

动态系统“类等效”模型测辨及多可调参数的 Padé 模型降阶

李祖枢 周其鉴 任伟
(重庆大学)

摘 要

本文提出了一种时域和频域测辨相结合的线性定常系统测辨新方法。当高阶系统传递函数已知时，它就是具有多可调参数的 Padé 逼近。此法由测辨高阶系统前 n 阶时间矩和测辨描述系统主要动态性能的一些典型频率响应数据，确定动态系统“类等效”简化模型的参数。此外，“外推函数”的使用有效地提高了时矩测辨的精度。实例表明，本方法简易、精确和灵活，适于工程建模，便于工程设计。

一、引 言

从工程控制和设计的观点看来，无论被控对象(过程)内部多么复杂，对象数学模型阶数应尽可能低，且又能反映对象主要动态特性的所谓“类等效”简化模型^[1]。可以说系统测辨、模型简化和控制器设计都可以从这点出发在方法上统一起来。因此，有必要在进一步完善具有可调参数的模型降阶这类方法^[1,2]的同时，深入探讨模型简化思想在系统测辨、参数估计和控制器设计上的应用。正因如此，本文首先提出了一种以拟合系统前 n 阶时间矩和几个主要频率响应数据的具有多可调参数的 Padé 模型降阶法，然后导出一种时域和频域相结合、直接测辨动态系统“类等效”简化模型的新测辨方法。

从评价模型简化方法优劣的角度看，新方法将准确性、灵活性和计算的简易性很好地统一起来，且能保持原模型的稳定特性及稳定程度。作为一种系统测辨和参数估计的方法，与经典的时域法^[3,4]和频域法^[5,6]相比，此法兼有时域测辨的简易、快速及频域参数估计的精度较高等优点。由于欲拟合的“类等效要素”(稳态增益、等效时滞和一些主要频率响应数据等^[1,7])的选择本身就来自控制系统设计所要求的性能指标，因而得到的模型适于工程应用。

二、具有多可调参数的 Padé 逼近及系统测辨的新构思

设高阶系统的传递函数为

$$G(s) = \frac{a_0 + a_1s + a_2s^2 + \cdots + a_ms^m}{1 + b_1s + b_2s^2 + \cdots + b_ns^n}, \quad m \leq n \quad (1)$$

$$= c_0 + c_1s + c_2s^2 + \cdots + c_is^i + \cdots \quad (2)$$

又设 $G(s)$ 的 (j, k) 阶“类等效”简化模型为

$$R_{j,k}(s) = \frac{d_0 + d_1s + d_2s^2 + \cdots + d_js^j}{1 + e_1s + e_2s^2 + \cdots + e_ks^k} \quad j \leq k \quad (3)$$

$$= r_0 + r_1s + r_2s^2 + \cdots + r_is^i + \cdots \quad (4)$$

所谓多可调参数的 Padé 逼近就是使 $R_{j,k}(s)$ 和 $G(s)$ 的幂级数中前 $j + k + 1 - 2l$ 个系数完全一致, 并使 $R_{j,k}(s)$ 和 $G(s)$ 在 l 个主要频率 $\omega_1, \omega_2, \cdots, \omega_l$ 处的频率特性完全一致, 即

$$\begin{cases} r_i = c_i, & i = 1, 2, \cdots, j + k + 1 - 2l, \\ R_{j,k}(j\omega_p) = G(j\omega_p), & p = 1, 2, \cdots, l, 2l \leq j + k - 1. \end{cases} \quad (5)$$

按定义, $G(s)$ 的第 i 阶时矩(时间矩) M_i 为

$$M_i \triangleq \int_0^{\infty} t^i g(t) dt, \quad i = 0, 1, 2, \cdots, \quad (6)$$

且其与 $G(s)$ 的幂级数系数的关系为

$$c_i = (-1)^i \frac{1}{i!} M_i^{[8]}, \quad i = 0, 1, 2, \cdots \quad (7)$$

因此, $R_{j,k}(s)$ 和 $G(s)$ 的幂级数中前 $j + k + 1 - 2l$ 个系数一致意味着 $R_{j,k}(s)$ 拟合了 $G(s)$ 的前 $j + k + 1 - 2l$ 阶时矩. 由于拟合时矩个数和拟合频率点及个数选择的任意性, $R_{j,k}(s)$ 实际上是一族, 其中 $R_{j,k}(s)$ 的所有系数均是可调参数.

按 Padé 逼近的定义, 容易从 (5) 式得到确定简化模型系数的方程组:

$$\begin{cases} d_0 = c_0, \\ d_1 = c_0e_1 + c_1, \\ d_2 = c_0e_2 + c_1e_1 + c_2, \\ \cdots \cdots \cdots \\ R_{j,k}(j\omega_1) = G(j\omega_1), \\ \cdots \cdots \cdots \\ R_{j,k}(j\omega_l) = G(j\omega_l) \end{cases} \quad (8)$$

(8) 式后 l 个为复数方程, 它们等价于 $2l$ 个实数方程. 设

$$R_{j,k}(j\omega_p) = \frac{P_R^p + jP_I^p}{Q_R^p + jQ_I^p}, \quad p = 1, 2, \cdots, l, \quad (9)$$

$$G(j\omega_p) = G_R^p + jG_I^p, \quad p = 1, 2, \cdots, l. \quad (10)$$

其中 G_R^p 和 G_I^p 为 $G(s)$ 在 ω_p 处的实频和虚频, 而

$$\begin{cases} P_R^p = d_0 - d_2\omega_p^2 + d_4\omega_p^4 - \cdots, \\ P_I^p = d_1\omega_p - d_3\omega_p^3 + d_5\omega_p^5 - \cdots, \\ Q_R^p = 1 - e_2\omega_p^2 + e_4\omega_p^4 - \cdots, \\ Q_I^p = e_1\omega_p - e_3\omega_p^3 + e_5\omega_p^5 - \cdots, \quad p = 1, 2, \cdots, l. \end{cases} \quad (11)$$

将 (9), (10) 式代入 (8) 式的后 l 个复数方程, 按复函数相等的定义容易推得

$$\begin{cases} G_R^p Q_R^p - G_I^p Q_I^p = P_R^p, \\ G_R^p Q_I^p + G_I^p Q_R^p = P_I^p. \end{cases} \quad p = 1, 2, \dots, l \quad (12)$$

再将 (11) 式代入，整理后得

$$\begin{cases} d_0 - \omega_p^2 d_2 + \omega_p^4 d_4 - \dots + G_I^p \omega_p e_1 + G_R^p \omega_p^2 e_2 - G_I^p \omega_p^3 e_3 \\ \quad - G_R^p \omega_p^4 e_4 + \dots = G_R^p, \\ \omega_p d_1 - \omega_p^3 d_3 + \omega_p^5 d_5 - \dots - G_R^p \omega_p e_1 + G_I^p \omega_p^2 e_2 + G_R^p \omega_p^3 e_3 - G_I^p \omega_p^4 e_4 + \dots \\ \quad = G_I^p, \end{cases} \quad p = 1, 2, \dots, l. \quad (13)$$

这样一来，(8) 式可整理成确定 $R_{j,k}(s)$ 分子、分母多项式系数 $d_0, d_1, \dots, d_j, e_1, e_2, \dots, e_k$ 的矩阵方程¹⁾

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & -c_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & -c_1 & -c_0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -c_{j+k-2l-1} & -c_{j+k-2l-2} & -c_{j+k-2l-3} & -c_{j+k-2l-4} & \dots \\ 1 & 0 & -\omega_1^2 & \dots & 0 & (-1)^{\frac{j}{2}} \omega_1^j & G_I^1 \omega_1 & G_R^1 \omega_1^2 & -G_I^1 \omega_1^3 & -G_R^1 \omega_1^4 & \dots \\ 0 & \omega_1 & 0 & \dots & (-1)^{\frac{j-2}{2}} \omega_1^{j-1} & 0 & -G_R^1 \omega_1 & G_I^1 \omega_1^2 & G_R^1 \omega_1^3 & G_I^1 \omega_1^4 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & 0 & -\omega_l^2 & \dots & 0 & (-1)^{\frac{j}{2}} \omega_l^j & G_I^l \omega_l & G_R^l \omega_l^2 & -G_I^l \omega_l^3 & -G_R^l \omega_l^4 & \dots \\ 0 & \omega_l & 0 & \dots & (-1)^{\frac{j-2}{2}} \omega_l^{j-1} & 0 & -G_R^l \omega_l & G_I^l \omega_l^2 & G_R^l \omega_l^3 & -G_I^l \omega_l^4 & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ \vdots \\ d_{j-1} \\ d_j \\ e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \\ \vdots \\ e_{k-1} \\ e_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_0 \\ c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_{j+k-2l} \\ G_R^1 \\ G_I^1 \\ \vdots \\ G_R^l \\ G_I^l \end{bmatrix} \quad (14)$$

1) 式中设 j, k 为偶数，Int 代表取整数。当 $j = k$ 时，方程组中第 $j + k + 1 - 2l$ 个方程应换为 $d_k - e_k G(\infty) = 0$ 或 $d_k - e_k g(0) = 0$ 为好。

从(14)式可看到,建立较理想的线性定常系统的类等效数学模型的关键,是如何简便地获得系统的各阶时矩及反映系统动态性能指标的一些主要频率响应数据.显然,如果是通过计算已知系统的高阶数学模型得到这些时矩和频率响应数据,则本方法就是一种模型降阶的新方法;如果是通过计算从实际系统测得的一些数据得到时矩和频率响应数据,则本方法就是一种系统测辨的新方法.

三、时矩的测辨

当高阶系统的数学模型未知时,可通过计算由脉冲响应实验、阶跃响应实验和伪随机信号相关分析实验^[9]得到的输入输出数据得到各阶时矩. 设 $g(t)$ 和 $u(t)$ 分别为系统的单位脉冲响应和单位阶跃响应,按(6)式及时矩与单位阶跃响应间的关系,有

$$M_i = \begin{cases} K, \\ - \int_0^{\infty} i t^{i-1} [u(t) - K] dt. \end{cases} \quad (15)$$

式中 K 为系统的稳态增益. 显然,时矩可以从测得的 $g(t)$ 和 $u(t)$ 计算出来. 事实上,早已存在的时矩测辨法^[4],就是通过计算(6)式和(15)式的广义积分得到系统的各阶时矩. 但此广义积分在 i 较大时收敛速度很慢,对响应尾部测量精度很敏感,因此高阶时矩测辨精度很差,未能得到实际应用.

本方法以拟合系统的多个主要频率响应数据避免了高阶时矩的计算,并用以下的“外推函数”计算广义积分,从而有效地提高了较高阶时矩的测辨精度.

计算时矩时,(6),(15)式可写成

$$M_i = \int_0^{T_x} i t^{i-1} g(t) dt + \int_{T_x}^{\infty} i t^{i-1} g(t) dt, \quad (16)$$

$$M_i = \int_0^{T_x} i t^{i-1} [K - u(t)] dt + \int_{T_x}^{\infty} i t^{i-1} [K - u(t)] dt. \quad (17)$$

显然,计算误差主要产生于上两式中的后一项积分.若能找到函数 $c(t)$ 或 $D(t)$,当 $t > T_x$ 时有 $c(t) \approx g(t)$, $D(t) \approx u(t)$,则上两式变成

$$M_i = \int_0^{T_x} i t^{i-1} g(t) dt + \int_{T_x}^{\infty} i t^{i-1} c(t) dt, \quad (18)$$

$$M_i = \int_0^{T_x} i t^{i-1} [K - u(t)] dt + \int_0^{T_x} i t^{i-1} [K - D(t)] dt. \quad (19)$$

具体计算步骤如下:

1) 确定初始外推函数 $C_0(t)$ 或 $D_0(t)$. 当实测系统响应非振荡时,可令

$$c_0(t) = \frac{K}{\tau} e^{-(t-t_0)/\tau}, \quad (20)$$

$$D_0(t) = K(1 - e^{-(t-t_0)/\tau}). \quad (21)$$

设 T_x 为 $|g(t)| \leq 1\%$ 或 $\left|1 - \frac{u(t)}{K}\right| \leq 1\%$ 的时刻,且 $t_1 = \frac{3}{4} T_x$, $t_2 = \frac{7}{8} T_x$,

$$c_0(t_1) = g(t_1), c_0(t_2) = g(t_2), D_0(t_1) = u(t_1), D_0(t_2) = u(t_2),$$

则由(20),(21)式解得:

$$\begin{cases} \tau = (t_2 - t_1) / \ln [g(t_1) / g(t_2)], \\ t_0 = t_1 - \tau \ln \{K / [\tau g(t)]\}, \end{cases} \quad (22)$$

或

$$\begin{cases} \tau = (t_2 - t_1) / \ln \{[K - u(t_1)] / [K - u(t_2)]\}, \\ t_0 = t_1 - \tau \ln \{K / [K - u(t)]\}. \end{cases} \quad (23)$$

当实测系统响应为振荡型时,可不用外推函数计算低阶矩。

2) 计算出系统的前两个时矩 M_0, M_1 后,可按本法确定一阶近似模型或结合欲拟合的主要频响数据计算出二阶或更高阶的类等效模型。

3) 计算已得到的近似模型的响应值,并用该值和初始外推函数值按一定误差标准分别与实测响应值进行比较,择其优者作为计算后两阶时矩的外推函数 $C_1(t)$ 或 $D_1(t)$ 。余类推,可逐步获得精度较高的各阶时矩。

应注意,从类等效的观点^[1]来看,简化模型必须拟合系统的前两阶时矩 M_0, M_1 ,因为它们完全表示了系统的总增益和等效时滞这两个描述系统动态特性的主要因素。

四、拟合频率点选择和模型阶数确定

频域分析表明,系统的主要动态特性或系统设计需要的主要性能指标,可由系统的一些主要频率响应数据表征。例如,系统的开环传递函数在幅值和相角穿越频率 ω_c, ω_ϕ 处的频响数据,给出了反映系统相对稳定性的相位裕度 α 和增益裕度 γ ; 闭环系统的谐振峰值 M_r 、谐振频率 ω_m 和带宽频率 ω_b ,反映系统的稳定程度和响应的快速性;此外,一些转折频率和增益较零频增益下降 6 分贝、10 分贝或 15 分贝处的频率数据^[7],也都是反映系统重要特性的数据。因此,若使模型与系统在某些主要频率点附近的特性相拟合,则模型将基本重现系统的某些主要特性。

如果建立系统的类等效简化模型是为了便于控制系统设计,则使模型与系统的主要动态特性和与工程设计有关的主要性能指标一致,是选择拟合频率点的准绳。从类等效的观点来看,除总增益、等效时滞之外,等效支配极点(模态)反映了系统的稳定特性和基本性状,简化模型还应具备这一主要因素。因此,为了使简化模型能基本重现原系统的稳定特性、稳定裕度或稳定程度,对具有不同性质的测辨和简化对象,有些拟合点是一定要选择的。例如,只要 $l \geq 1$, 闭环振荡系统的谐振峰值频率 ω_m 、闭环非振荡系统的等效转折频率 ω_0 (见图 1) 和开环对象的幅值穿越频率 ω_c 、

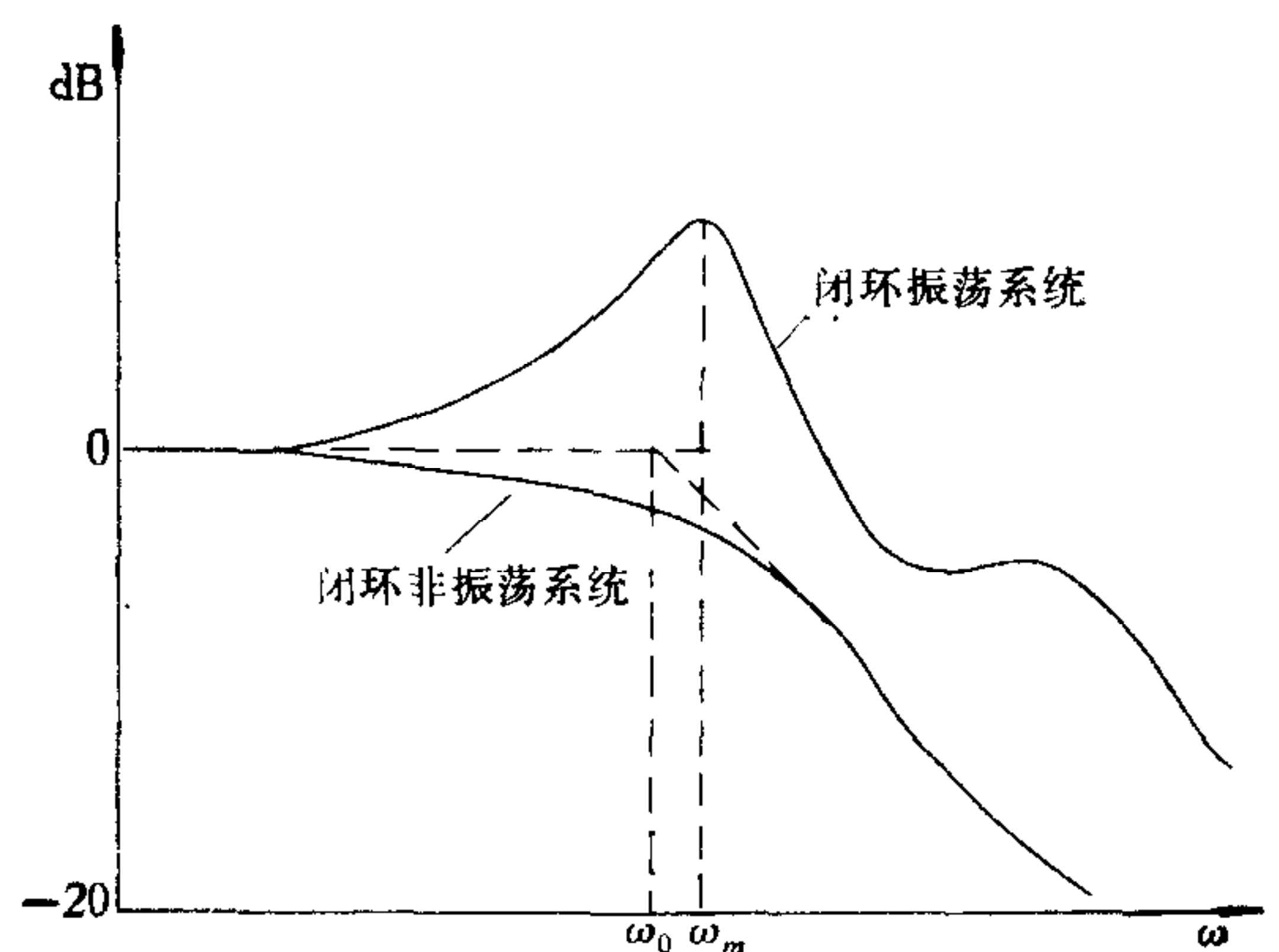


图 1 系统的谐振峰值频率 ω_m 和等效转折频率 ω_0

相角穿越频率 ω_ϕ 就是必须选为拟合点的主要频率。此外,按设计者需要,带宽频率 ω_b 、增益分别下降 6 分贝、10 分贝、15 分贝等处的频率及一些特殊的转折频率都是在多点拟

合时可灵活选择的拟合点。

从工程的观点来看,在一定精度要求下,模型阶数越低越好。在模型简化时,可采用作者曾提出的频域估计原则^[4]。在系统测辨时,由于响应已测得,可由与模型响应的计算值进行比较,按一定误差标准,在计算机辅助下,通过增减或更换拟合频率点,必要时,改变简化模型的秩¹⁾或逐渐升阶的人机对话过程,确定出具有最低阶数的类等效简化模型。

此外,由于本方法对模型结构和参数选择的高度灵活性,总可以在计算机辅助下方便地满足设计者对简化模型性质的其他各种不同的要求。例如,对系统模型秩的要求,对模型必须是最小相位的要求等(参见例 2、例 3)。

五、测辨及简化实例

工业过程中常见的容积滞后对象大多可以用 RC 梯形网络模拟。为此设计了十阶 RC 梯形网络及其闭环电路作为测辨对象,其电原理如图 2。

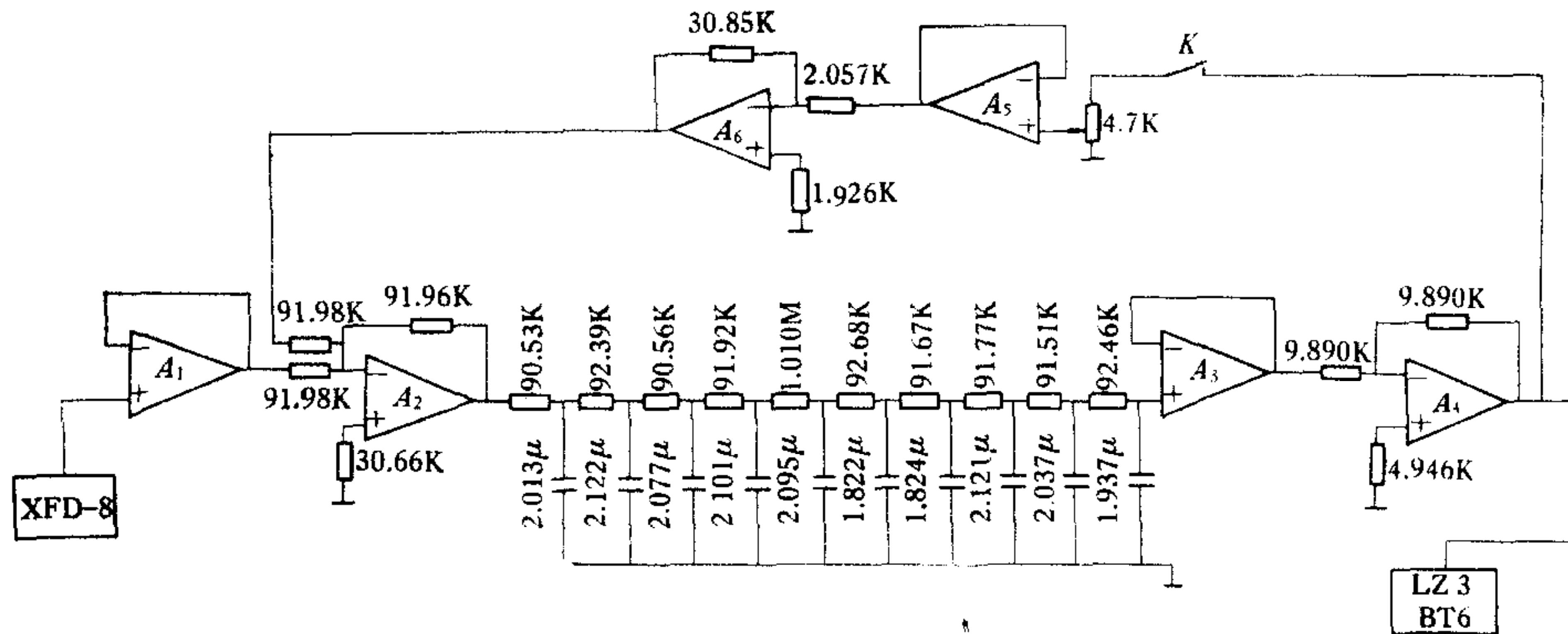


图 2 RC 梯形网络响应特性测试原理图

例 1. 当图 2 中开关 K 断开时,测得的开环阶跃响应曲线如图 3 中实线所示。按 (18),(19) 式求得前 n 阶时矩:

$$M_0 = 0.98, M_1 = 22.4258, M_2 = 944.554, \\ M_3 = 61154.4, M_4 = 5392968, M_5 = 6.00053 \times 10^8, \dots$$

同时也测得其带宽附近和相角穿越频率附近的频率特性为

$$\omega_b = 0.05027 \text{ (弧度/秒)}, G_R^b = 0.41428, G_I^b = -0.54415, \\ \omega_\phi = 0.697 \text{ (弧度/秒)}, G_R^\phi = -0.04732, G_I^\phi = 0.0000.$$

由时矩法^[4]测辨得到的模型为

$$R_{1,2}^T(s) = \frac{0.98(1 - 7.8484s)}{1 + 15.0350s - 137.863s^2} \quad (\text{不稳定}), \\ R_{2,3}^T(s) = \frac{0.98(1 + 11.2300s + 5.6589s^2)}{1 + 34.1135s + 304.377s^2 + 925.766s^3}.$$

由山下法^[6]测辨得到的模型为²⁾

1) 传递函数的秩等于分母多项式阶数减分子多项式阶数。
2) Levy 法与山下法都是从频率响应测辨模型参数,山下法较 Levy 法的精度高,故这儿选用了山下法。

$$R_{1,2}^Y(s) = \frac{0.9709(1 - 0.9172s)}{1 + 21.1971s + 36.8220s^2},$$

$$R_{2,3}^Y(s) = \frac{0.9884(1 - 0.7794s + 0.3867s^2)}{1 + 21.5195s + 36.6089s^2 + 10.9567s^3}.$$

而由本方法测辨出的模型为

$$R_{1,2}^{T,F}(s) = \frac{0.98(1 - 1.0460s)}{1 + 21.8374s + 44.4561s^2}, \quad l = 1, \quad \omega_\phi = 0.697,$$

$$R_{2,3}^{T,F}(s) = \frac{0.98(1 + 1.9433s + 2.3597s^2)}{1 + 24.8268s + 93.8448s^2 + 133.026s^3}, \quad l = 2, \quad \omega_b = 0.05027, \quad \omega_\phi = 0.697.$$

它们的仿真曲线见图 3。

例 2. 当图 2 中开关 K 闭合, 反馈系数 $F = 10.62$ 时, 测得的阶跃响应如图 4 中实线所示。按本法

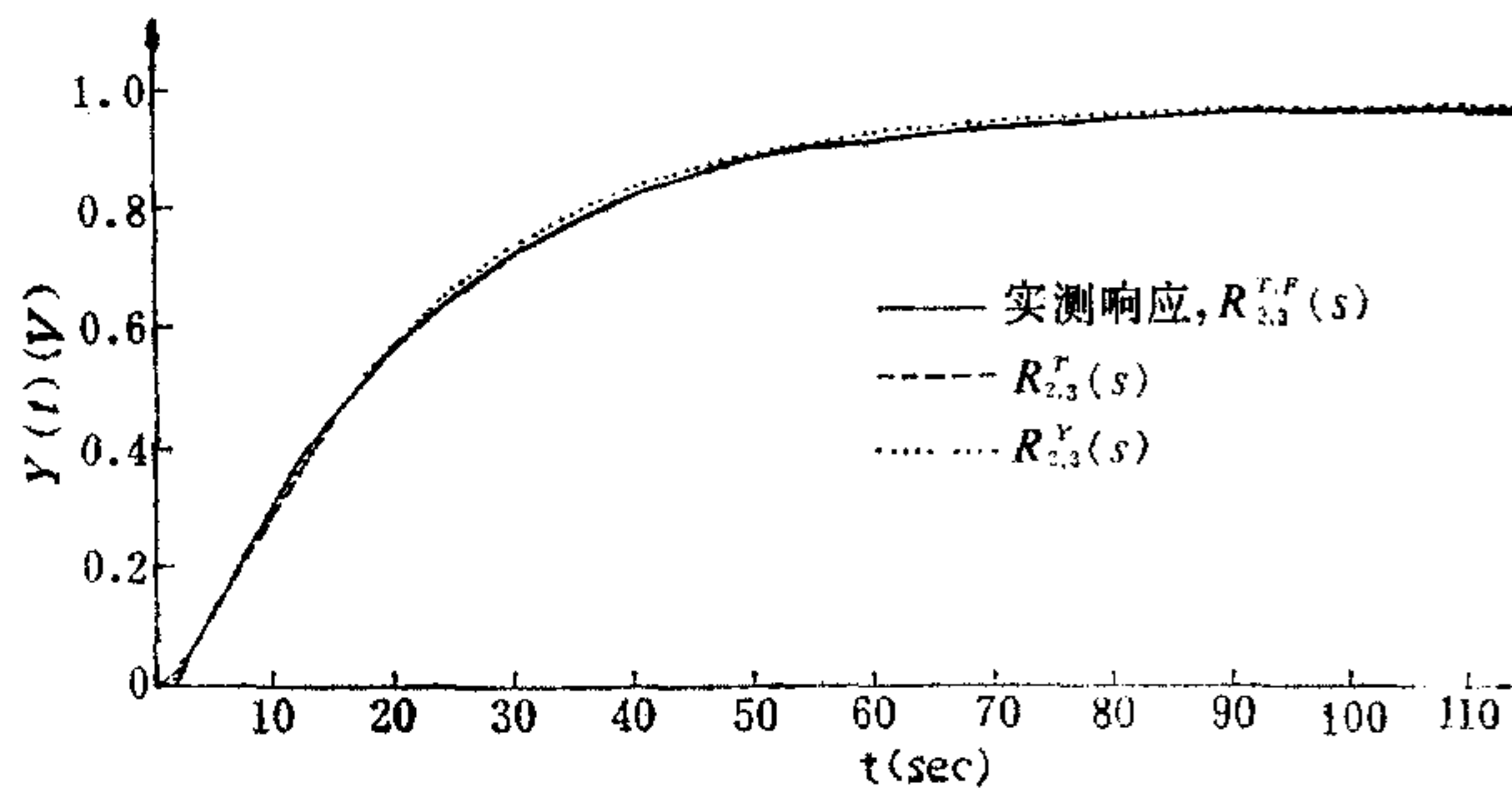


图 3

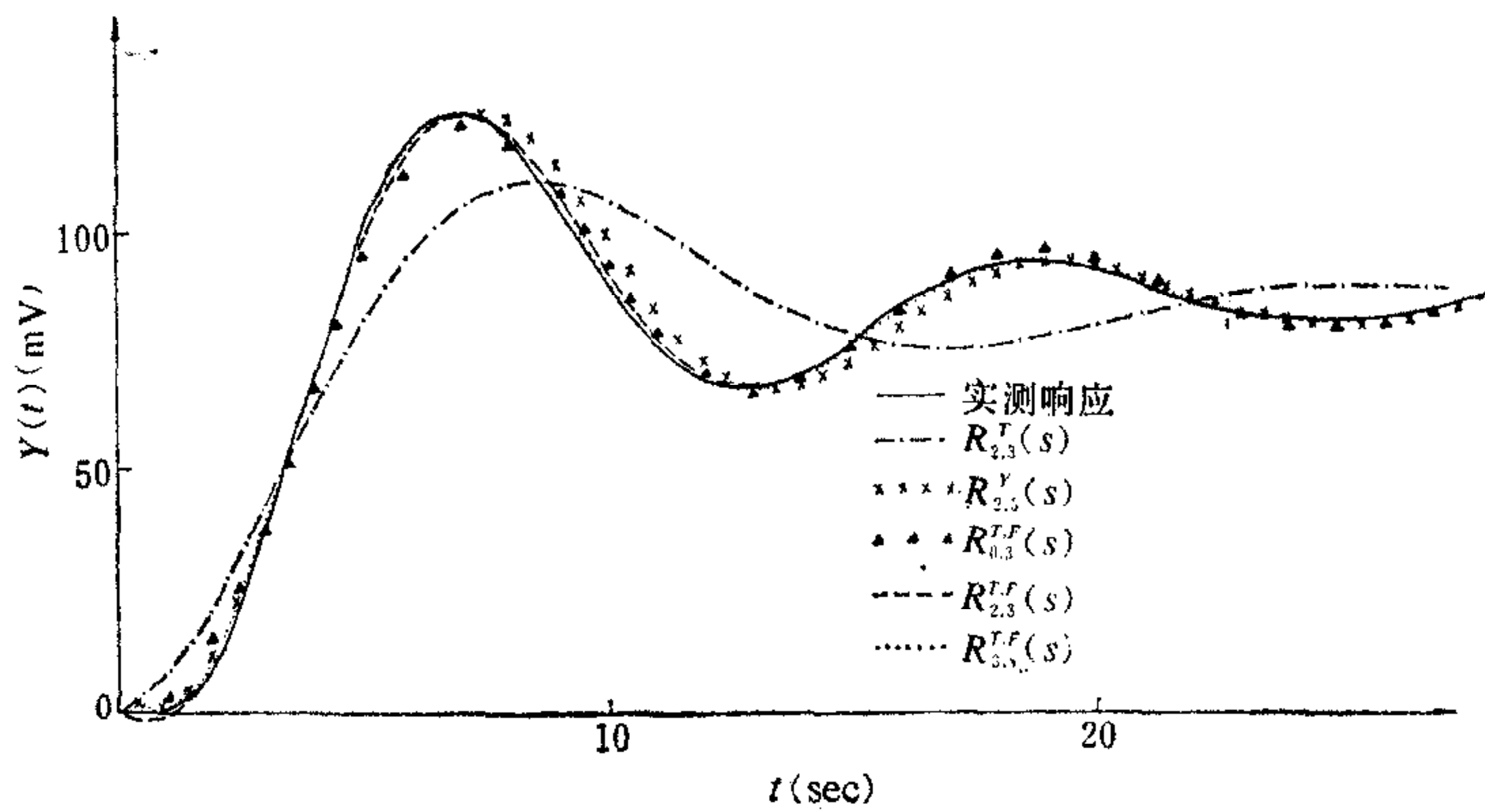


图 4

求得的前 n 阶时矩为

$$M_0 = 0.086, \quad M_1 = 0.1812, \quad M_2 = 0.3048,$$

$$M_3 = 13.9786, \quad M_4 = 688.591, \quad M_5 = 28406.04, \dots$$

同时也测得带宽和谐振峰值附近的频率特性为

$$\omega_b = 0.978 \text{ (弧度/秒)}, \quad G_R^b = -0.05775, \quad G_I^b = 0.01951,$$

$$\omega_m = 0.534 \text{ (弧度/秒)}, \quad G_R^m = -0.08449, \quad G_I^m = -0.16116.$$

由时矩法求得模型为

$$R_{0,2}^T(s) = \frac{0.086}{1 + 2.1070s + 2.6647s^2},$$

$$R_{2,3}^T(s) = \frac{0.086(1 + 7.4745s + 1.3607s^2)}{1 + 9.5814s + 19.7778s^2 + 51.7823s^3}$$

由山下法求得模型为

$$R_{1,2}^Y(s) = \frac{0.075(1 - 0.9874s)}{1 + 0.8665s + 3.5477s^2}$$

$$R_{2,3}^Y(s) = \frac{0.085(1 - 0.5784s + 0.1905s^2)}{1 + 1.3826s + 3.7619s^2 + 1.7926s^3}$$

而由本方法求得模型为

$$R_{1,2}^{T,F}(s) = \frac{0.086(1 - 1.0851s)}{1 + 1.0219s + 3.4248s^2}, \quad l = 1, \quad \omega_m = 0.534.$$

$$R_{0,3}^{T,F}(s)^{1)} = \frac{0.086}{1 + 2.1070s + 4.3193s^2 + 4.6878s^3}, \quad l = 1, \quad \omega_m = 0.534,$$

$$R_{2,3}^{T,F}(s) = \frac{0.086(1 - 0.2830s - 0.2001s^2)}{1 + 1.8240s + 4.0974s^2 + 3.2723s^3}, \quad l = 2, \quad \omega_b = 0.798, \quad \omega_m = 0.534$$

$$R_{3,4}^{T,F}(s) = \frac{0.086(1 + 11.0157s - 7.6030s^2 + 2.8187s^3)}{1 + 13.1227s + 18.274s^2 + 45.1573s^3 + 15.1709s^4}, \quad l = 1, \quad \omega_b = 0.798, \quad \omega_m = 0.534.$$

以上模型的仿真曲线见图 4.

例 3. 一高阶系统的传递函数为^[10]

$$G(s) = [19.82(s^7 + 21.658s^6 + 244.39s^5 + 2299.49s^4 + 12186.92s^3 + 45701.92s^2 + 95380.58s + 42512.51)] / [s^8 + 30.41s^7 + 358.4295s^6 + 2913.8638s^5 + 18110.57s^4 + 67556.98s^3 + 173383.58s^2 + 149172.19s + 37752.83].$$

由 Routh 逼近法^[11]和基于 Routh 稳定判据的 Padé 逼近法^[12]及 Marshall 的补偿逼近法^[10]得到的 $G(s)$ 的三、四阶简化模型如下:

$$R_M(s) = \frac{6.3476(s^2 + 1.968s + 74.756)(0.1695s + 1)}{(s^2 + 0.7s + 46.3625)(s + 0.6)(0.04223s + 1)},$$

$$R_R(s) = \frac{22.3188 + 50.0742s + 22.8638s^2 + 3.8636s^3}{1 + 3.9513s + 4.5420s^2 + 1.5895s^3 + 0.2507s^4}.$$

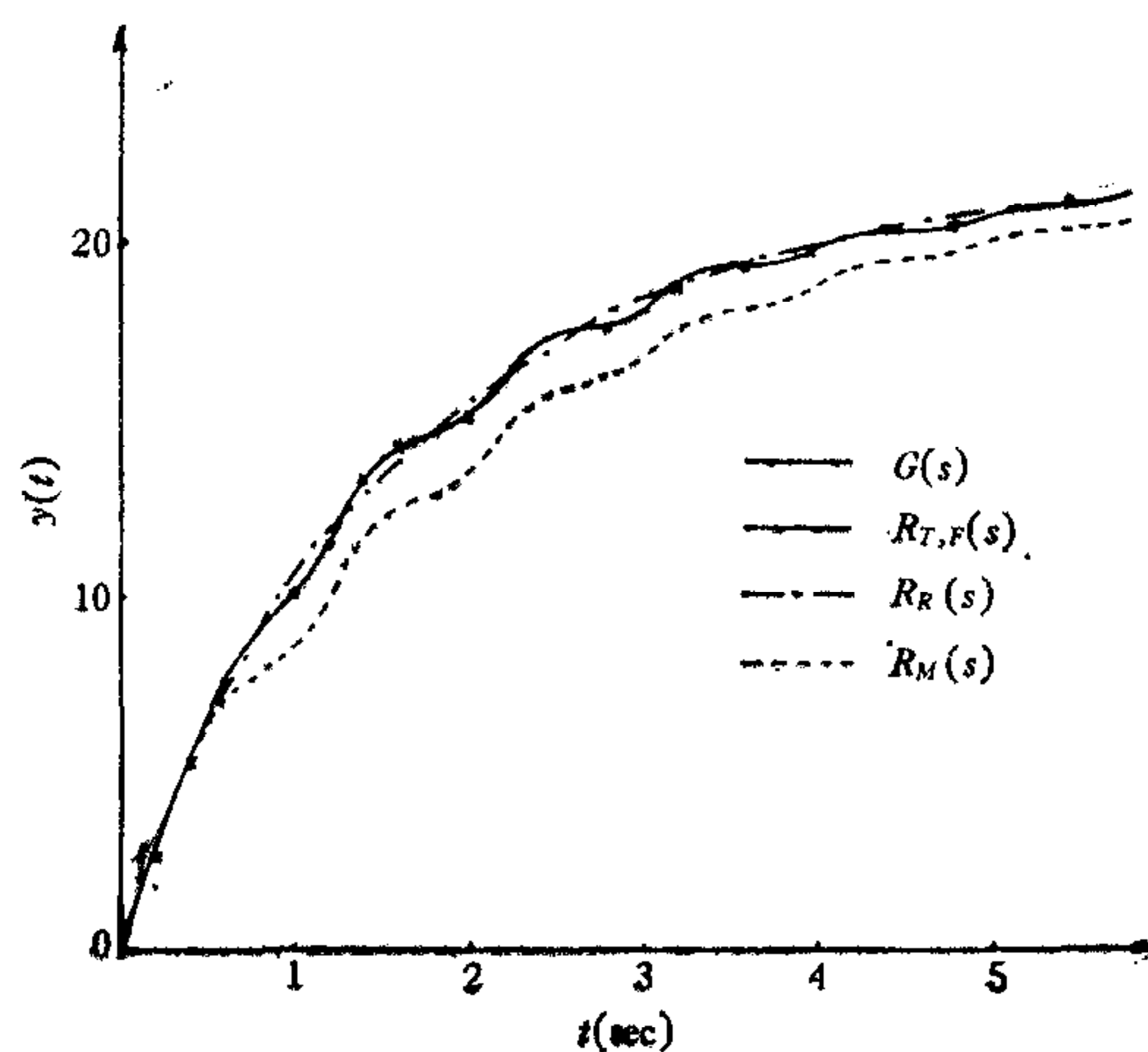


图 5

1) 最小相位系统,无零点的系统。

而本方法在 $l = 2$ 时的一类等效简化模型为

$$R_{T,F}(s) = \frac{22.3188 + 28.9304s + 1.3178s^2 + 0.4419s^3}{1 + 3.0039s + 1.9588s^2 + 0.0849s^3 + 0.0404s^4},$$

$$\omega_m = 6.68344, G'_R = -1.6562, G'_I = -8.79919,$$

$$\omega_b = 7.94328, G''_R = -1.37484, G''_I = -0.45651.$$

以上简化模型逼近原模型阶跃响应的曲线的情况见图 5.

六、结 论

直接测辨动态系统类等效简化模型的时域、频域混合测辨法, 有效地把模型简化的思想和方法运用到了线性连续定常系统的测辨中, 测辨容易、精度高、灵活性强、计算简便。由于测辨的是系统的类等效简化模型, 因此也适用于具有无穷阶的分布参数系统简化模型的测辨。与 Levy 法和山下法的一致逼近不同, 本方法通过对代表系统主要动态特性的典型特征数据进行有选择的逼近, 能以尽可能低阶的类等效简化模型基本重现原系统设计者感兴趣的一些主要动态性能, 因而是一种便于工程应用的建模方法。显然, 这种测辨和简化的构思也适用于离散系统的测辨。

本测辨算法已用 BASIC 语言编成通用程序, 并在 TRS-80 微型计算机上通过。

参 考 文 献

- [1] 李祖枢, 具有可调参数的模型降阶新方法, 自动化学报, 8(1982), No. 2, 81—92.
- [2] 周其鉴, 李祖枢, 便于动态系统设计的模型降阶——具有可调参数的连分式法, 信息与控制, 11(1982), No. 2, 1—7.
- [3] Eykhoff P., System Identification: Parameter and State Estimation, Wiley, London, (1977).
- [4] 张启人, 系统测辨导论, 四川省自动化学会等联合出版, (1982).
- [5] Levy E. C., Complex-Curve Fitting, *IRE Trans. AC-4*(1959), 37—43.
- [6] 山下勝比拈, 鈴木胖, 藤井克彦, 周波数応答測定値より伝達関数を求める方法, 制御工学, 14(1970), 667—674.
- [7] Shieh L. S., Barua M. D. and Yates R. E., A Method for Modelling Transfer Function Using Dominant Frequency Response Data and Its Applications, *Int. J. Systems Sci.*, 10(1979), 1097—1114.
- [8] Lal, M., Mitra R., Simplification of Large System Dynamics Using A Moment Evaluation Algorithm, *IEEE Trans. Aut. Contr.* AC-19 (1974), 602—603.
- [9] 上野敏行, モーメントによるプロセス動特性の測定, 計測自動制御学会论文集, 5(1969), 265—272.
- [10] Marshall S. A., The Design of Reduced-Order System, *Int. J. Control*, 31 (1980), 677—690.
- [11] Hutton M. F., Friedland B., Routh Approximations for Reducing Order of Linear, Time-Invariant Systems, *IEEE Trans. Aut. Contr.*, AC-20 (1975), 329—336
- [12] Shamash Y., Model Reduction Using the Routh Stability Criterion and Padé Approximation Technique, *Int. J. Control*, 21(1975), 475—484.

IDENTIFICATION OF "QUASI-EQUIVALENT" MODEL AND PADÉ APPROXIMATION WITH MULTI-ADJUSTABLE PARAMETERS FOR DYNAMICAL SYSTEMS

LI ZUSHU ZHOU QIJIAN REN WEI

(Chongqing University)

ABSTRACT

A new method which combines both time domain and frequency domain identification for identifying linear timeinvariant dynamic systems is presented in this paper. When the transfer function of a high order system is given, this can be called a Padé approximation with multi-adjustable parameters. In this method, parameters of the "quasi-equivalent" model of the dynamic system are estimated by identifying the first few of the leading low order time moments and the corresponding frequency response data that characterizes the dominant dynamic performance of the high order system. In addition, the precision of the calculation of time moments is effectively improved through the method of "extrapolation function". Practical examples of identification and reduction illustrate that this is a simple and convenient method with high precision and can be satisfactorily used in engineering modelling and design.