

应用零动态方法设计发电机励磁控制器

I. 简单系统情况*

孙元章 黎 雄 卢 强
(清华大学电机系·100084·北京)

【摘要】 应用系统零动态的概念并根据发电机励磁系统的线性化模型, 提出了单机无穷大系统多变量励磁控制器设计的新方法。由该方法设计励磁控制器不需要求解 Riccati 矩阵方程, 所设计的反馈增益系数与发电机摇摆模式的阻尼比之间存在着显式关系式。仿真结果表明, 本文所提出的设计方法与 LQR 方法比较, 设计出的多变量励磁控制器更能有效地改善系统的动态响应。

【关键词】 励磁控制 零动态 外动态 简单系统

1 前言

发电机励磁控制是提高电力系统稳定性并改善其动态品质的一项重要控制措施。因此, 近几十年来, 针对发电机励磁控制方式的研究已经做了大量的工作, 其目的在于充分挖掘励磁控制对提高稳定性的潜力。

50 年代发展了按机端电压偏差调节的 PID 励磁控制器; 60 年代提出了辅助励磁控制器——电力系统稳定器 (PSS)^[1]; 70 年代线性最优控制理论被引入电力系统, 发展了线性最优励磁控制器 (LOEC)^[2]; 80 年代已将微分几何方法引入到电力系统, 提出了非线性励磁控制器 (NEC)^[3]。经过近 20 年的努力, LOEC 装置已正式投入到工业应用。大量的工业试验已证明, LOEC 不仅可以大幅度地提高电力系统的静态稳定性, 而且还可以有效地改善动态品质。尽管 LOEC 装置已投入工业运行, 但在设计上仍然需要改进, 多机电力系统分散最优励磁控制器设计则是典型的一例。

本文应用系统零动态的概念与设计方法, 首先提出了单机无穷大系统励磁控制器设计的新方法。根据零动态概念设计的控制系统对于系统的输出响应是最优的。同时设计的反馈增益系数与发电机转子摇摆模式的阻尼比之间存在着简单的显式关系。这种设计方法与 LQR 方法相比较, 具有其优点: 它避免了带有一定随意性的权矩阵选择问题; 同时不需要解 Riccati 矩阵方程。这一点对于解决大规模电力系统多变量励磁控制器的设计是极为重要的。

2 设计原理

对于一个单输入—单输出的线性系统

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{X}}(t) &= \mathbf{A} \mathbf{X}(t) + \mathbf{B} u(t) \\ \mathbf{Y}(t) &= \mathbf{C} \mathbf{X}(t)\end{aligned}\tag{1}$$

此处, $\mathbf{X}(t)$ 为 n 维状态向量; \mathbf{A} 为 $n \times n$ 阶定常矩阵; \mathbf{B} 为 n 阶定常矩阵; $\mathbf{Y}(t)$ 和 $u(t)$ 分别为输出

* 1995-03-25 收稿。

孙元章, 男, 1954 年生, 博士, 副教授, 研究方向为电力系统分析、非线性控制、智能控制、FACTS 应用。

黎 雄, 男, 1970 年生, 在读博士生, 研究方向为电力系统非线性控制、智能控制及计算机的工业控制。

卢 强, 男, 1936 年生, 教授, 中国科学院院士, 研究方向为电力系统线性与非线性控制、智能控制。

量和控制量。

若由式(1)表示的系统满足以下关系, 即

$$\begin{aligned} \mathbf{C} \mathbf{A}^k \mathbf{B} &= 0 & \forall k < (r - 1) \\ \mathbf{C} \mathbf{A}^{r-1} \mathbf{B} &\neq 0 \end{aligned} \quad (2)$$

则系统存在一整数 r , r 被称为系统的关系度。

为了设计使系统的输出具有最优动态品质的控制规律, 需要对系统(1)进行坐标变换, 即我们首先选择第 1 到第 r 个坐标变换关系为:

$$\begin{aligned} Z_1 &= Y(t) = \mathbf{C} \mathbf{X}(t) \\ Z_2 &= \dot{Y}(t) = \mathbf{C} \mathbf{A} \mathbf{X}(t) \\ &\vdots \\ Z_r &= Y^{(r)}(t) = \mathbf{C} \mathbf{A}^{r-1} \mathbf{X}(t) \end{aligned} \quad (3)$$

然后选择其余的 $(n - r)$ 个坐标变换关系 Z_{r+1}, \dots, Z_n , 该组坐标可通过求解以下方程式得到, 即

$$\begin{aligned} \frac{\partial Z_{r+1}}{\partial \mathbf{X}} \mathbf{B} &= 0 \\ \frac{\partial Z_{r+2}}{\partial \mathbf{X}} \mathbf{B} &= 0 \\ &\vdots \\ \frac{\partial Z_n}{\partial \mathbf{X}} \mathbf{B} &= 0 \end{aligned} \quad (4)$$

由式(3)和式(4)算出的坐标组合在一起给出了一个线性变换, 记为

$$\mathbf{Z}(t) = \mathbf{T} \mathbf{X}(t) \quad (5)$$

此处 \mathbf{T} 为非奇异矩阵。

利用式(5)所示的坐标变换, 可将系统(1)变换为:

$$\begin{aligned} \dot{Z}_1 &= Z_2 \\ &\vdots \\ \dot{Z}_{r-1} &= Z_r \\ \dot{Z}_r &= v \\ Y(t) &= Z_1 \\ \dot{\mu} &= \mathbf{A}_\mu \mu + \mathbf{A}_\xi \xi \end{aligned} \quad (6)$$

式中 $\mu = [Z_{r+1}, \dots, Z_n]^T$; $\xi = [Z_1, \dots, Z_r]^T$; \mathbf{A}_μ 为 $(n - r) \times (n - r)$ 阶定常矩阵; \mathbf{A}_ξ 为 $(n - r) \times r$ 阶定常矩阵; 新系统(6)的控制变量 v 与系统(1)的控制变量 u 之间的关系为

$$u(t) = \frac{v - \mathbf{C} \mathbf{A}^r \mathbf{X}(t)}{\mathbf{C} \mathbf{A}^{r-1} \mathbf{B}} \quad (7)$$

一般地说, 系统的输出 $Y(t)$ 实质上是系统的实际输出(动态响应)相对于平衡点输出的动态偏差。如果采用控制的手段强迫系统输出量的偏差在任何时刻均为零, 即使得

$$Y(t) = \mathbf{C} \mathbf{X}(t) = 0 \quad \forall t \geq 0 \quad (8)$$

在这种情况下有 $Z_1(t) = Z_2(t) = \dots = Z_r(t) = 0 \quad \forall t \geq 0$

或 $\xi(t) = 0 \quad \forall t \geq 0$

在这样的条件下, 保证系统输出量偏差为零的控制规律应为:

$$u(t) = -\frac{\mathbf{C} \mathbf{A}^r \mathbf{X}(t)}{\mathbf{C} \mathbf{A}^{r-1} \mathbf{B}} \quad (9)$$

由前面已经知道, 方程式(6)的前 r 个方程已消失, 剩下的动态方程已变为:

$$\dot{\mu} = A_\mu \mu \quad (10)$$

由以上推导不难看出, 系统的输出(也称为外动态)在式(9)所示的控制方式的作用下恒等于零, 同式(10)这组微分方程所描述的正是系统的内部动态行为。这组决定系统内部动态行为的方程组(10)称为原系统(1)的“零动态”。如果系统(1)的零动态(10)是渐近稳定的, 则在式(9)所给出的控制规律作用下, 整个系统必然是稳定的, 且输出量的动态偏差在任何时刻均保持为零。

在实际系统中, 由于系统往往存在着失灵区和限幅效应以及一定的时滞效应等, 使得 $Y(t)$ 在任何时刻均保持为零的指标难以真正实现。有时只需要对系统的输出作稳定调节, 这时可以选择控制规律为

$$\begin{aligned} v &= -K_1 Y(t) - K_2 \dot{Y}(t) - \dots - K_r Y^{(r)}(t) \\ &= -K_1 C X(t) - K_2 C A X(t) - \dots - K_r C A^{r-1} X(t) \end{aligned} \quad (11)$$

这时原系统(1)的控制规律为:

$$u(t) = \frac{-K_1 C X(t) - K_2 C A X(t) - \dots - K_r C A^{r-1} X(t) - C A^r X(t)}{C A^{r-1} B} \quad (12)$$

系统的内部动态可由下式确定

$$\dot{\mu} = A_\mu \mu + A_\xi e^{\bar{A}t} \xi(0) \quad (13)$$

式中的矩阵 \bar{A} 为

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & & & \\ 0 & 0 & \cdots & & 1 \\ -K_1 & -K_2 & \cdots & & -K_r \end{bmatrix}$$

由于选择的参数 K_1, \dots, K_r 使 \bar{A} 的特征值具有负实部, 因此系统的内部动态的稳定性仍然由矩阵 A_μ 确定。只要 A_μ 的所有特征值具有负实部, 则在控制律(12)的作用下, 整个系统就是稳定的, 并且输出量可达到稳定调节的目的。

3 发电机励磁控制器设计

对于单机无穷大系统, 当发电机采用可控硅快速励磁方式时, 系统的线性化状态方程式可以写为:

$$\begin{aligned} \dot{\Delta\delta} &= \Delta\omega \\ \dot{\Delta\omega} &= -\frac{\omega_0}{H} S_{E'} \Delta\delta - \frac{D}{H} \Delta\omega - \frac{\omega_0}{H} R_{E'} \Delta E_q' \\ \dot{\Delta E_q'} &= -\frac{X_d - X_d'}{T_{d0}} R_{E'} \Delta\delta - \frac{X_{d\Sigma}}{T_{d0} X_{d\Sigma'}} \Delta E_q' + \frac{1}{T_{d0}} \Delta u_f \end{aligned} \quad (14)$$

式中

$$\begin{aligned} R_{E'} &= \frac{\partial P_e}{\partial E_q'} = \frac{V_s}{X_{d\Sigma'}} \sin\delta_0 \\ S_{E'} &= \frac{\partial P_e}{\partial \delta} = \frac{E_{q0}' V_s}{X_{d\Sigma'}} \cos\delta_0 + V_s^2 \frac{X_d' - X_d}{X_{d\Sigma'} X_{d\Sigma}} \cos 2\delta_0 \\ X_{d\Sigma'} &= X_d' + X_T + \frac{1}{2} X_l, \quad X_{d\Sigma} = X_d + X_T + \frac{1}{2} X_l \end{aligned} \quad (15)$$

其中 $\Delta\delta$ 为发电机转子角度增量; $\Delta\omega$ 为角速度增量; $\Delta E_q'$ 为 q 轴暂态电势增量; Δu_f 为励磁电压增量, 即控制量; H 、 D 分别为转动惯量和阻尼系数; X_d 、 X_d' 、 X_T 、 X_l 分别为发电机的同步电抗、次同步电抗、变压器电抗和线路电抗; 下标“0”表示在平衡点处的值。

众所周知, 通过发电机励磁控制不仅要提高机端电压 V_t 的调节精度, 即系统受到扰动后, 机端电压偏差 ΔV_t 应尽可能小; 而且还要给系统提供尽可能大的阻尼, 使系统受到干扰后尽可能快

的平息过渡过程。这个条件可等效地表示为系统的频率偏差 $\Delta\omega$ 在动态过程中尽可能小。根据以上要求, 如果把发电机机端电压偏差 ΔV_t 与频率偏差 $\Delta\omega$ 作为系统的外部动态(输出), 则系统输出方程可建立为:

$$Y(t) = \Delta V_t - K_\omega \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \quad (16)$$

式中 K_ω 为加权系数。上式中 $\Delta\omega$ 项取负号是因为 ΔV_t 与 $\Delta\omega$ 在调节过程中相位上是相反的, 即当发电机电压升高时, 发电机电功率 P_e 增加, 这时会导致发电机角频率下降。因此, 要使 $Y(t)$ 在任何时刻达到最小值或零, 式(16) 的取值才有意义。

由发电机运行方程可知, 机端电压可借助于 q 轴暂态电势 $\Delta E'_q$ 和转子角度 $\Delta\delta$ 表示, 即

$$\Delta V_t = R_{v'} \Delta E'_q + S_{v'} \Delta\delta \quad (17)$$

此处,

$$R_{v'} = \frac{V_{tq0}}{V_{t0}} \frac{X_T + X_l}{X_{d\Sigma}'}$$

$$S_{v'} = \frac{V_{td0}}{V_{t0}} \frac{X_q}{X_{q\Sigma}} V_s \cos\delta_0 - \frac{V_{tq0}}{V_{t0}} \frac{X_d'}{X_{d\Sigma}'} V_s \sin\delta_0$$

综合状态方程式(14)和输出方程式(16), 单机无穷大系统可以写成以下的标准形式

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}}(t) &= \mathbf{A} \mathbf{X}(t) + \mathbf{B} u(t) \\ Y(t) &= \mathbf{C} \mathbf{X}(t) \end{aligned} \quad (18)$$

式中 $\mathbf{X}(t) = [\Delta\delta \quad \Delta\omega \quad \Delta E'_q]^\top$, $u(t) = \Delta u_f$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\frac{\omega_0}{H} S_{E'} & -\frac{D}{H} & -\frac{\omega_0}{H} R_{E'} \\ -\frac{X_d - X_d'}{T_{d0}} R_{E'} & 0 & -\frac{X_{d\Sigma}}{T_{d0} X_{d\Sigma}'} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = [0 \quad 0 \quad \frac{1}{T_{d0}}]^\top$$

$$\mathbf{C} = [S_{v'} \quad -\frac{K_\omega}{\omega_0} \quad R_{v'}]$$

由上一节的设计原理可以计算 $\mathbf{C} \mathbf{A}^k \mathbf{B}$ 值, 当 $k = 0$, 即 $r = 1$ 时, $\mathbf{C} \mathbf{B}$ 值为

$$\mathbf{C} \mathbf{B} = \left[S_{v'} \quad -\frac{K_\omega}{\omega_0} \quad R_{v'} \right] \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_{d0}} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_{d0}} \frac{V_{tq0}(X_T + X_l)}{V_{t0} X_{d\Sigma}'} \neq 0$$

因此, 系统(18)的关系度 $r=1$ 。根据式(3)和式(4)可以选择以下的一组坐标变换

$$Z_1 = Y(t) = \mathbf{C} \mathbf{X}(t) = R_{v'} \Delta E'_q + S_{v'} \Delta\delta - K_\omega \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \quad (19)$$

$$Z_2 = \Delta\delta$$

$$Z_3 = \Delta\omega$$

或写为

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{v'} & -\frac{K_\omega}{\omega_0} & R_{v'} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\delta \\ \Delta\omega \\ \Delta E'_q \end{bmatrix} = \mathbf{T} \mathbf{X}(t)$$

显然 \mathbf{T} 的行列式值 $\det(\mathbf{T}) = R_{v'} \neq 0$, 故 \mathbf{T} 是一个非奇异矩阵。在坐标变换(19)下, 系统(18)可变换为以下形式

$$\begin{aligned}\dot{Z}_1 &= v \\ \dot{Z}_2 &= Z_3 \\ \dot{Z}_3 &= -\frac{\omega_0}{H} S_{E'} Z_2 - \frac{D}{H} Z_3 - \frac{\omega_0}{H} R_{E'} \left(\frac{1}{R_{v'}} Z_1 - \frac{S_{v'}}{R_{v'}} Z_2 + \frac{K_\omega}{\omega_0 R_{v'}} Z_3 \right) \\ Y(t) &= Z_1\end{aligned}\tag{20}$$

其中, v 与 Δu_f 的关系式为

$$\Delta u_f = \frac{T_{d0}}{R_{v'}} v - \frac{T_{d0}}{R_{v'}} \left(S_{v'} - \frac{D}{H} K_\omega \right) \Delta \omega - \frac{T_{d0}}{R_{v'}} \frac{1}{H} K_\omega \Delta P_e + \Delta E_q\tag{21}$$

如果只要求控制系统对于系统输出作稳定调节, 则可选择

$$\begin{aligned}v &= -k_y Y(t) = -k_y Z_1(t) \\ &= -k_y (\Delta V_t - K_\omega \Delta \omega)\end{aligned}\tag{22}$$

将上式代入式(20), 则有

$$\dot{Z}_1(t) = -k_y Z_1(t) \quad \text{或} \quad \dot{Y}(t) = -k_y Y(t)$$

$$\text{解上式有} \quad Z_1(t) = e^{-k_y t} Z_1(0) \quad \text{或} \quad Y(t) = e^{-k_y t} Y(0)$$

显然, k_y 选得越大, $Y(t)$ 过渡到平衡点越快。

将式(22)代入式(21), 可以得到原系统(18)的励磁控制律为:

$$\begin{aligned}\Delta u_f(t) &= -\frac{T_{d0}}{R_{v'}} k_y \Delta V_t + \frac{T_{d0}}{R_{v'}} (k_y K_\omega - S_{v'} + \frac{D}{H} K_\omega) \Delta \omega \\ &\quad - \frac{T_{d0}}{R_{v'}} \frac{1}{H} K_\omega \Delta P_e + \Delta E_q\end{aligned}\tag{23}$$

或写成

$$\Delta u_f(t) = -k_v^* \Delta V_t + k_\omega^* \Delta \omega - k_p^* \Delta P_e\tag{24}$$

式中

$$k_v^* = \frac{T_{d0}}{R_{v'}} k_y + \frac{S_E}{R_E S_v - S_E R_v}$$

$$k_\omega^* = \frac{T_{d0}}{R_{v'}} (k_y K_\omega - S_{v'} + \frac{D}{H} K_\omega)$$

$$k_p^* = \frac{T_{d0}}{R_{v'}} \frac{1}{H} K_\omega - \frac{S_v}{R_E S_v - S_E R_v}$$

此处

$$R_E = \frac{V_s}{X_{d\Sigma}} \sin \delta_0$$

$$S_E = \frac{E_{q0} V_s}{X_{d\Sigma}} \cos \delta_0$$

$$R_v = \frac{V_{t0}}{V_{t0}} \frac{X_T + X_l}{X_{d\Sigma}}$$

$$S_v = \frac{V_{t0}}{V_{t0}} \frac{X_q}{X_{q\Sigma}} V_s \cos \delta_0 - \frac{V_{t0}}{V_{t0}} \frac{X_d}{X_{d\Sigma}} V_s \sin \delta_0$$

在式(23)所示的控制规律下, 系统的行为完全由系统的内部动态

$$\begin{aligned}\dot{Z}_2 &= Z_3 \\ \dot{Z}_3 &= -\frac{\omega_0}{H} \left(S_{E'} - \frac{S_{v'}}{R_{v'}} R_{E'} \right) Z_2 - \left(\frac{D}{H} + \frac{1}{H} \frac{R_{E'}}{R_{v'}} K_\omega \right) Z_3 - \frac{\omega_0}{H} \frac{R_{E'}}{R_{v'}} e^{-k_y t} Z_1(0)\end{aligned}\tag{25}$$

所决定。实际上, 上式的稳定问题完全由以下的齐次微分方程组所决定

$$\begin{aligned}\dot{Z}_2 &= Z_3 \\ \dot{Z}_3 &= -\frac{\omega_0}{H} \left(S_{E'} - \frac{S_{v'}}{R_{v'}} R_{E'} \right) Z_2 - \left(\frac{D}{H} + \frac{1}{H} \frac{R_{E'}}{R_{v'}} K_\omega \right) Z_3\end{aligned}\quad (26)$$

若考虑到式(19)所示的坐标变换关系，则有

$$\begin{aligned}\dot{\Delta\delta} &= \Delta\omega \\ \dot{\Delta\omega} &= -\frac{\omega_0}{H} \left(S_{E'} - \frac{S_{v'}}{R_{v'}} R_{E'} \right) \Delta\delta - \left(\frac{D}{H} + \frac{1}{H} \frac{R_{E'}}{R_{v'}} K_\omega \right) \Delta\omega\end{aligned}\quad (27)$$

4 稳定性分析

为分析原系统(18)在控制规律(24)的作用下系统是否稳定，必须分析系统内部动态(27)的稳定性。由特征值分析可知，系统(27)所对应的特征值应为：

$$\lambda_{1,2} = -\frac{1}{2} \left(\frac{D}{H} + \frac{R_{E'} K_\omega}{H R_{v'}} \right) \pm j \sqrt{\frac{\omega_0}{H} \left(S_{E'} - \frac{R_{E'}}{R_{v'}} S_{v'} \right) - \frac{1}{4} \left(\frac{D}{H} + \frac{R_{E'} K_\omega}{H R_{v'}} \right)^2} \quad (28)$$

众所周知，当发电机采用常规励磁控制时，可以认为维持发电机 q 轴电势 E_q' 恒定，即 $\Delta E_q' = 0$ ，在这种常规控制作用下，发电机可以用以下的偏差方程表示：

$$\begin{aligned}\dot{\Delta\delta} &= \Delta\omega \\ \dot{\Delta\omega} &= -\frac{\omega_0}{H} S_{E'} \Delta\delta - \frac{D}{H} \Delta\omega\end{aligned}\quad (29)$$

相应的转子摇摆模式为

$$\lambda_{1,2}' = -\frac{D}{2H} \pm j \sqrt{\frac{\omega_0}{H} S_{E'} - \frac{1}{4} \left(\frac{D}{H} \right)^2} \quad (30)$$

对照式(28)与式(30)不难看出，在常规励磁控制作用下，转子摇摆模式的实部仅与发电机机械阻尼系数 D 有关。当采用多变量励磁控制器时，转子摇摆模式的实部已不是仅由 D 所决定，它已增加了附加阻尼项。该阻尼项的大小与 K_ω 有关。由 $R_{E'}$ 和 $R_{v'}$ 的表达式可知，它们的取值在运行点变化的很大范围内均为正值，因此可通过选择不同的 K_ω 值达到系统所需阻尼的要求。

由特征值阻尼比的定义有

$$\xi = \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{D}{H} + \frac{R_{E'} K_\omega}{H R_{v'}} \right)}{\frac{\omega_0}{H} \left(S_{E'} - \frac{R_{E'}}{R_{v'}} S_{v'} \right)} \quad (31)$$

依上述公式可以求出 K_ω 的值应为

$$K_\omega = \frac{H R_{v'}}{R_{E'}} \left[2\xi_g \frac{\omega_0}{H} \left(S_{E'} - \frac{R_{E'}}{R_{v'}} S_{v'} \right) - \frac{D}{H} \right] \quad (32)$$

式中 ξ_g 为设计者给定的转子摇摆模式的阻尼比。

从特征值(28)和(30)式可进一步看出：

①当采用由式(24)表示的多变量励磁控制器，系统的极限运行角可由下式确定

$$S_{E'} - \frac{R_{E'}}{R_{v'}} S_{v'} > 0 \quad (33)$$

②当采用常规励磁控制器时，系统的极限运行角由下式确定

$$S_{E'} > 0 \quad (34)$$

由各偏导数的定义有 $R_{E'} > 0$, $R_{v'} > 0$, $S_{v'} < 0$ ，因此，从理论分析可知，采用多变量励磁控制器

(24) 要比采用常规励磁控制器其极限运行角要大得多。

5 计算机仿真研究

被仿真的单机无穷大系统如图1所示。

在仿真研究中, 故障方式为0 s 在发电机端的高压母线上发生三相短路, 0.15 s 切除故障并恢复到正常网络结构。采用两种控制方式: 第一种用LQR方法设计的线性最优励磁控制器, 由最优权矩阵搜索软件可得到最优控制增益系数为: $k_p^* = 38.2$, $k_\omega^* = -5.7$, k_v^*

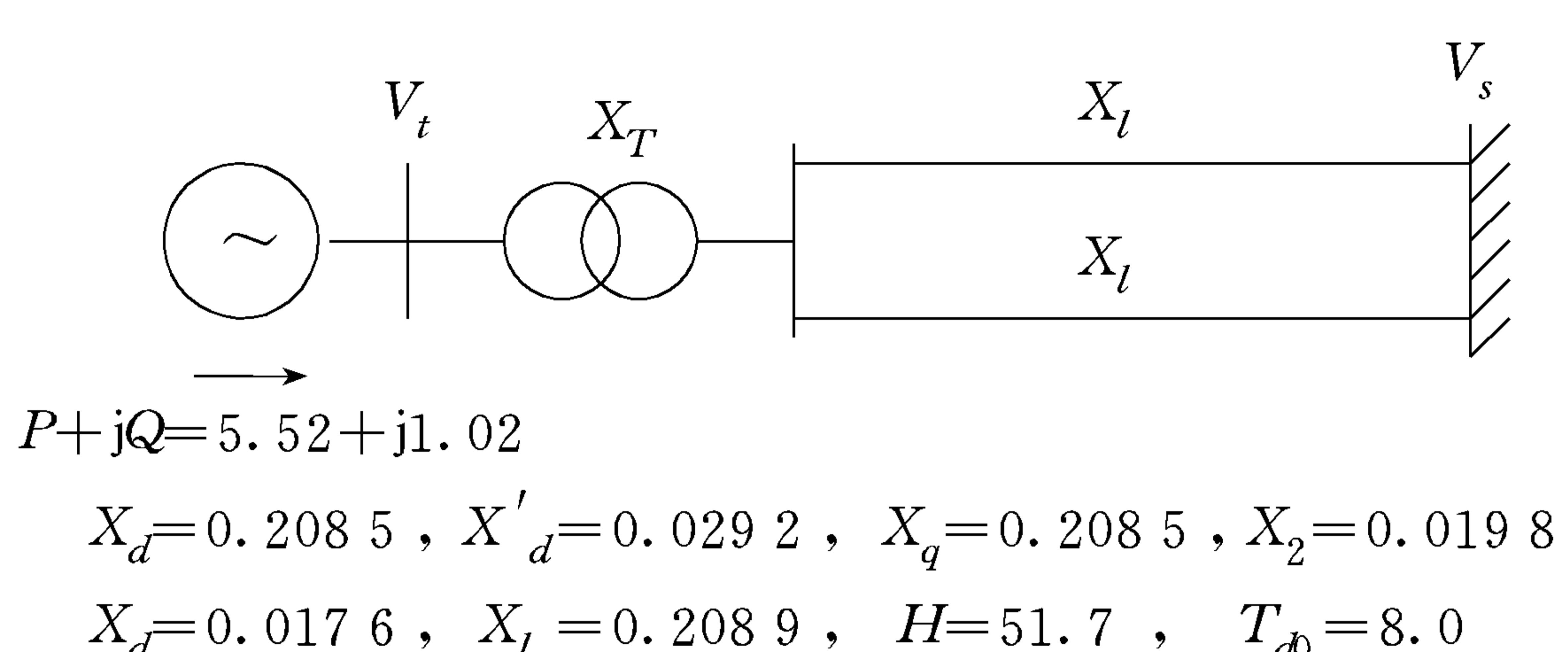
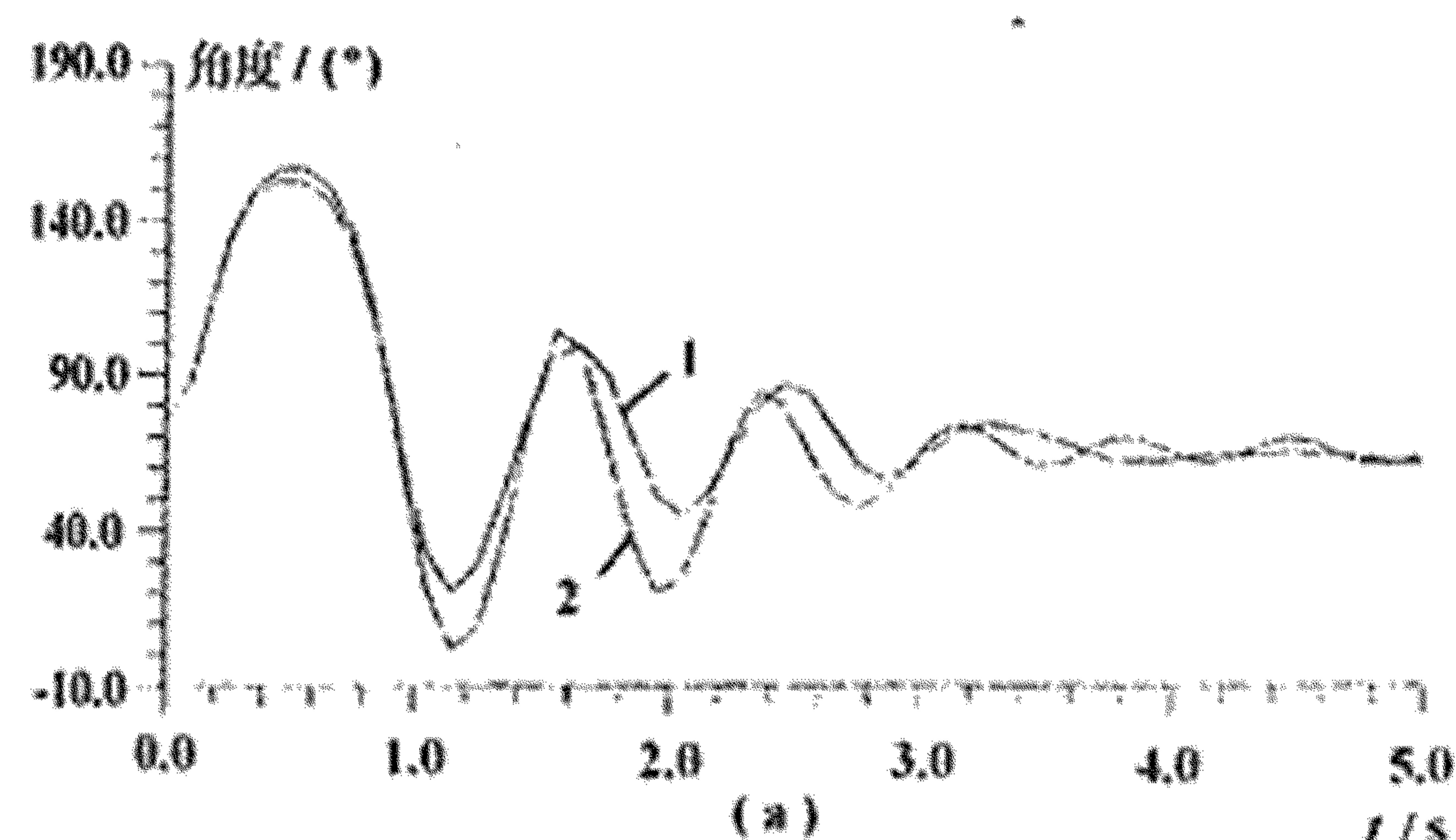
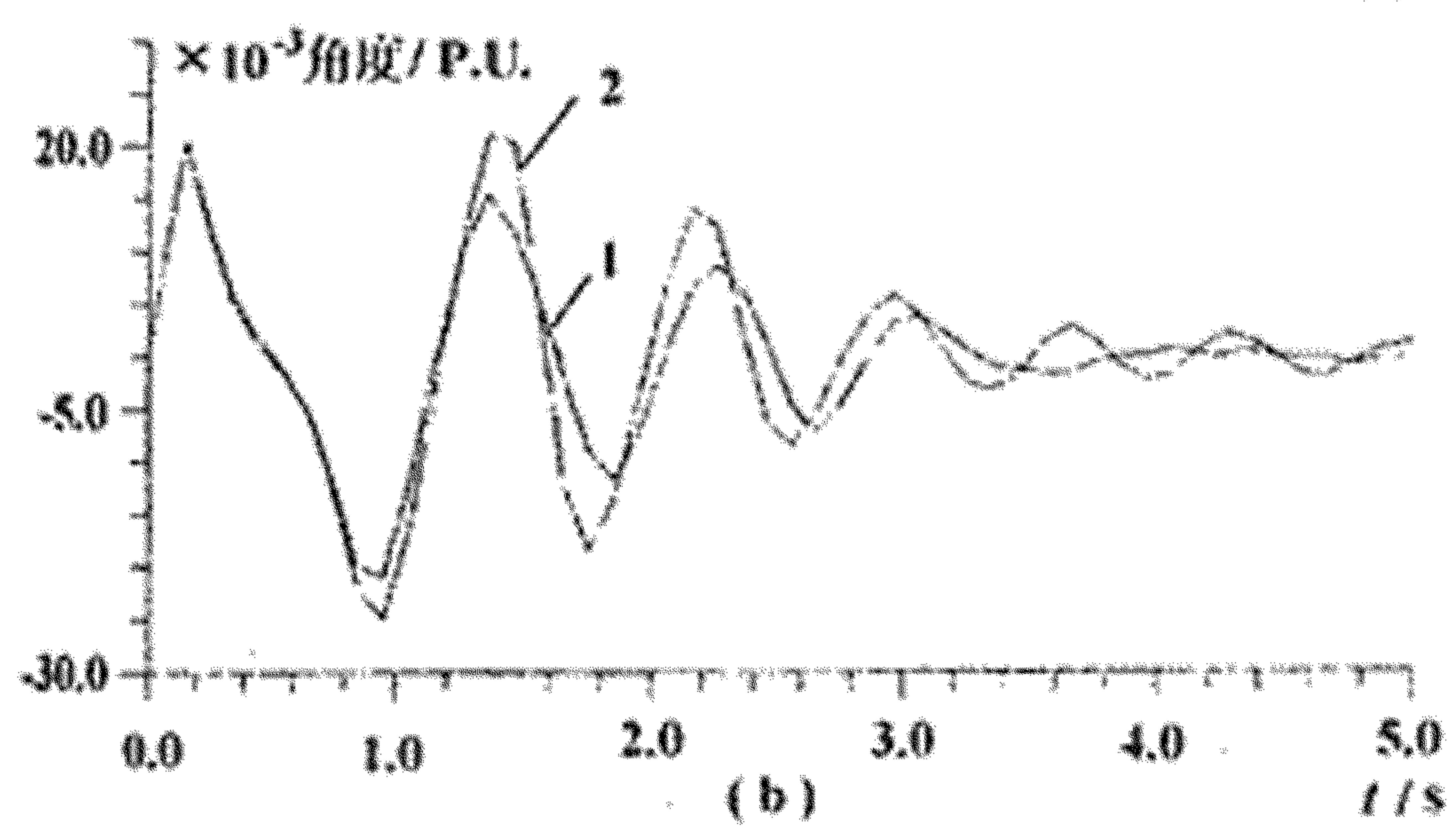


图1 单机无穷大系统及参数

Fig. 1 One machine to infinite bus power system and related parameters



(a)



(b)

曲线1——零动态设计方法

曲线2——最优励磁控制

Curve 1—Zero dynamic design method

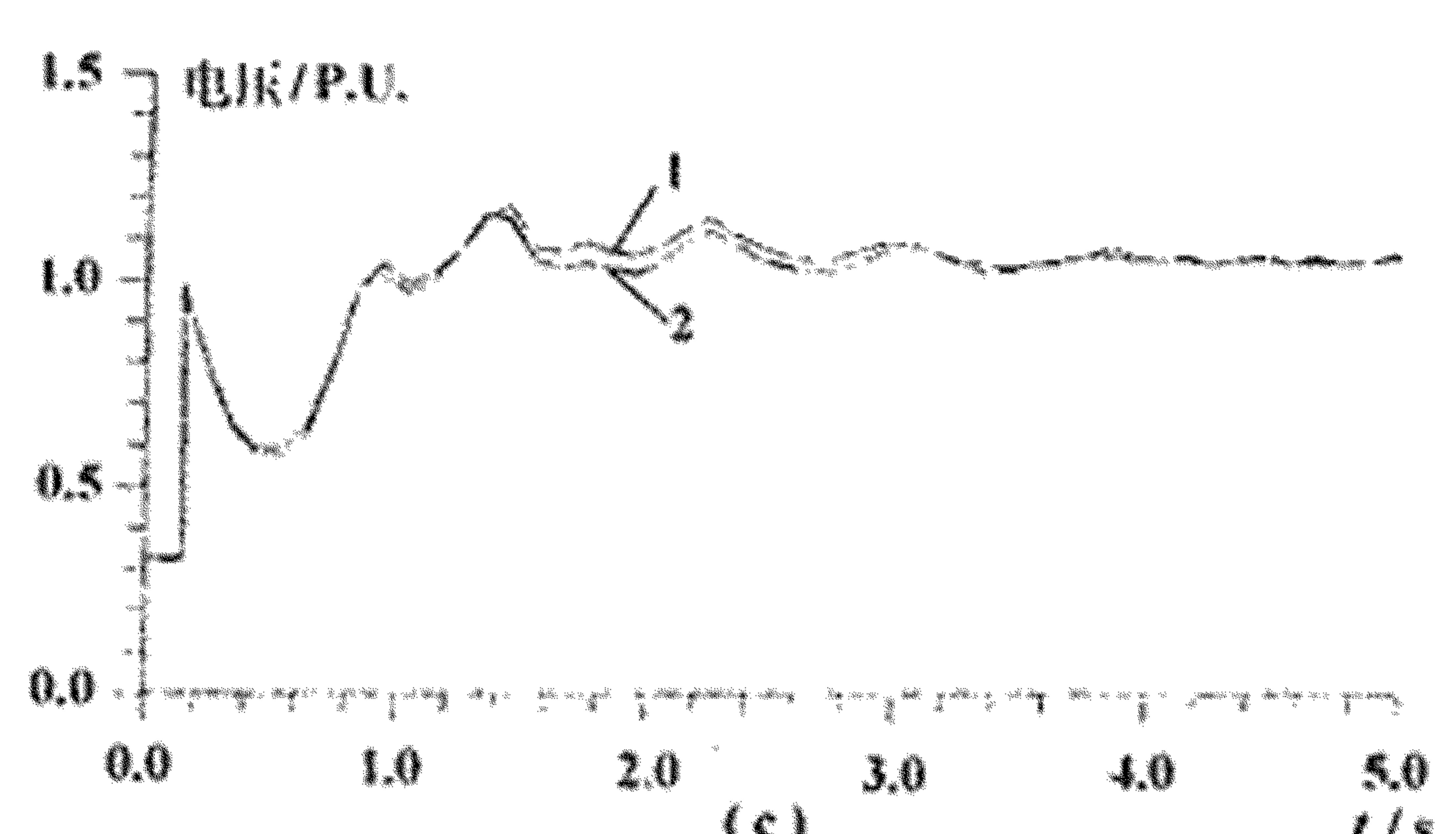
Curve 2—Linear optimal excitation control

图2 系统的暂态响应曲线

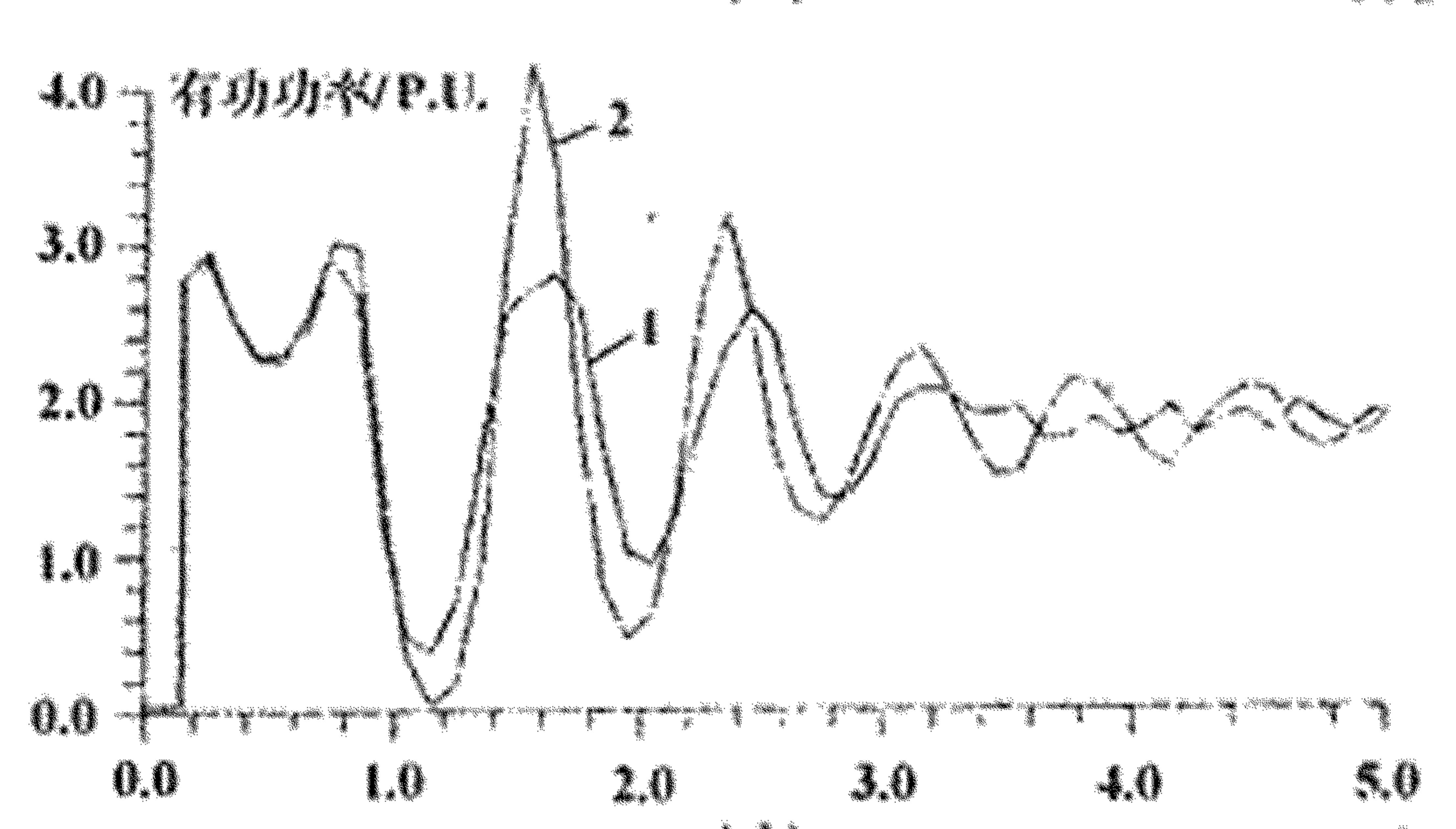
Fig. 2 System transient response curve

磁控制器, 其增益系数为: $k_p^* = 15.25$, $k_\omega^* = -1.27$, $k_v^* = 98.41$, 这里选择 $k_y = 10.0$, 阻尼比选择为0.3。仿真结果示图2所示。

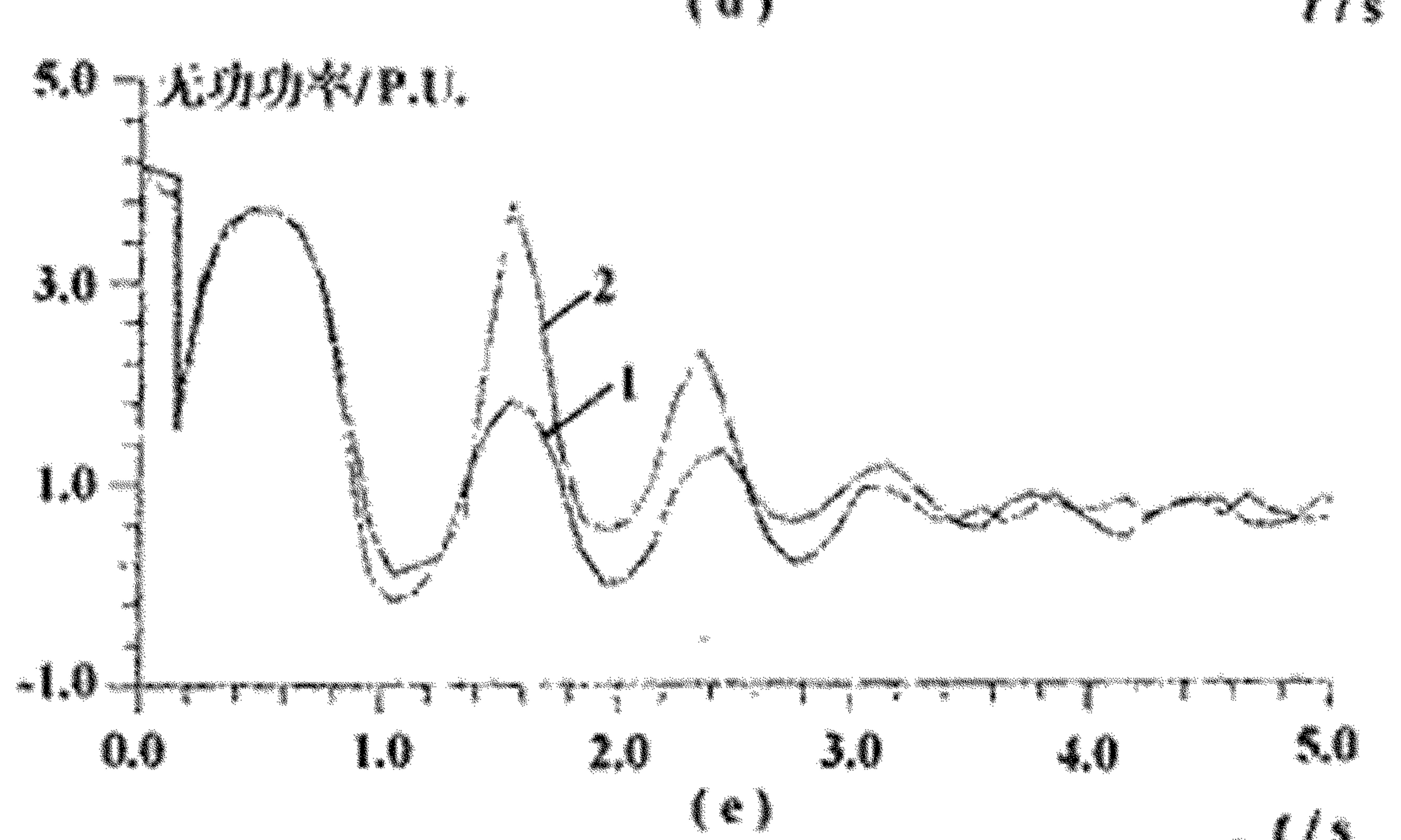
从图2(a)至(e)可知, 系统的频率和电压的动态响应均优于LQR方法设计的结果。这是因为, 本文所提出的方法是采用控制的手段强迫系统的输出量的动态偏差在任何时刻均为零或最快的衰



(c)



(d)



(e)

= 91.3; 第二种用本文所提方法设计的多变量励

磁控制器, 其增益系数为: $k_p^* = 15.25$, $k_\omega^* = -1.27$, $k_v^* = 98.41$, 这里选择 $k_y = 10.0$, 阻尼比选

择为0.3。仿真结果示图2所示。

减。这就意味着，从该控制系统的外部动态看来，该系统是具有高稳定度的，以致于在任何干扰下，其输出都保持不变或最快回到平衡点。使系统的输出具有最优的动态品质，因为零必然小于或等于 LQR 方法中二次型性能指标的极小值，或者说，LQR 方法中二次型性能指标是从 $t = 0$ 至无穷大时间内使所有状态量与控制量偏差的加权和取极小值，而本文所提方法是让系统输出量的动态偏差按指数衰减到零。因此，图 2(a) 至(e) 所给结果中，本文提供的设计所得结果均优于按 LQR 设计所得的结果。

6 结论

本文所提出的按系统外动态最优的多变量励磁控制器的设计方法与 LQR 方法相比，可以进一步改善电力系统的动态品质。这种设计方法不要求解 Riccati 矩阵方程，避免了带有一定随意性的权矩阵选择问题。设计者可根据转子摇摆模式所希望达到的阻尼比选择加权系数 K_ω ，可根据输出动态的衰减速度选择 k_y 。这种方法的设计优点对于解决大规模电力系统的多变量励磁控制器的设计是极其重要的。

参 考 文 献

- 1 Demello F P, Concordia C. Concept of Synchronous Machine Stability as Effected by Excitation Control. *IEEE Trans on Power App Systems*, Vol. PAS-88, 1969. 4: 316~329
- 2 Yu Y N, Vongsuriya K, Wedman L N. Application of an Optimal Control Theory to a Power System. *IEEE Trans on Power App Systems*, Vol. PAS-89, 1970. 1: 55~62
- 3 孙元章, 卢 强, 高景德. 多机电力系统非线性励磁控制器的研究. *中国电机工程学报*, 1989. 11, 9 (6)

DESIGNING EXCITATION CONTROLLER FROM ZERO DYNAMICS VIEW POINT I. CASE OF SIMPLE POWER SYSTEM

Sun Yuanzhang, Li Xiong, Lu Qiang

(Dept of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing)

Abstract Based on zero dynamics view point and linearized model of excitation system, a new approach of excitation control design for an one-machine to infinite bus power system has been presented in this paper. By using the proposed design method, there is no need to solve Riccati matrix equation. And there is explicit relationship between the designed feedback gain coefficients and damping rate of swing mode. The simulation results show that the excitation control scheme based on zero dynamics is more effective than one based LQR for improvement of power system dynamic responses.

Keywords excitation control zero dynamics external dynamics simple power system