089$, 得到最终的控制器

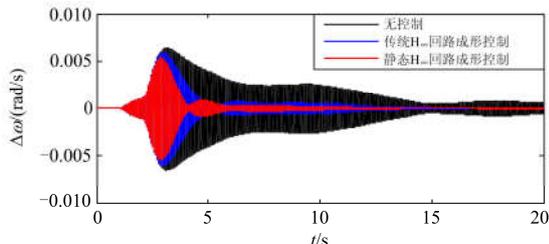
$$G_{33f}(s) = \frac{0.07892s^6 + 4.193s^5 + 47.36s^4 + 275.9s^3 + 1634s^2 + 3186s + 11120}{s^6 + 82.24s^5 + 1839s^4 + 7686s^3 + 71210s^2 + 11100s + 561400} \quad (20)$$

将所求得的控制器的 $G_{1f}(s)$ 、 $G_{2f}(s)$ 、 $G_{3f}(s)$ 和 $G_{11f}(s)$ 、 $G_{22f}(s)$ 、 $G_{33f}(s)$ 分别加入到图 5 所示的各自通道中, 在 PSCAD/EMTDC 中施加不同扰动进行验证。

(1) 2 s 时刻, 向上直流整流端定电流控制器的电流整定值由 1 p.u.(标么值)阶跃至 1.02 p.u.; 对于福溪电厂中 1 号机转子角速度与额定转子角速度的差值的各种振荡模式的抑制效果如图 6 所示。



(a) 13.40 Hz次同步振荡模式转速差



(b) 24.47 Hz次同步振荡模式转速差

式(17)。此时最大鲁棒稳定裕度 $\varepsilon_{\max}=0.354$ 。

$$G_{3f}(s) = \frac{0.1809s+1.809}{s+40} \quad (17)$$

4 仿真验证

为验证本文设计的控制器的有效性和优越性, 针对各个通道, 再选取相同的权函数, 采用上文 1.1 节所提的传统回路成形法设计控制器进行对比分析, 采用平衡截断法降阶后的对比控制器如下:

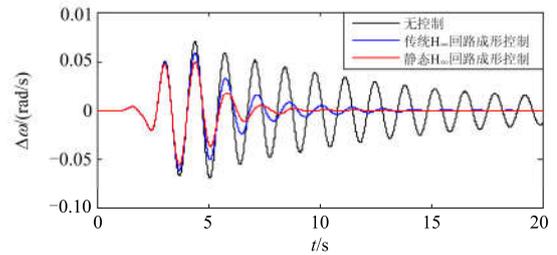
13.40 Hz 次同步振荡模态控制器

$$G_{11f}(s) = \frac{-0.06749s^4 - 2.969s^3 - 488.3s^2 - 19100s}{s^4 + 81.45s^3 + 8804s^2 + 567800s + 11280000} \quad (18)$$

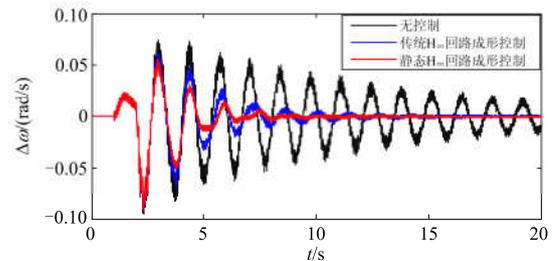
24.47 Hz 次同步振荡模态控制器

$$G_{22f}(s) = \frac{-0.01669s^4 - 1.734s^3 - 401.2s^2 - 39470s}{s^4 + 202.6s^3 + 34190s^2 + 4755000s + 236200000} \quad (19)$$

0.74 Hz 低频振荡模态控制器



(c) 0.74 Hz低频振荡模式转速差



(d) 福溪电厂中1号机转速差

图 6 第 1 种扰动下系统的动态响应

Fig. 6 System dynamic response for the first disturbance

由图 6 可知, 基于静态 H_∞ 回路成形法设计的多通道鲁棒阻尼控制器能快速准确地抑制系统次同步振荡和低频振荡, 具有良好的控制性能, 且控制效果优于传统 H_∞ 回路成形控制器。

(2) 2 s 时刻, 泸州电厂 1 号机 220 kV 侧发生

0.1 s 三相接地短路故障；对于福溪电厂中 1 号机转子角速度与额定转子角速度的差值的各种振荡模式的抑制效果如图 7 所示。

相比于图 6，由图 7 可知，此时系统产生了新的振荡模式，这是因为系统模型是通过施加小扰动辨识得到的，在发生严重故障情况下系统模型也发生了变化，而基于静态 H_{∞} 回路成形法设计的控制器在设计过程中充分考虑了其鲁棒性，因此对系统模型变化不敏感，故在系统模型变化时仍表现出较好的控制效果，体现了控制器具有较强的鲁棒性。而传统 H_{∞} 回路成形控制器虽具有一定的鲁棒性，但其控制效果不如静态 H_{∞} 回路成形控制器，且静态 H_{∞} 回路成形控制器具有更低的阶数。

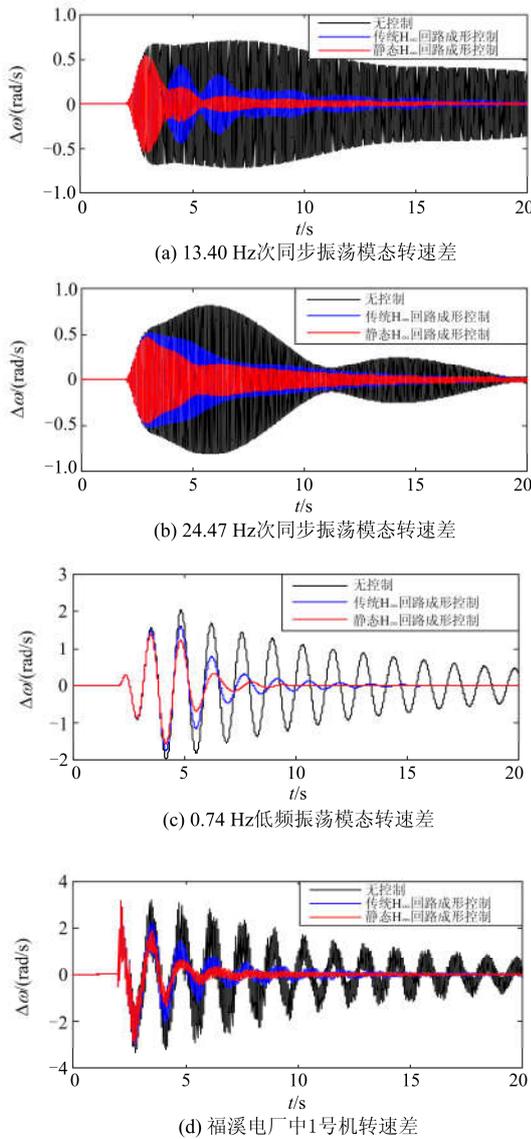


图 7 第 2 种故障下系统的动态响应

Fig. 7 System dynamic response for the second disturbance

5 结论

在实际电力系统中通常存在各种不确定性，使得基于辨识出的精确模型设计得到的控制器在实际应用中难以达到预期的控制效果，设计具有较强鲁棒性的控制器是非常有意义的。然而鲁棒控制方法在设计控制器时普遍存在阶数过高的问题，给工程实践带来了困难。本文提出一种静态 H_{∞} 回路成形法设计高压直流附加鲁棒阻尼控制器来同时抑制次同步和低频振荡，将鲁棒镇定控制器的求解转化为求解线性矩阵不等式，保证了设计的控制器的准确性和优越性，且最终设计的控制器具有和权函数一致的阶数。仿真结果表明，所设计的控制器具有良好的控制效果和较强的鲁棒性。所设计的控制器采用输出反馈，具有较低的阶数，便于工程实践。本文所提的设计方法对实际大电网控制器设计具有一定的工程借鉴价值。

参考文献

[1] 肖湘宁, 郭春林, 高本锋, 等. 电力系统次同步振荡及其抑制方法[M]. 北京: 机械工业出版社, 2014.

[2] 石辉, 张勇军, 徐涛. 我国智能电网背景下的低频振荡应对研究综述[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(24): 242-247.

SHI Hui, ZHANG Yongjun, XU Tao. Survey of response to LFO under the background of China smart grid[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(24): 242-247.

[3] 胡云花, 赵书强, 马燕峰, 等. 电力系统低频振荡和次同步振荡统一模型阻尼分析[J]. 电力自动化设备, 2005, 25(7): 6-11.

HU Yunhua, ZHAO Shuqiang, MA Yanfeng, et al. Damping analysis of unified LFO & SSO model in power system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2005, 25(7): 6-11.

[4] 胡云花, 赵书强. 电力系统低频振荡和次同步振荡的阻尼耦合分析[J]. 电力自动化设备, 2004, 24(9): 15-17.

HU Yunhua, ZHAO Shuqiang. Analysis of damping coupling relation between LFO and SSO of power system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2004, 24(9): 15-17.

[5] 鹿建成, 李啸骢, 黄维, 等. 基于 SSSC 和励磁协调抑制次同步振荡的线性最优控制器设计[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(1): 21-27.

LU Jiancheng, LI Xiaocong, HUANG Wei, et al. Linear optimal controller of static series synchronous compensator and excitation to suppress sub-synchronous oscillation[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(1): 21-27.

- [6] 时伯年, 李树鹏, 梅红明, 等. 含常规直流和柔性直流的交直流混合系统次同步振荡抑制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(20): 113-118.
SHI Bonian, LI Shupeng, MEI Hongming, et al. Research on the SSO restraining of hybrid system containing LCC_HVDC and VSC_HVDC[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(20): 113-118.
- [7] 郭磊, 张英敏, 李兴源. 多通道高压直流广域改进射影控制器设计[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(4): 29-35.
GUO Lei, ZHANG Yingmin, LI Xingyuan. Design of multi-channel wide area modified projective controller for HVDC transmission system[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(4): 29-35.
- [8] 杨秀, 王西田, 陈陈. 基于 H_∞ 鲁棒控制理论的高压直流输电系统附加次同步振荡阻尼控制设计[J]. 电网技术, 2006, 30(6): 57-61.
YANG Xiu, WANG Xitian, CHEN Chen. Design of supplemental sub-synchronous oscillation damping control based on H_∞ robust control theory of HVDC system[J]. Power System Technology, 2006, 30(6): 57-61.
- [9] 石颀, 王成山. 考虑广域信息时滞影响的 H_∞ 阻尼控制器[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(1): 30-34.
SHI Jie, WANG Chengshan. Design of H_∞ controller for damping interarea oscillations with consideration of the delay of remote signal[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(1): 30-34.
- [10] 李保宏, 张英敏, 李兴源, 等. 多通道高压直流附加鲁棒控制器设计[J]. 电网技术, 2014, 38(4): 858-864.
LI Baohong, ZHANG Yingmin, LI Xingyuan, et al. Design of multi-channel additional robust controller for HVDC transmission system[J]. Power System Technology, 2014, 38(4): 858-864.
- [11] 何朕, 孟范伟, 刘伟, 等. H_∞ 回路成形设计的鲁棒性[J]. 自动化学报, 2010, 36(6): 890-893.
HE Zhen, MENG Fanwei, LIU Wei, et al. Robustness of H_∞ loop shaping design[J]. Acta Automatica Sinica, 2010, 36(6): 890-893.
- [12] MCFARLANE D, GLOVER K. A loop shaping design procedure using H_∞ synthesis[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1992, 37(6): 759-769.
- [13] LANZON A. Weight optimization in H_∞ loop-shaping[J]. Automatica, 2008, 41: 1201-1208.
- [14] BOYD S, GHAOUI LE, FERON E, et al. Linear matrix inequalities in system and control theory[M]. Philadelphia: SIAM, 1994.
- [15] PATRA S, SEN S, RAY G. Design of static loop shaping controller in four-block framework using LMI approach[J]. Automatica, 2008, 44: 2214-2220.
- [16] TRIPATHY P, SRIVASTAVA S C, SINGH S N. A modified TLS-ESPRIT based method for low-frequency mode identification in power systems utilizing synchrophasor measurements[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2011, 26(2): 719-727.

收稿日期: 2016-12-15; 修回日期: 2017-03-21

作者简介:

李志晗(1994—), 男, 硕士研究生, 主要从事电力系统稳定与控制, 高压直流输电等方面的研究; E-mail: 2015223030015@stu.scu.edu.cn

张英敏(1974—), 女, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为高压直流输电、电力系统稳定与控制;

张爽(1982—), 男, 硕士研究生, 高级工程师, 主要研究方向为新能源并网与调控运行技术。

(编辑 葛艳娜)