

# 电气传动系统中两维状态观测器的工程设计

高龙 熊光楞 梁德全  
(清华大学)

## 摘 要

本文提出了一种两维状态观测器的新设计方法——工程并合法。所设计出的组合观测器具有容易调整的特点。文中给出了它与一般方法设计出的同种观测器在代数上是等价的证明，并给出了必要的实验结果。

## 一、前 言

文[1]介绍了用外扰观测器做为直流它激机的负载力矩的测量手段，并用它组成双通道调速系统，取得了减小动态速降的效果。但测速发电机的低频噪声限制了比例微分型外扰补偿器的采用，使进一步改善动态速降受到限制。为此，本文采用了  $\hat{M}_f, \hat{n}$  两维观测器同时估计负载力矩 ( $M_f$ ) 及转速 ( $n$ )，其输入信号为电机的电压 ( $V$ ) 及电枢电流 ( $I$ )。  $\hat{M}_f$  信号经双  $T$  滤波器 (低惯性) 后可以有效地抑制噪声。实验表明，多维观测器 (尤其是含有积分器时) 的调整是相当困难的。本文根据化整为零的观点，提出一种由一维的  $\hat{M}_f$  观测器和  $\hat{n}$  观测器并合而成  $\hat{M}_f, \hat{n}$  两维组合观测器。其特点是容易调整。文中证明了它和用普通方法设计的 Luenberger 观测器代数等价，并给出了实验结果。本文和文[2]分别从工程应用和理论分析上对文[3]作了必要的补充。

## 二、 $\hat{M}_f, \hat{n}$ 降维观测器的设计

文[1]所讨论的受控对象，因噪声问题而不用测速发电机时，其增广系统的状态方程可写成：

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{M}}_f \\ \dot{\hat{n}} \\ \vdots \\ \dot{I} \\ \dot{V} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-375}{GD^2} & 0 & C_m \frac{375}{GD^2} & 0 \\ \hline 0 & \frac{-C_e}{R_a T_a} & \frac{-1}{T_a} & \frac{1}{R_a T_a} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{T_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_f \\ n \\ \vdots \\ I \\ V \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \frac{kK_1}{T_1} \end{bmatrix} u,$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} I \\ V \end{bmatrix}. \quad (1)$$

可以证明系统(1)是能观测的,故  $\hat{M}_f, \hat{n}$  降维观测器存在.

按文[4]的设计公式,可得(1)的  $\hat{M}_f, \hat{n}$  降维观测器的方程:

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{\varphi}} &= A_{\varphi} \boldsymbol{\varphi} + B_{\varphi} \mathbf{y}, \\ \hat{\mathbf{x}}_1 &= C_{\varphi} \boldsymbol{\varphi} + D_{\varphi} \mathbf{y}. \end{aligned} \quad (2)$$

其中:  $\boldsymbol{\varphi} = (\varphi_1, \varphi_2)^T$  是观测器的状态向量,  $\hat{\mathbf{x}}_1 = (\hat{M}_f, \hat{n})^T$  是观测器的输出向量,  $\mathbf{y} = (I, V)^T$  是观测器的输入向量,且有:

$$\begin{aligned} A_{\varphi} &= \begin{bmatrix} 0, & \frac{-g_{11}C_e}{R_a T_a} \\ \frac{-375}{GD^2}, & \frac{-g_{21}C_e}{R_a T_a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{\varphi 11}, & a_{\varphi 12} \\ a_{\varphi 21}, & a_{\varphi 22} \end{bmatrix}, \\ B_{\varphi} &= \begin{bmatrix} \frac{-g_{11}}{T_a} + \frac{g_{11}g_{21}C_e}{R_a T_a}, & \frac{g_{11}}{R_a T_a} \\ (C_m + g_{11}) \frac{375}{GD^2} - \frac{g_{21}}{T_a} + \frac{g_{21}^2 C_e}{R_a T_a}, & \frac{g_{21}}{R_a T_a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{\varphi 11} & b_{\varphi 12} \\ b_{\varphi 21} & b_{\varphi 22} \end{bmatrix}, \\ C_{\varphi} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = I_2, \quad D_{\varphi} = \begin{bmatrix} -g_{11}, & 0 \\ -g_{21}, & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3)$$

通过对校正系数  $g_{11}, g_{21}$  的选择,可任意配置观测器(2)的极点  $\alpha_1$  及  $\alpha_2$ , 有:

$$g_{11} = -\alpha_1 \alpha_2 C_m T_a T_m, \quad g_{21} = -(\alpha_1 + \alpha_2) R_a T_a / C_e \quad (4)$$

其中  $T_m = \frac{GD^2 R_a}{375 C_e C_m}$  是电机的机电时间常数. 观测器(2)的框图见图 1.

物理实验和模拟实验证实,观测器(2)的调整十分困难. 这不但因为图 1 中的  $\varphi_1$  子系统中有纯积分环节,更因为这个多维系统的关联量  $\varphi_1$  和  $\varphi_2$  没有任何物理意义,且有交叉耦合的作用,所以使问题变得相当复杂. 因此,本文提出一种多维观测器的工程并合设计方法,由此得到的多维观测器比较容易调整,同时仍保持观测器应有的各种性能.

### 三、多维观测器的工程并合设计法

因为一维观测器是最基本的观测器,结构也是最简单的,其中有许多量是有物理意义的,且没有多维观测器中的变量相互关联问题,所以要比多维观测器容易调整. 如果能按积零为整的原则,把几个一

维(或低维)的观测器(本文称为子观测器)并合成一个多维观测器(本文特称为组合观测器),那么后者的调整就可以用化整为零的方式进行,这显然是比较容易的. 具体的并合步骤可以用图 2 来说明.

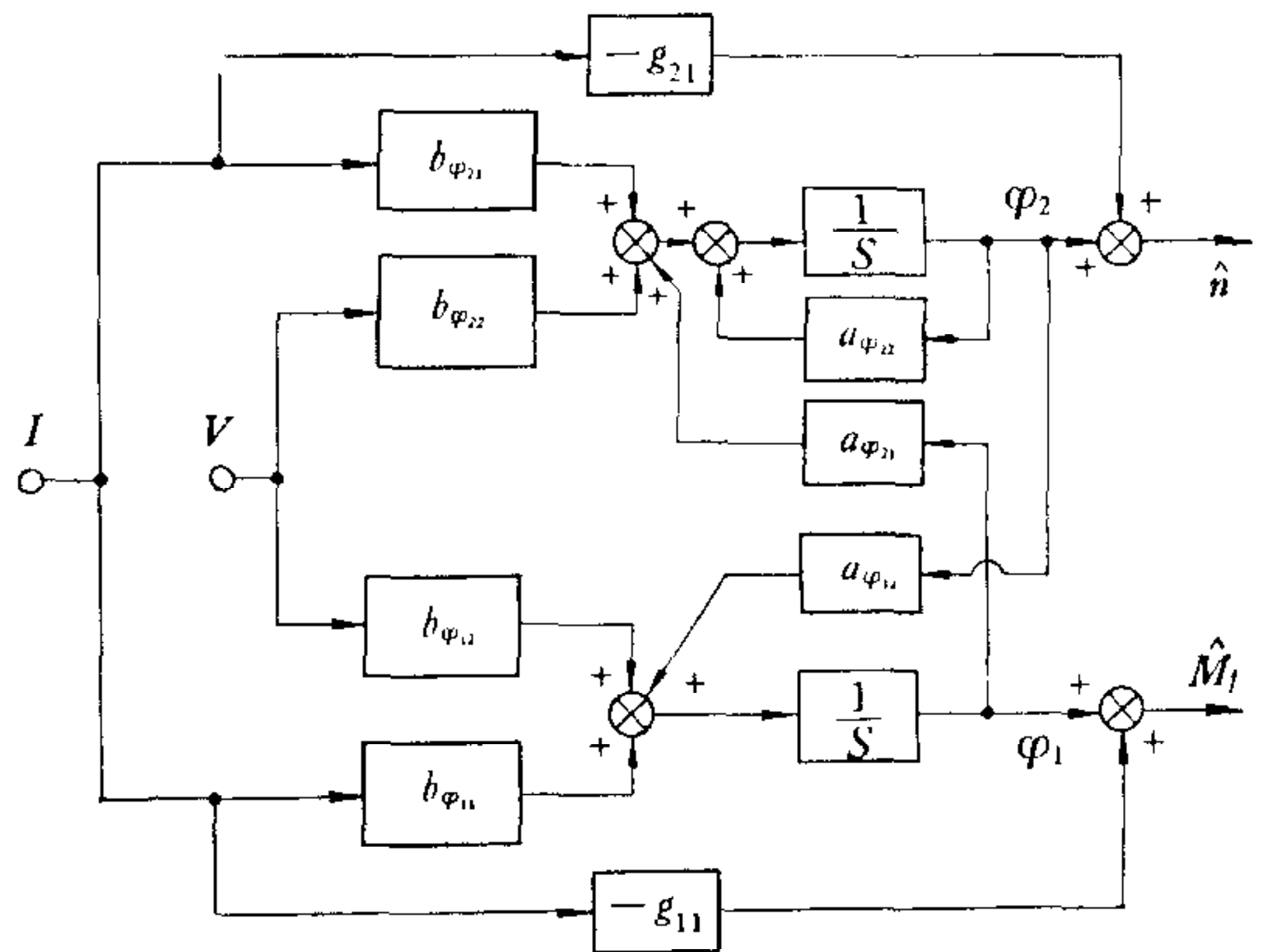


图 1



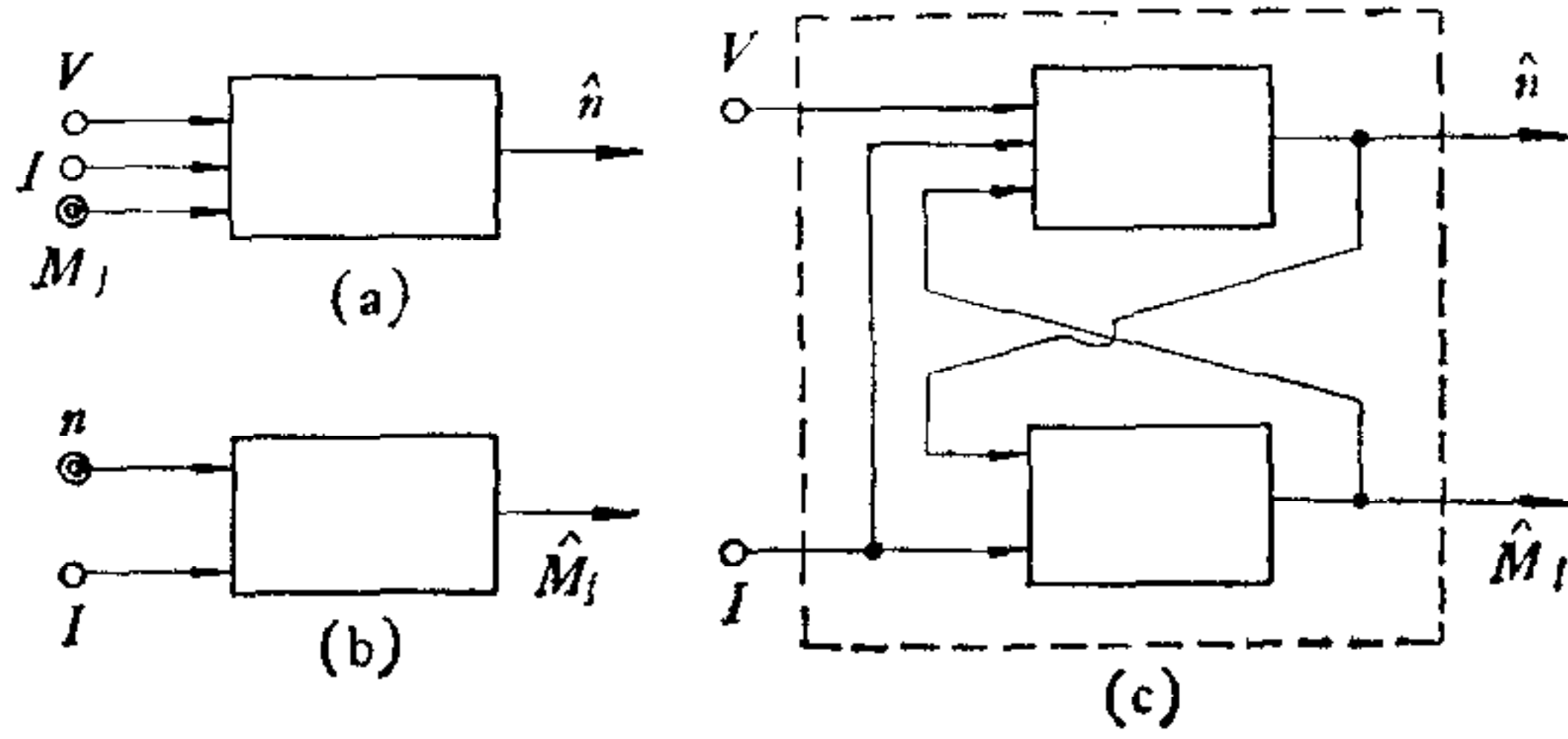


图 2

图 2(a) 为转速  $n$  的观测器, (b) 为外扰——负载力矩  $M_f$  的观测器, 均为一维。前者的输入信号为  $M_f, I$  及电枢电压  $V$ , 输出为转速的观测值  $\hat{n}$ 。后者的输入信号为电枢电流  $I$  及转速  $n$ , 输出为负载力矩的观测值  $\hat{M}_f$ 。因为系统 (1) 中直接可测得的信号只有  $I$  和  $V$ , 那么直观上提出下述问题就是很自然的: 图 2 中  $\hat{M}_f$  子观测器的输入信号  $n$ ,  $\hat{n}$  子观测器的输入信号  $M_f$  能否用其相应的观测值  $\hat{n}$  和  $\hat{M}_f$  来代替 (图 2(c))?

在稳态时这个设想显然是成立的。

利用工程并合法设计上述  $\hat{M}_f, \hat{n}$  二维观测器, 首先要分别设计两个一维的子观测器。由 [1] 可知  $\hat{M}_f$  子观测器的状态方程为:

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_1 &= -m_1 \frac{375}{GD^2} \phi_1 + m_1^2 \frac{375}{GD^2} n + m_1 C_m \frac{375}{GD^2} I, \\ \hat{M}_f &= \phi_1 - m_1 n. \end{aligned} \tag{5}$$

其中,  $m_1$  为校正系数, 极点为

$$\lambda_{11} = -m_1 \frac{375}{GD^2}. \tag{6}$$

用文 [4] 的方法, 可设计出  $\hat{n}$  子观测器:

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_2 &= \left( -m_2 \frac{C_e}{R_a T_a} \right) \phi_2 + \left( C_m \frac{375}{GD^2} - \frac{m_2}{T_a} + m_2^2 \frac{C_e}{R_a T_a} \right) I + \frac{m_2}{R_a T_a} V + \left( -\frac{375}{GD^2} \right) M_f, \\ \hat{n} &= \phi_2 - m_2 I. \end{aligned} \tag{7}$$

其中,  $m_2$  为校正系数, 极点为

$$\lambda_{12} = -m_2 \frac{C_e}{R_a T_a}. \tag{8}$$

再将两个子观测器 (5) 及 (7) 按上述原则并合为一个  $\hat{M}_f, \hat{n}$  二维组合观测器:

$$\dot{\phi} = A_\phi \phi + B_\phi y, \quad \hat{x}_1 = C_\phi \phi + D_\phi y. \tag{9}$$

其中,  $\phi = (\phi_1, \phi_2)^T$  为组合观测器的状态向量,  $\hat{x}_1 = (\hat{M}_f, \hat{n})^T$  为组合观测器的输出向量,  $y = (I, V)^T$  为组合观测器的输入向量。且有

$$\begin{aligned} A_\phi &= \begin{bmatrix} -m_1 \frac{375}{GD^2} & m_1^2 \frac{375}{GD^2} \\ -\frac{375}{GD^2} & -m_2 \frac{C_e}{R_a T_a} + m_1 \frac{375}{GD^2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{\phi 11} & a_{\phi 12} \\ a_{\phi 21} & a_{\phi 22} \end{bmatrix}, \\ B_\phi &= \begin{bmatrix} m_1 C_m \frac{375}{GD^2} - m_1^2 m_2 \frac{375}{GD^2} & 0 \\ C_m \frac{375}{GD^2} - \frac{m_2}{T_a} + \frac{m_2^2 C_e}{R_a T_a} - m_1 m_2 \frac{375}{GD^2} & \frac{m_2}{R_a T_a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{\phi 11} & b_{\phi 12} \\ b_{\phi 21} & b_{\phi 22} \end{bmatrix}, \\ C_\phi &= \begin{bmatrix} 1 & -m_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad D_\phi = \begin{bmatrix} m_1 m_2 & 0 \\ -m_2 & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \tag{10}$$

它的极点  $\lambda_1, \lambda_2$  宜根据应用上的要求而定<sup>[3,5,6]</sup>。由式 (10), (6) 及 (7) 可得出两个子观测器

的极点  $\lambda_{11}, \lambda_{12}$  与组合观测器(9)的极点  $\lambda_1, \lambda_2$  间的关系式:

$$\begin{aligned} \lambda_{12} &= \lambda_1 + \lambda_2, \\ \lambda_{11} &= \lambda_1 \lambda_2 / (\lambda_1 + \lambda_2). \end{aligned} \tag{11}$$

从而可定出  $\lambda_{11}$  及  $\lambda_{12}$  来. 应指出, 子观测器的极点是不能任意选定的, 它必须受(11)式的约束. 为了获得易调整的观测器电路, 据(9)进行设计是不好的, 必须像图 3 那样, 先设计两个子观测器的电路, 再按并合原则把对应点连起来成为一个整体. 先分别将两个一维子观测器调好, 再连起来总调, 问题就变得相当简单了. 在调子观测器时所缺的输入信号(如:  $n, M_f$ )可据具体情况灵活地处理. 如: 调  $\hat{M}_f$  子观测器时,  $n$  信号可暂时用测速机测取, 等到总调时再去掉(因为噪声问题仅影响外扰补偿器后面放大器的工作). 至于调  $\hat{n}$  子观测器时的  $M_f$  信号, 可先按空载状态 ( $M_f = 0$ ) 调整, 再将  $\hat{M}_f$  信号接入进行带载状态的调试.

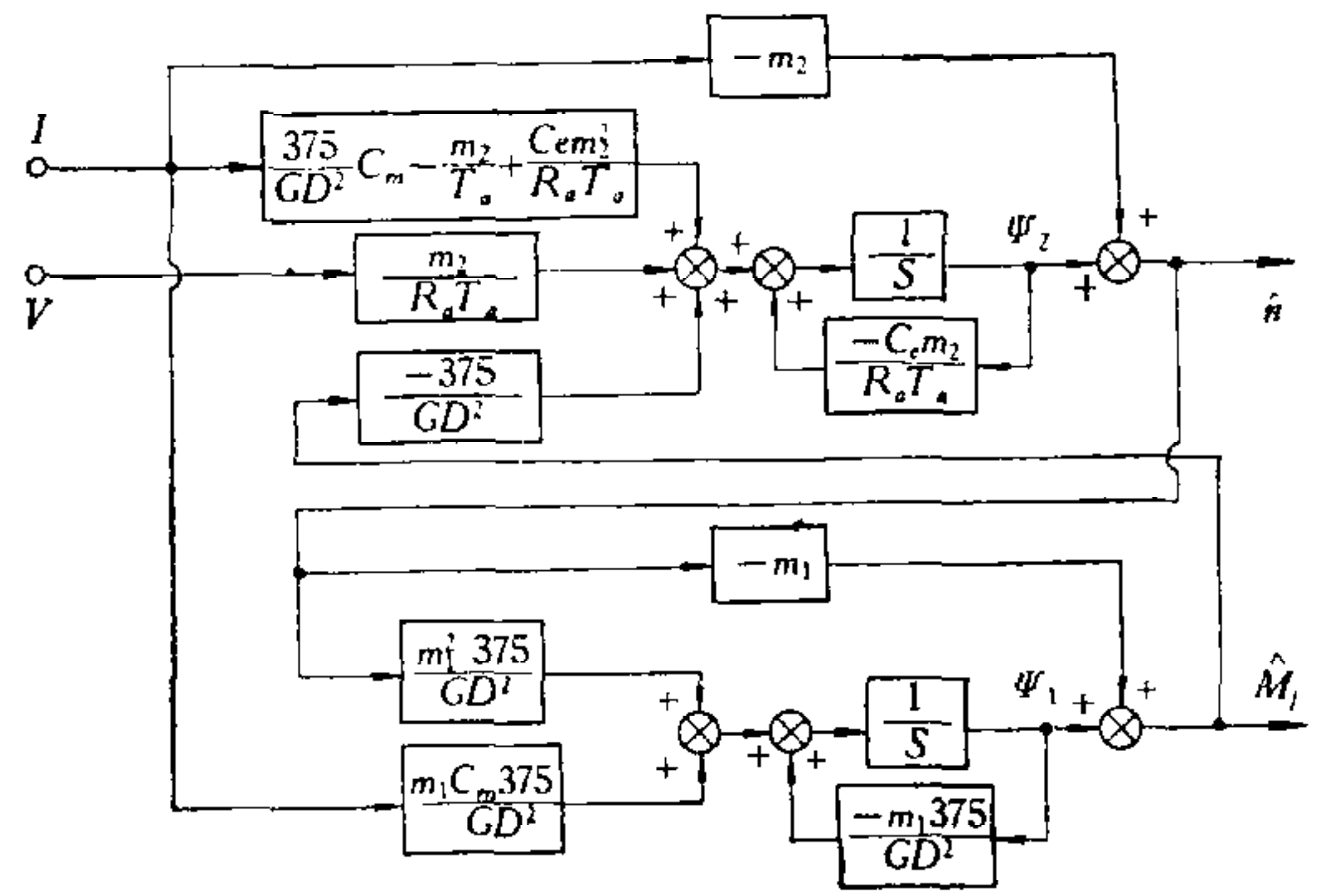


图 3

### 四、观测器 (9) 和观测器 (2) 代数等价

由线性系统理论知, 观测器(9)和观测器(2)代数等价的充分必要条件是存在一个非异变换阵  $T$ , 使

$$D_\psi = D_\varphi, \tag{12}$$

$$C_\psi = C_\varphi T^{-1}, \tag{13}$$

$$B_\psi = T B_\varphi, \tag{14}$$

$$A_\psi = T A_\varphi T^{-1}, \tag{15}$$

1) 在(9)和(2)式中, 不妨选校正系数  $m_1, m_2, g_{11}, g_{21}$ , 使

$$m_1 m_2 = -g_{11}, \quad \text{及} \quad m_2 = g_{21} \tag{16}$$

代入式(10)及(3), 显然有  $D_\psi = D_\varphi$ , 即(12)成立.

2) 可以选择非异变换阵  $T$ , 代入(10)及(3), 使(13)成立, 由此可得出  $T$  阵:

$$T = \begin{bmatrix} 1 & -m_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & m_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \tag{17}$$

3) 由式(3), (16), (17)及(10)有:

$$\begin{aligned} T B_\varphi &= \begin{bmatrix} 1 & m_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{-g_{11}}{T_a} + g_{11} g_{21} \frac{C_e}{R_a T_a}, & \frac{g_{11}}{R_a T_a} \\ (C_m + g_{11}) \frac{375}{GD^2} - \frac{g_{21}}{T_a} + \frac{g_{21}^2 C_e}{R_a T_a}, & \frac{g_{21}}{R_a T_a} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & m_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{m_1 m_2}{T_a} - m_1 m_2^2 \frac{C_e}{R_a T_a}, & \frac{-m_1 m_2}{R_a T_a} \\ (C_m - m_1 m_2) \frac{375}{GD^2} - \frac{m_2}{T_a} + \frac{m_2^2 C_e}{R_a T_a}, & \frac{m_2}{R_a T_a} \end{bmatrix} = B_\psi. \end{aligned}$$



即条件(14)成立。

4) 由式(3),(16),(17)及(10)又有:

$$\begin{aligned}
 TA_{\phi}T^{-1} &= \begin{bmatrix} 1 & m_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0, & -g_{11} \frac{C_e}{R_a T_a} \\ \frac{-375}{GD^2}, & -g_{21} \frac{C_e}{R_a T_a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -m_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} 1 & m_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0, & m_1 m_2 \frac{C_e}{R_a T_a} \\ \frac{-375}{GD^2}, & -m_2 \frac{C_e}{R_a T_a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -m_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = A_{\phi}.
 \end{aligned}$$

故条件(15)成立。至此得证(9)与(2)代数等价。它们间有相同的传递函数和极点。

### 五、实验结果

#### 1. 易调整性

由[6]知  $\hat{M}_f, \hat{n}$  两维观测器的传递函数为

$$\hat{M}_f(s)/M_f(s) = 1/(\tau_1 \tau_2 s^2 + \tau_1 s + 1). \tag{18}$$

为配置极点取  $m_1 = 0.0166, m_2 = 158$ , 则(18)中  $\tau_1 = 1/125, \tau_2 = 1/100$  (秒), 其它参数同[5]。模拟机及实际电路的多次调整, 均证实图 1 线路几乎调不出来, 而图 3 线路则可在数分至数十分钟内完成。改变  $m_1, m_2$  后, 结论不变。

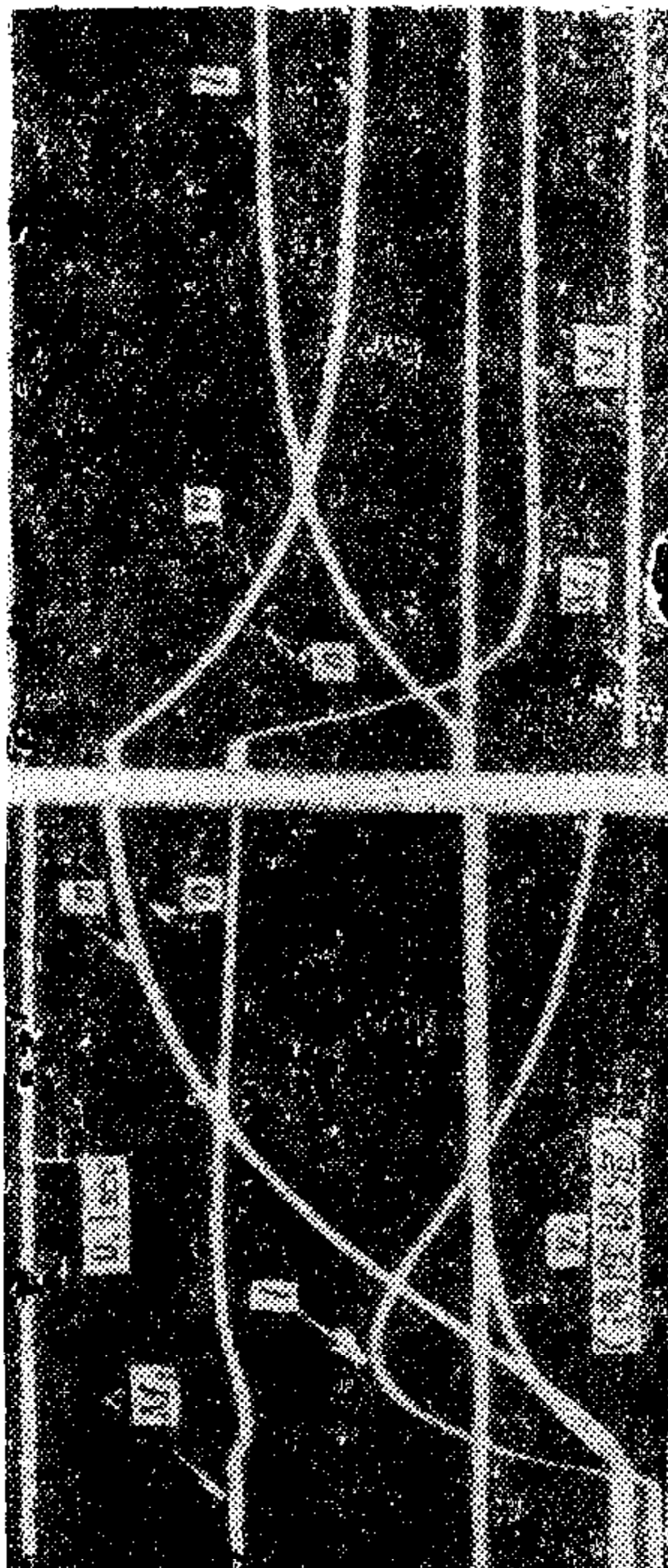


图 4

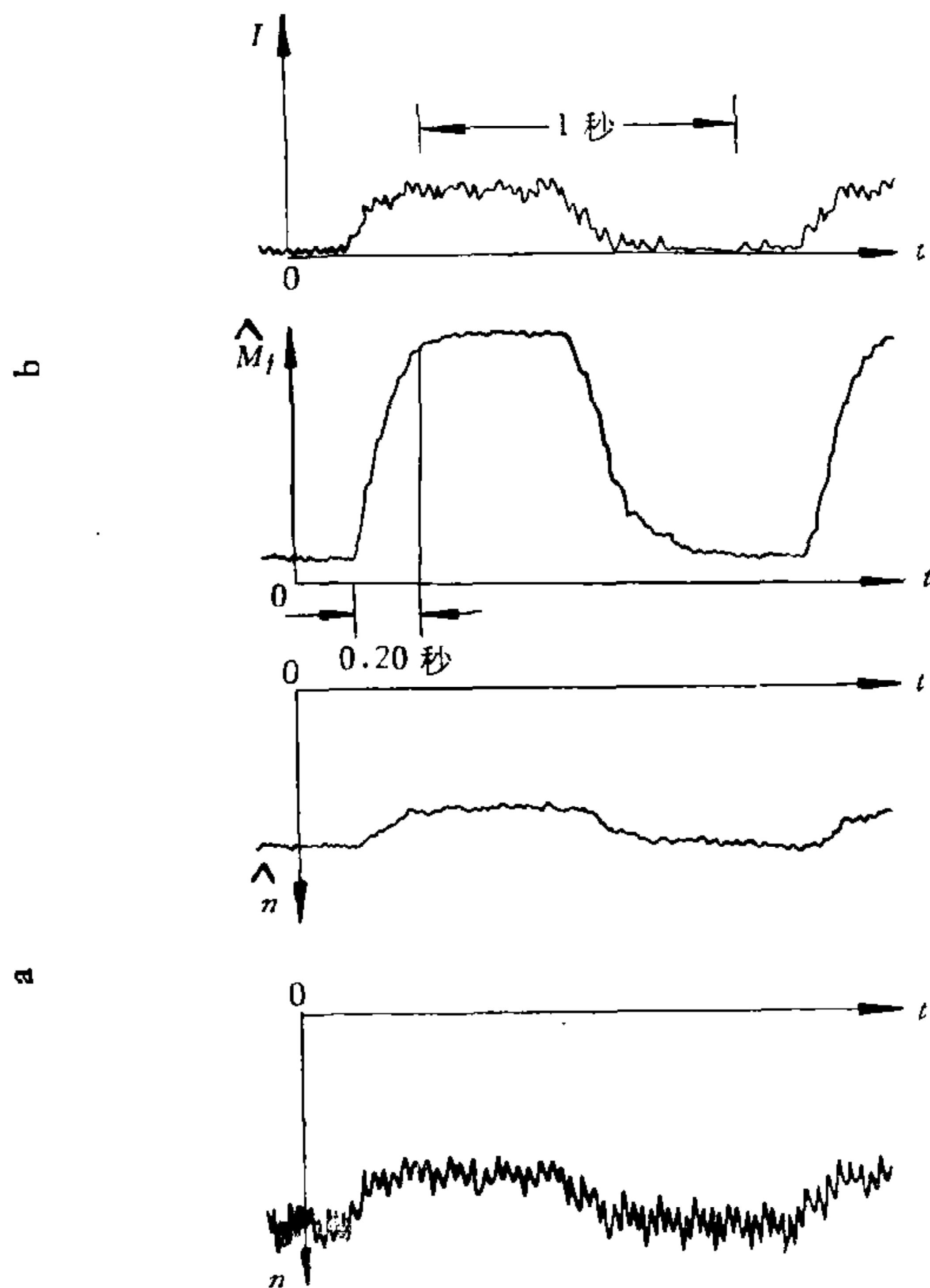


图 5

## 2. 动态响应

图 4 为  $m_1 = 0.0166$  及  $m_2 = 158$  时, 图 3 系统的模拟机实验结果. 图 4(a) 为空载启动过程. 可看出  $\hat{M}_f(t)$  几乎时时为零, 而  $\hat{n}(t)$  则始终与  $n(t)$  重合. 这说明 (18) 成立, 且  $\hat{n}(s) = n(s)^{[6]}$ . 图 4(b) 为  $M_f$  阶跃输入下的观测器输出波形, 此时  $\hat{n}(t)$  仍与  $n(t)$  重合, 而  $\hat{M}_f(t)$  则由 (18) 式所决定. 如欲  $\hat{M}_f(t)$  响应更快, 则要减小  $\tau_1, \tau_2$ .

## 3. 低噪声问题

若图 3 电路的输入  $I$  和  $V$  经双  $T$  滤波器处理, 则  $\hat{M}_f$  及  $\hat{n}$  波形中的噪声即可大幅度地降低, 且响应速度基本不变. 图 5 为  $\tau_1 = 1/15, \tau_2 = 1/60$  (秒) 时的物理实验示波图(所用电动机及 SCR 整流装置参数见 [1, 5]). 这里的  $\hat{M}_f(t)$  波形与 [1] 中波形比, 噪声有显著改善, 且响应速度不变. 经过  $PD$  型外扰补偿器后, 可保证系统放大器工作正常. 此时系统的抗负载扰动能力(动态速降)可有效地改善<sup>[6]</sup>.

本文所说的观测器在双通道系统中的应用及观测器的极点配置问题, 请参阅 [3, 5, 6].

## 参 考 文 献

- [1] 高龙、熊光楞、梁德全, 状态观测器在调速系统中的应用, 清华大学学报, 第 20 卷, 第 4 期, (1980), 33—46.
- [2] 陈文德, 观测器新结构的理论基础, 自动化学报, 8 (1982) 本期.
- [3] Gao Long, Xiong Guangleng, Chen Wende and Liang Dequan, A New Structure of State Observers and Its Application, Preprints of the 8th Triennial World Congress of IFAC, I, (1981), pp. I-102/I-107.
- [4] T. E. Fortmann and K. L. Hitz, An Introduction to Linear Control Systems, MARCEL DEKKER INC. (1977).
- [5] 高龙, 熊光楞, 带外扰观测器补偿装置的双通道 LQSF 调速系统的鲁棒性, 自动化学报, 7 卷 4 期, 247—256.
- [6] Gao Long, Disturbance Resistibility and Robustness of Linear Control Systems with Disturbance Observers, Proceedings of Bilateral Meeting on Control Systems (Shanghai China), (1981), (即将出版).

# ENGINEERING DESIGN METHOD FOR A TWO-ORDER STATE OBSERVER IN ELECTRICAL DRIVE SYSTEMS

GAO LONG XIONG GUANGLING LIANG DEQUAN  
(Qinghua University)

## ABSTRACT

A new design method, the engineering synthetic design method for a two-order state observer, is proposed in this paper. The designed observer, named the composite observer, is much easier to be adjusted. It is proved that the composite observer is algebraically equivalent to the same kind Luenberger observer and the essential experiment results are given.