

## 三级式同步电机的自抗扰起动控制

马 鹏<sup>†</sup>, 刘卫国, 彭纪昌, 毛 帅, 骆光照

(西北工业大学 自动化学院, 陕西 西安 710072)

**摘要:** 受环境的随机性以及气动效应的影响, 航空发动机在起动的过程中会表现出不同的负载特性, 采用现有的基于PID调节的起动控制策略, 难以获得稳定的起动加速性能. 针对该问题, 本文分析了三级式同步电机的起动控制数学模型, 分别研究了转速环、电流环以及角度环的自抗扰控制器, 用以处理电流及电磁转矩方程中的未知外扰和模型耦合项, 并通过仿真及实验与现有的起动控制策略进行了对比分析. 结果表明, 新设计的起动控制策略具有较强的扰动抑制能力, 在不同的发动机状态下可以达到较为一致的起动加速性能, 相比采用PID调节的控制方法具有较大优势.

**关键词:** 三级式同步电机; 航空发动机; 自抗扰控制; 扩张状态观测器; 起动控制

**中图分类号:** TP273      **文献标识码:** A

## Auto-disturbance-rejection start-up control of three-stage synchronous machines

MA Peng<sup>†</sup>, LIU Wei-guo, PENG Ji-chang, MAO Shuai, LUO Guang-zhao

(School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an Shaanxi 710072, China)

**Abstract:** Because of the randomness of the environment and aerodynamic effects, aircraft engines in the startup process exhibit various load characteristics. Therefore, a stable startup performance is difficult to be achieved if the PID control strategy is used. To solve this problem, we analyze the startup control mathematical model of a three-stage brushless synchronous machine, and apply the active-disturbances-rejection control technology to the design of controllers in the current loop, speed loop and angle loop, which are used to suppress the influence of the unknown external disturbances and the coupling items in current and electromagnetic torque models. The simulation and experimental results show that the new startup control strategy, compared with the PID control method, has higher ability in disturbance rejection and better startup acceleration performance under different operation conditions.

**Key words:** three-stage synchronous machine; aircraft engines; active-disturbances rejection control; extended state observer; start-up control

### 1 引言(Introduction)

起动/发电一体化是多电/全电飞机的关键技术之一, 也是航空电源系统的一个重要发展趋势. 目前, 三级式同步电机(图1)已在我国大功率航空交流电源系统中作为发电机得到普遍应用, 但是航空发动机的起动电机仍然采用直流电机等专用的起动系统, 这就使得飞机电源系统供配电体制多、体积和重量较大、系统复杂、故障率高、维护性较差. 如能使三级式同步电机工作在电动状态, 实现起动航空发动机的功能, 就可以省去专用的起动系统, 这即可以有效降低航空电源系统的复杂程度, 也可以提高可靠性和维护性<sup>[1-2]</sup>.

目前有多个国内外学者及团队开展了三级式同步电机的变频起动研究<sup>[3-13]</sup>, 取得的研究成果多集中在3个方面, 即主发电机的励磁实现方式<sup>[3-7]</sup>、起动方

法的研究<sup>[8-11]</sup>、以及如何有效提高电机在单相交流励磁方式下输出的电磁转矩<sup>[12-13]</sup>. 上述文献对所研究的内容进行验证时, 采用的都是MATLAB建模<sup>[4-6, 8-10]</sup>或者电机加载台来模拟航空发动机负载<sup>[7, 11-13]</sup>的方式, 其中在文献[13]中, 作者采用一种通过调节电压矢量幅值及其与转子 $d$ 轴夹角唯一确定输出电压矢量的新型调制方法, 有效降低了主发电机转子磁链脉动对输出电磁转矩的影响, 取得了较好的带载加速能力. 在文献[7]中, 作者又对整个起动过程中励磁机的控制策略进行了详细分析, 在提高励磁效率的基础上, 提高了励磁方式切换过程中主发电机输出转矩的平稳性. 虽然上述文献的研究成果已经实现了较好的带载起动能力, 但是控制策略仍然采用的是经典PID控制, 系统所表现的起动性能仅与设定的转

收稿日期: 2015-03-10; 录用日期: 2015-06-17.

<sup>†</sup>通信作者. E-mail: mapeng001@foxmail.com; Tel.: +86 29-88431325.

国家自然科学基金项目(51277152)资助.

Supported by National Natural Science Foundation of China (51277152).

矩曲线、惯量参数以及控制策略的PID系数有关,在加载台上连续多次起动时具有良好的一致性。

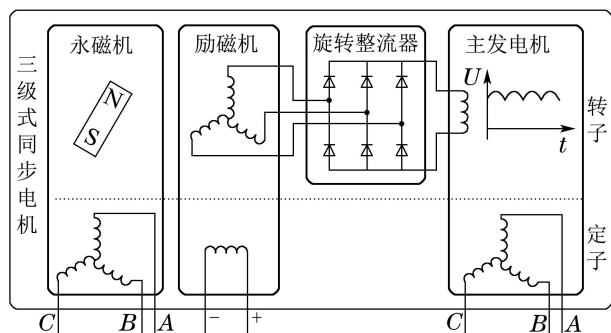


图 1 三级式同步电机结构图

Fig. 1 Structure of three-stage brushless synchronous machine

受飞机所处环境及航空发动机本身冷/热态的影响,发动机负载特性会存在较大差异,同时受测试手段及发动机自身结构的限制,准确测定发动机负载转矩 $T_L$ 、转动惯量 $J$ 、粘滞阻尼系数 $D$ 等参数难度较大,只能给出理论参考值,而主发电机励磁电流脉动且随转速变化的特点,又使得主发电机的数学模型存在较难处理的耦合项<sup>[4-13]</sup>。现有的研究成果已经能够较好的解决主发电机在转子励磁脉动情况下的大转矩输出控制<sup>[13]</sup>,但是所采用的经典PID调节方式难以适应由环境、温度等外部扰动所导致的负载不确定性,使得多次起动时的一致性较差。因此,如何在现有基础上改善经典PID调节的固有缺陷,提高控制系统的适用性,使得航空发动机在不同环境状态时能够按照期望的加速趋势起动,是一个需要迫切解决的问题。

自抗扰控制是中国科学院韩京清先生提出的一种由PID技术发展来的非线性控制策略<sup>[14-15]</sup>,该方法不仅发扬了经典PID方法不依赖对象模型、仅利用误差反馈进行控制的优点,又融合了现代控制理论的成就,通过建立扩张状态观测器对系统内、外部扰动进行实时估计和补偿,从而避免了积分作用的缺陷。在文献<sup>[16]</sup>中,作者设计了一种基于自抗扰控制的新型运动控制系统,并利用直流无刷伺服系统进行了验证,取得了较好的实验结果;文献<sup>[17]</sup>将自抗扰控制技术应用于感应电机的调速控制系统,在扰动相同的情况下,获得了比PID更优异的动静态控制性能;文献<sup>[18]</sup>采用扩张状态观测器提出了一种新的感应电机转子磁链观测器,提高了在转子电阻不确定时对转子磁链的观测准确性;文献<sup>[19-23]</sup>将自抗扰技术应用于永磁同步电机及直线电机的调速控制中,相比传统PID控制方法,采用自抗扰技术的速度控制器对参数、负载变化以及外部扰动均具有较强的鲁棒性和更好的速度响应性能。由上述文献可见,自抗扰控制技术能够较好的替代传统PID技术,实现对电机运行效率、速度响应等多方面性能的优化控制。本文针对三级式同步

电机在拖动航空发动机起动过程中的运行特点,结合已取得的研究成果,将前文提到的负载转矩 $T_L$ 、转动惯量 $J$ 、粘滞阻尼系数 $D$ 等参数的不确定部分统一视为扰动项,采用自抗扰控制(auto-disturbance rejection control, ADRC)进行转速环及电流环的优化改进,增强控制系统在不同负载扰动下的调节能力。

## 2 三级式同步电机起动控制模型(Start-up control model of three-stage synchronous machine)

图1为三级式同步电机的结构示意图。假设主发电机的三相定子绕组在空间作正弦分布,在忽略磁场的高次谐波、磁饱和、铁损耗及温度对参数变化影响的前提下,得到主发电机忽略阻尼绕组时 $d$ - $q$ 坐标系下的数学模型如下<sup>[13]</sup>:

磁链方程:

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_{sf} \\ 0 & L_q & 0 \\ 1.5M_{fs} & 0 & L_{fz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{fz} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

电流方程:

$$\begin{cases} \dot{i}_d = \frac{1}{L_d} u_d - \frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{\psi_q}{L_d} \omega_z, \\ \dot{i}_q = \frac{1}{L_q} u_q - \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{\psi_d}{L_q} \omega_z. \end{cases} \quad (2)$$

电磁转矩方程:

$$T_{em} = \frac{3}{2} n_p (\psi_d i_q - \psi_q i_d). \quad (3)$$

式(1)–(3)中: $\psi_d, \psi_q, \psi_f$ 分别为电枢绕组的 $d, q$ 轴磁链及转子磁链, $L_d, L_q, L_{fz}$ 分别为电枢绕组 $d, q$ 轴等效电感和励磁绕组电感, $i_d, i_q, i_{fz}$ 分别为电枢绕组 $d, q$ 轴电流和励磁绕组电流, $M_{sf} = M_{fs}$ 为直轴电枢绕组与励磁绕组之间的互感, $u_d, u_q$ 分别为电枢绕组 $d, q$ 轴电压, $R_s$ 为电枢绕组阻抗, $\omega_z = 2\pi f = 2\pi n_p n/60$ , $n$ 为电机转速, $n_p$ 为主发电机极对数。由式(1)和式(3),得主发电机的电磁转矩方程为

$$T_{em} = \frac{3}{2} n_p M_{sf} i_{fz} i_q + \frac{3}{2} n_p (L_d - L_q) i_d i_q. \quad (4)$$

由上式可见, $i_d, i_q, i_{fz}$ 共同决定了主发电机的电磁转矩输出能力。限于三级式同步电机的无刷结构,电机转动时主发电机的励磁电流 $i_{fz}$ 无法直接获取,因此在进行 $i_d, i_q$ 的控制之前,首先应该建立励磁机的数学模型对 $i_{fz}$ 的实时状态进行分析。三级式同步电机在静止/低速时可以采用单相交流励磁方式实现主发电机的转子励磁<sup>[4-13]</sup>,设励磁机电枢绕组的励磁电流频率为 $f_1$ ,有效值为 $I_f$ ,则励磁电流可表示为

$$i_f = \sqrt{2} I_f \cos(2\pi f_1 t). \quad (5)$$

假设励磁机磁路不饱和,同时忽略磁场高次谐波,

且开始转动时励磁机转子A相绕组轴线超前励磁绕组轴线的电角度为 $\theta$ , 励磁绕组与电枢绕组之间的互感为 $M_f$ , 励磁机空间内产生的脉振磁势的磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_{fA} = M_f i_f \cos(\omega t + \theta), \\ \psi_{fB} = M_f i_f \cos(\omega t + \theta - 2\pi/3), \\ \psi_{fC} = M_f i_f \cos(\omega t + \theta - 4\pi/3), \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $\omega = 2\pi f = 2\pi pn/60$ ,  $n$ 为电机转速,  $p$ 为励磁机转子极对数. 以A相为例进行分析, 对式(6)求导, 结合式(5)得励磁机A相电枢绕组感应电势为

$$e_A = -\sqrt{2}M_f I_f \omega_1 \sin(\omega_1 t) \cos(\omega t + \theta) - \sqrt{2}M_f I_f \omega \cos(\omega_1 t) \sin(\omega t + \theta), \quad (7)$$

其中 $\omega_1 = 2\pi f_1$ . 式(7)中的前一项为单相交流励磁电流产生的变压器电势, 后一项为电机旋转后产生的切割电势. 已有的研究成果表明<sup>[5-13]</sup>, 当电机达到一定转速时, 需要切换为直流励磁, 此时 $\omega_1 = 0$ , 此时励磁机A相电枢绕组的感应电势为

$$e_A = -\sqrt{2}M_f I_f \omega \sin(\omega t + \theta). \quad (8)$$

式(7)和式(8)所表示的感应电势经旋转整流器后, 将得到主发电机转子绕组所需的励磁电流, 显然, 该电流存在较大的脉动分量, 且随转速变化. 文献[13]给出的控制方法(图2)能够较好地解决在这种励磁条件下的主发电机输出转矩的能力及稳定性.

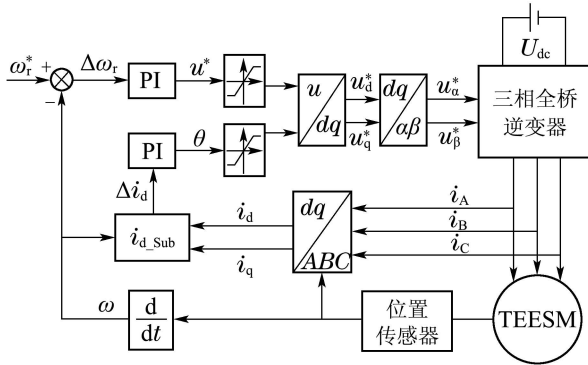


图2 现有的基于PID的起动控制策略

Fig. 2 The existing starting control method based on PID

图2所示控制策略在航空发动机的负载特性产生变化时, 难以在维持PID参数不变的情况下得到一致的起动控制性能, 具体表现可见第4节的仿真和实验结果. 为进一步改进该控制策略, 本文对其控制思路重新整理如下: 根据前面对励磁机转子绕组感应电势的分析, 在忽略旋转整流器的二极管压降、单相导通及开关特性对感应电势的影响, 假设励磁机输出能力无限大的情况下, 主发电机的转子励磁电流 $i_{fz}$ 的大小将由励磁机转子感应电势的线电压峰峰值决定. 显然,  $i_{fz}$ 会随着电机转速的变化以及励磁机定子绕组励磁电流 $i_f$ 的变化而不同, 参考最大扭矩电流比(maximum

torque per ampere, MTPA)的控制思路, 为了在相同的电枢电流的情况下获得尽量大的电磁转矩输出, 令

$$\frac{dT_{em}}{di_d} = 0, \quad (9)$$

整理后得

$$i_d = \frac{\sqrt{8(L_d - L_q)^2 I^2 + (M_{sf} i_{fz})^2} - M_{sf} i_{fz}}{4(L_d - L_q)}, \quad (10)$$

其中 $I$ 为主发电机的电枢电流. 在图2所示的控制策略中, 利用式(10)计算得出理论 $i_d$ 值之后, 即可通过PI控制器实现电压矢量与主发电机转子 $d$ 轴夹角 $\theta$ 的调节. 为了方便后文中设计自抗扰控制器, 进一步对主发电机的电流矢量与转子 $d$ 轴夹角 $\theta_1$ 进行推导, 主发电机的矢量图如图3所示.

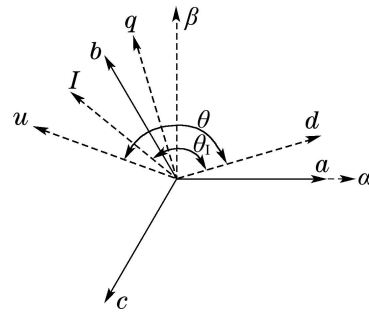


图3 主发电机矢量图

Fig. 3 The vector diagram of main generator

显然 $\theta_1$ 与 $i_d, i_q$ 还存在如下关系:

$$\begin{cases} i_d = I \cos \theta_1, \\ i_q = I \sin \theta_1. \end{cases} \quad (11)$$

由式(10)-(11), 得 $\theta_1$ 的理想值为

$$\theta_1 = \arccos \frac{\sqrt{8(L_d - L_q)^2 I^2 + (M_{sf} i_{fz})^2} - M_{sf} i_{fz}}{4(L_d - L_q) I}. \quad (12)$$

### 3 起动控制策略设计(Start-up control strategy design)

#### 3.1 自抗扰控制技术(Active-disturbance rejection control)

典型的自抗扰控制器结构为: 采用跟踪微分器安排过渡过程, 扩张状态观测器来估计系统状态、模型未知部分以及外扰, 由非线性反馈控制律来给定控制输出. 自抗扰控制器是在反馈线性化的基础上设计的一种新型控制器, 在应用于电动机的调速系统时, 一般是根据电机拖动系统的速度输出方程设计出速度环的一阶自抗扰控制器, 通过ESO估计转速、转矩的变化及惯量和阻尼系数的变化等扰动项<sup>[19, 23]</sup>. 一阶系

统的ADRC可通过下面的方程描述:

跟踪微分器(tracking differentiator, TD):

$$\begin{cases} e_0 = v^* - v_1, \\ \dot{v}_1 = -r_0 \text{fal}(e_0, \alpha_0, \delta_0). \end{cases} \quad (13)$$

扩张状态观测器(extended state observer, ESO):

$$\begin{cases} e = z_1 - y, \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 \text{fal}(e, 0.5, \delta) + b_0 u, \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 \text{fal}(e, 0.25, \delta). \end{cases} \quad (14)$$

非线性状态误差反馈控制律(nonlinear states error feed-back, NLSEF):

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1, \\ u_0 = k_1 \text{fal}(e_1, \alpha_1, \delta_1). \end{cases} \quad (15)$$

式(13)–(15)中,  $v^*$ 为跟踪微分器的给定信号,  $v_1$ 为  $v$  的检测信号,  $r_0$ 为控制量增益,  $y$ 为被控对象的输出信号,  $z_1$ 为  $y$  的跟踪信号,  $z_2$ 为扰动的观测量,  $b_0$ 为系统已知模型的补偿因子,  $\beta_1, \beta_2$ 为状态误差的反馈增益,  $k_1$ 为调节器增益. 扰动补偿后的控制量为

$$u = u_0 - \frac{z_2}{b_0}. \quad (16)$$

fal为非线性函数, 其表达式为

$$\text{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sgn} e, & |e| > \delta, \\ \frac{e}{\delta^{1-\alpha}}, & |e| < \delta. \end{cases} \quad (17)$$

其中:  $e$ 为误差信号,  $\alpha$ 为可调参数,  $\delta$ 为滤波参数,  $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数.

跟踪微分器的主要作用是给输入安排合适的过渡过程, 缓解由于设定值突变造成的控制量剧烈变化及输出超调现象, 从而缓解了快速性与超调之间的矛盾; 扩张状态观测器是自抗扰控制器的核心, 它对系统的模型和外扰分别产生的作用量进行实时估计和补偿, 将未知外扰的非线性不确定对象用非线性状态反馈化为积分串联型, 是一种对非线性不确定对象实现反馈线性化的结构, 对一定范围内的对象具有很好的适应性和鲁棒性. 系统在化为积分串联型以后, 就可以采用非线性状态误差反馈来设计出理想的控制器.

### 3.2 转速环控制器(Speed loop controller)

航空发动机在正常起动及冷运转起动时, 要求在不同的环境状态下的加速曲线均能够与期望的加速曲线相符, 这就要求控制系统首先要有较好的加速度跟踪性能, 其次还要有较好的稳速及转速跟踪性能. 针对这两种工况, 本文分别设计了针对稳速控制及加速控制时的ESO模型.

首先介绍稳速控制ESO模型. 航空发动机起动过

程的机械运动方程可表示为

$$T_{\text{em}} = T_L + D \frac{\omega_z}{n_p} + J \frac{\dot{\omega}_z}{n_p}, \quad (18)$$

其中:  $\omega_z = 2\pi f_z = 2\pi n_p n/60$ ,  $n$ 为电机转速,  $n_p$ 为主发电机极对数,  $D$ 为粘滞阻尼系数, 结合式(4)得

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_z &= \frac{3n_p^2}{2J} [M_{\text{sf}} i_{\text{fz}} + (L_d - L_q) i_d] i_q - \\ &T_L \frac{n_p}{J} - D \frac{\omega_z}{J}. \end{aligned} \quad (19)$$

由上式可见,  $i_d, i_q, i_{\text{fz}}$ 以及负载转矩  $T_L$ 、转动惯量  $J$ 、粘滞阻尼系数  $D$  的变化都会影响起动加速过程. 而三级式同步电机的无刷结构又使得  $i_{\text{fz}}$  难以在起动的过程中直接观测, 只能通过式(6)–(8)近似估计, 与此同时,  $i_{\text{fz}}$  所固有的脉动特性也会影响到  $i_d$  的观测准确性. 根据自抗扰控制技术的原理, 可以将  $i_{\text{fz}}$  的估计误差、 $i_d$  的观测误差以及环境温度导致的电机参数变化等因素对系统控制性能的影响看作内部扰动, 记为  $w_1$ , 负载转矩、系统粘滞系数带来的扰动记为  $w_2$ 、系统总扰动为  $w = w_1 + w_2$ , 且满足:

$$\begin{cases} w_1 = w_z^* 1 - w_z 1, \\ w_2 = -T_L \frac{n_p}{J} - D \frac{\omega_z}{J}, \\ w_{z1}^* = \frac{3n_p^2}{2J} [M_{\text{sf}} i_{\text{fz}}^* + (L_d - L_q) i_d^*] i_q^*, \\ w_{z1} = \frac{3n_p^2}{2J} [M_{\text{sf}} i_{\text{fz}} + (L_d - L_q) i_d] i_q. \end{cases} \quad (20)$$

其中:  $\omega_{z1}^*$  认为是各变量的估计值或观测值的计算结果,  $\omega_{z1}$  认为是各变量的实际值的计算结果, 由于跟踪微分器(TD)的主要作用就是提取微分信号和安排过渡过程, 而一阶系统的ESO输出没有控制对象的微分输出, 因此TD实际仅起到滤波作用, 因此本文在设计自抗扰控制器时, 省略了TD模块. 因此稳速运行时的转速ESO模型为

$$\begin{cases} e = \omega - \hat{\omega}, \\ \dot{\omega} = w - \beta_{\omega 1} \text{fal}(e, 0.5, \delta) + b_0 i_q^*, \\ \dot{\omega} = -\beta_{\omega 2} \text{fal}(e, 0.25, \delta). \end{cases} \quad (21)$$

NLSEF控制律为

$$\begin{cases} e_1 = \omega^* - \omega, \\ i_{q0} = \beta_1 \text{fal}(e_1, \alpha_1, \delta_1), \\ i_q^* = i_{q0} - \frac{w}{b_0}. \end{cases} \quad (22)$$

其中:  $b_0$ 是主发电机数学模型的已知部分,  $i_q^*$ 为速度环的输出信号, 同样也是电流环控制输出的参考信号, 假设  $i_{\text{fz}}^*$  与  $i_d^*$  分别是  $i_{\text{fz}}$  的估计值及  $i_d$  的观测值, 则  $b_0$  可表示为

$$b_0 = \frac{3n_p^2}{2J} [M_{\text{sf}} i_{\text{fz}}^* + (L_d - L_q) i_d^*], \quad (23)$$

当系统启动时,如果仍然采用上述稳速控制策略对给定的启动曲线进行转速跟踪,易造成系统的加速趋势不稳定,导致实际的启动加速过程与给定的曲线不符,因此本文在系统加速运动时设计了一种不同于稳速控制的加速控制ESO模型:

$$\begin{cases} e = \dot{\omega} - \hat{\dot{\omega}}, \\ \dot{\hat{\omega}} = \dot{\omega} = -\beta_{\dot{\omega}} \text{fal}(e, 0.5, \delta). \end{cases} \quad (24)$$

即通过计算给定转速信号加速度值与实际加速度值的差值,利用非线性函数fal进行处理后,直接积分作为电流给定值输出:

$$i_q^* = -\frac{w}{b_0}. \quad (25)$$

此时,电机转速仅作为加速/稳速控制策略切换的参考依据,而不直接参与调速控制,当电机当前的启动加速度与给定启动曲线的加速度一致时,就可以实现相同的加速趋势,由于在加速阶段没有追求给定转速与实际转速的一致性,因此不会出现急加速或急减速状态,从而有效抑制了电机的过流情况.由于自抗扰控制器的扩张状态观测器采用的是串联积分型结构,因此当上述控制器由加速控制切入到稳速控制时,只需对控制器非线性函数得出的结果进行累加即可,而无需考虑系统在两种ESO控制模型间相互切换.

### 3.3 电流环控制器(Current loop controller)

由前述分析,航空发动机系统的加速状态主要靠主发电机 $q$ 轴电流 $i_q$ 调节实现,微调 $i_d$ 则是为了在主发电机电枢电流 $I$ 变化时能够实现高效的运行,结合图2所示的控制策略,可以通过设计 $q$ 轴电流调节器来实现对输出电压矢量的幅值控制.结合式(2),假设 $w_q$ 为不确定部分观测量, $f_q$ 为模型已知部分, $q$ 轴电流的ESO模型如下:

$$\begin{cases} e_q = \hat{i}_q - i_q, \\ \hat{i}_q = f_q + w_q - \beta_{q1} \text{fal}(e_q, 0.5, \delta) + \frac{u_q}{L_q}, \\ \dot{w}_q = -\beta_{q2} \text{fal}(e_q, 0.25, \delta). \end{cases} \quad (26)$$

NLSEF控制律为

$$\begin{cases} e_1 = i_q^* - \hat{i}_q, \\ u_{0q} = \beta_1 \text{fal}(e_1, \alpha_1, \delta_1), \\ u_q = u_{0q} - (f_q + w_q)L_q, \end{cases} \quad (27)$$

其中

$$f_q = -\frac{R_s}{L_q} i_q. \quad (28)$$

在进行SVPWM调制时,除 $u_q$ 外还需要 $u_d$ 的值,按照图2的控制思路,由于电压矢量与主发电机转子 $d$ 轴的夹角 $\theta$ 已知,因此 $d$ 轴电压控制量可用下式获取:

$$u_d = u_q \tan \theta, \quad 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}. \quad (29)$$

### 3.4 $\theta$ 角控制器( $\theta$ controller)

由式(12),根据估计得到的主发电机转子励磁电流 $i_{fz}$ 及观测得到的电枢电流 $I$ ,可得到当前状态下的 $\theta_1$ 的控制量,调节 $\theta_1$ 本质上与传统矢量控制中独立调节 $d, q$ 轴电流的效果类似,由主发电机的电流方程式(2)可知,当规划好 $d, q$ 轴电流的过渡曲线后,结合观测到的电机当前转速及 $d, q$ 轴电流,就可以求得 $d, q$ 轴电压的控制量.但是这种计算方法仅适合传统的矢量控制方式中 $d, q$ 轴电流独立调节的情况,本文的研究基础——通过调节 $\theta_1$ 实现 $d, q$ 轴电流变化——在调节过程中 $d, q$ 轴电流是相互关联的,这无疑增加了 $d, q$ 轴电压控制量的计算难度.为了简化计算过程,本文将电压调节的夹角 $\theta$ 中可通过电机模型预测的部分也视为模型内部扰动,通过直接观测 $\theta_1$ 与理想值之间的误差 $e$ ,并安排合适的非线性函数进行电压矢量与转子 $d$ 轴的夹角 $\theta$ 的积分调节,实现 $\theta_1$ 的调节.根据这个特点,可建立 $\theta$ 角的ESO控制模型如下:

$$\begin{cases} e = \theta_1 - \hat{\theta}_1, \\ \dot{\hat{\theta}}_1 = \dot{\theta} = -\beta_{\theta} \text{fal}(e, 0.5, \delta). \end{cases} \quad (30)$$

$\theta$ 角控制输出的参考信号满足下式:

$$\theta = -\frac{w}{b_0}, \quad (31)$$

由于航空发动机的启动过程较长(60~70 s),且在整个启动过程中 $\theta$ 角的变化范围较小(25°左右),同时考虑到 $\theta$ 角理想值的计算过程中,所需的部分变量如 $i_{fz}$ 难以精确观测,只能采用估算值,因此系统对 $\theta$ 角的控制实时性及精度要求较低;由于 $\theta$ 角的ESO控制模型不考虑主发电机模型的已知部分;因此在实际应用中, $b_0$ 的取值是通过反复修改并观察相应的控制效果后确定.

### 3.5 采用自抗扰技术的启动控制策略(Start-up control method based on ADRC)

对图2所示的三级式同步电机启动控制策略采用ADRC进行优化设计后如图4所示.

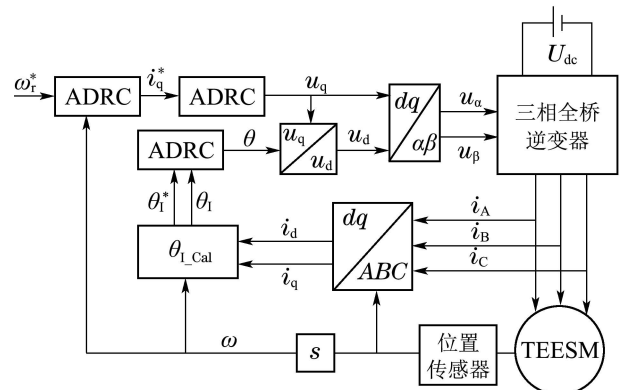


图4 基于自抗扰技术的新型启动控制策略

Fig. 4 A new type start-up control method based on ADRC

图4中,系统通过位置传感器(旋转变压器)获取三级式同步电机的转子位置信号,经微分环节得到电机的转速信号,结合电流检测模块得到的 $i_d, i_q$ 信号,通过 $\theta_{L,Cal}$ 模块(式(12))计算主发电机当前运行状态下电流矢量与转子 $d$ 轴的夹角理想值 $\theta_I$ ,结合观测得到的 $\theta_I^*$ 当前值,利用在第3.4节中设计的ADRC控制器调节电压矢量与主发电机转子 $d$ 轴的夹角 $\theta$ ;利用转速ADRC控制器以及 $q$ 轴电流的ADRC控制器,得到 $q$ 轴电压输出值,结合前面求出的 $\theta$ 角,得到控制器进行SVPWM调制所需的 $u_d, u_q$ .

#### 4 仿真及实验(Simulation and experiment)

本文采用MATLAB对上述控制策略进行了仿真研究,主发电机的主要参数见表1所示.

表 1 主发电机主要参数  
Table 1 The main parameters for main generator

参数	量值
$d$ 轴电感/mH	0.73
$q$ 轴电感/mH	0.38
定子绕组电阻/m $\Omega$	16.3
励磁和电枢互感/mH	8
极对数	3

首先本文对图2所示的控制策略进行仿真分析.设定航空发动机的负载曲线如图5所示.

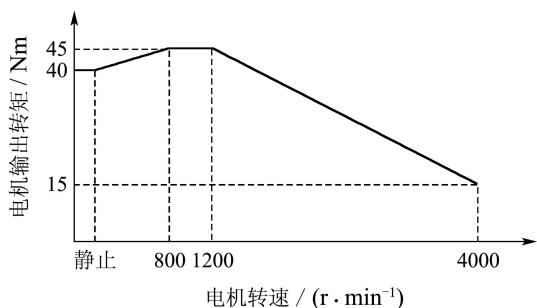
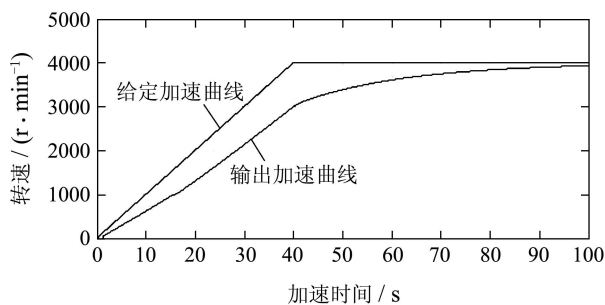


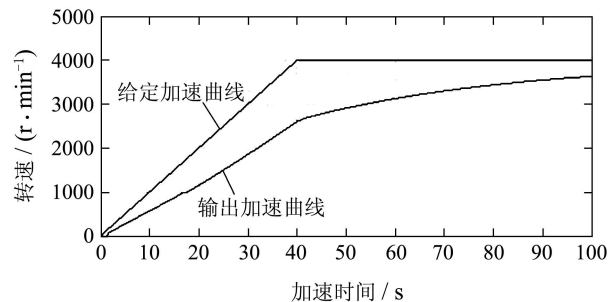
图 5 起动过程负载曲线

Fig. 5 Load curve of starting process

设目标转速为4000 r/min,加速时间为40 s,仿真结果如图6(a)所示.同时为了分析负载变化对所用控制策略起动性能的影响,将所设定的负载曲线增大5%,在相同励磁条件下,得到图6(b)所示的仿真结果.



(a) 额定负载曲线时的起动加速曲线



(b) 额定负载曲线等比增大5%时的起动加速曲线

图 6 现有控制方法的加速曲线

Fig. 6 Simulation results of the existing control method

由图6可见,原控制方法在起动加速阶段,其输出的加速度明显小于给定曲线的加速度,而给定曲线达到稳速状态后,系统加速度也相应变小,致使系统进入稳速状态的时间较长,当负载情况发生变化时,这种现象更为明显.如图6(a)中,系统在70 s时转速即可达到3700 r/min左右,而负载增大5%后,在70 s时转速仅为3300 r/min左右,这说明原控制方法对负载的扰动较为敏感.在实际操作时,需要适当提高给定的稳速值,以减少系统进入冷运转稳速运行的时间.图7所示为前期实验中,采用图2所示的控制策略起动航空发动机时的监控软件截图.

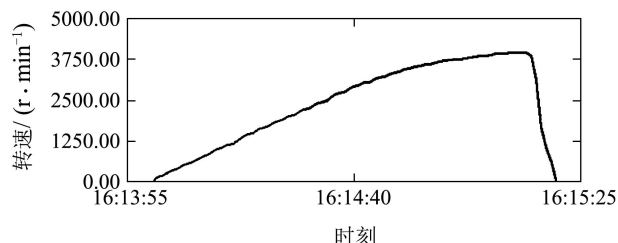


图 7 现有控制方法的实验结果

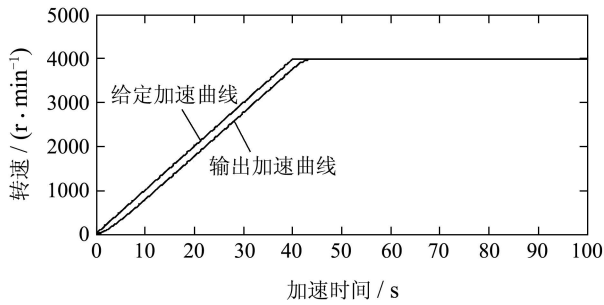
Fig. 7 Experimental results of the existing control method

由图7可见,实际的起动加速过程与图6(b)的仿真结果近似,这说明所建立的三级式同步电机的起动控制模型较为合理,同时也说明航空发动机的实际负载特性与理论负载特性仍然存在一定差距.这也验证了文章最初给出的分析.

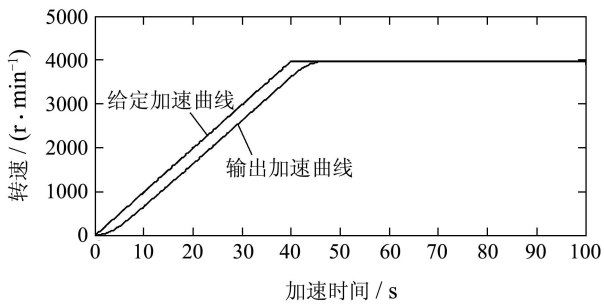
采用相同的电机模型及励磁机的励磁控制方式,采用图4所示起动控制策略时,在两种负载曲线下分别得到图8(a)-(b)两条仿真曲线.

由图8可见,相比原有控制策略,采用自抗扰技术的控制策略在不同负载状态的情况下起动控制性能差异较小,加速曲线具有近似的加速趋势.较为明显的差异就是系统由静止进入恒加速阶段的时间,负载较大时所需时间较长,负载较小时所需时间也相应缩短.图9为采用自抗扰控制技术时的实验结果,由图可见,新的基于自抗扰技术的控制方法相比原有的基于PID的控制方法具有更好的加速控制性能.(由于两

次实验间隔时间较长, 后台监控软件也经过了数次调整, 因此转速采样窗口的格式略有不同).



(a) 额定负载曲线时的起动加速曲线



(b) 额定负载曲线等比增大5%时的起动加速曲线

图8 新型控制方法的仿真结果

Fig. 8 Simulation results of the new control method

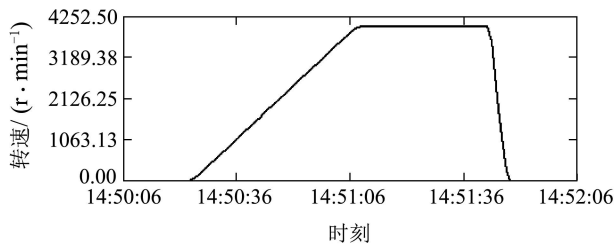


图9 新型控制方法的仿真结果

Fig. 9 Simulation results of the new control method

## 5 结论(Conclusions)

针对采用三级式同步电机的起动/发电一体化系统在拖动航空发动机起动的过程中, 由于受环境等多方面因素干扰而导致的负载状态变化, 从而导致原控制方法在固定控制参数的情况下难以实现理想的加速曲线起动的问题, 本文分析了三级式同步电机的起动控制模型, 结合自抗扰控制技术设计了新的起动控制方法. 仿真及实验结果表明, 新的方法能够更好的抑制环境因素造成的影响, 具有更好的起动加速性能.

## 参考文献(References):

[1] 沈颂华. 航空航天器供电系统 [M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2005.  
(SHEN Songhua. *Power Supplies System* [M]. Beijing: Beihang University Press, 2005.)  
[2] 陈伟. 基于多电飞机的先进供电技术研究 [J]. 飞机设计, 2006, 12(4): 64 – 73.

(CHEN Wei. Research on advanced technologies for electric power systems for more electric aircraft [J]. *Aircraft Design*, 2006, 12(4): 64 – 73.)

- [3] CARR K R, SHIPPLING J A, WEBER L E, et al. *Controlled starting method for a gas turbine engine* [P]. US Patent: US 5428275. US. 1995.
- [4] 陈宝林, 刘建红, 顾毅康, 等. 同步电机双功能系统单相交流励磁的研究 [J]. 南京航空航天大学学报, 2003, 12(1): 621 – 624.  
(CHEN Baolin, LIU Jianhong, GU Yikang, et al. Research on single-phase AC excitation of bifunctional synchronous AC motors [J]. *Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics*, 2003, 12(1): 621 – 624.)
- [5] 李岩, 张超, 王冬梅. 航空无刷同步电机起动发电系统电动运行励磁特性 [J]. 海军航空工程学院学报, 2012, 27(2): 187 – 190.  
(LI Yan, ZHANG Chao, WANG Dongmei. Excitation characteristic for starter/generator system working on starting process of brushless synchronous machine [J]. *Journal of Naval Aeronautical Engineering Institute*, 2012, 27(2): 187 – 190.)
- [6] 黄晓阁. 基于可旋转变换器的同步电机无刷励磁研究 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2008.  
(HUANG Xiaoge. *Research on synchronous generator brushless excitation based on rotating converter* [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2008.)
- [7] 马鹏, 刘卫国, 毛帅, 等. 一种三级式同步电机起动过程励磁控制方法 [J]. 电机与控制学报, 2014, 10(18): 68 – 73.  
(MA Peng, LIU Weiguo, MAO Shuai, et al. Excitation method in starting process for three-stage brushless synchronous machine [J]. *Electric Machines and Control*, 2014, 10(18): 68 – 73.)
- [8] 顾毅康. 电磁式无刷交流同步电机新型起动方案研究 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2002.  
(GU Yikang. *Research on the new start scheme for brushless electromagnetic synchronous AC motor* [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2002.)
- [9] 曹远志. 旋转整流器式航空同步电机起动过程的研究 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2007.  
(CAO Yuanzhi. *Research on the starting process of rotating rectifier brushless synchronous generator* [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2007.)
- [10] 李亚楠. 三级式同步电机变频交流起动/发电系统的研究 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2011.  
(LI Yanan. *Research on starter/generator for variable frequency power system based on brushless excitation synchronous machine* [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2011.)
- [11] 徐瑜, 宁银行, 刘闯. 一种两级式起动/发电电源系统的起动方式研究 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(27): 161 – 167.  
(XU Yu, NING Yinhang, LIU Chuang. Start strategies for a two-stage starter-generator power system [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2013, 33(27): 161 – 167.)
- [12] LUO G Z, ZHANG W W, YANG N F, et al. Torque ripple suppression control strategy for brushless integrated starter/generator wound-field synchronous motor [J]. *Journal of China Ordnance*, 2012, 8(3): 154 – 160.
- [13] 马鹏, 刘卫国, 骆光照, 等. 一种三级式航空无刷同步电机起动控制策略 [J]. 电机与控制学报, 2012, 16(11): 29 – 32.  
(MA Peng, LIU Weiguo, LUO Guangzhao, et al. Starting control strategy for three-stage aviation brushless synchronous motor [J]. *Electric Machines And Control*, 2012, 16(11): 29 – 32.)
- [14] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用 [J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19 – 23.  
(HAN Jingqing. Auto-disturbance-rejection controller and its applications [J]. *Control and decision*, 1998, 13(1): 19 – 23.)
- [15] 高志强. 自抗扰控制思想探究 [J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1498 – 1510.

- (GAO Zhiqiang. On the foundation of active disturbance rejection control[J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(12): 1498 – 1510.)
- [16] GAO Z Q, HU S H, JIANG F J. A novel motion control design approach based on active disturbance rejection [C] // *Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control*. Orlando, Florida: IEEE, 2001: 4877 – 4882.
- [17] 冯光, 黄立培, 朱东起. 采用自抗扰控制器的高性能异步电机调速系统 [J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(10): 55 – 58.  
(FENG Guang, HUANG Lippei, ZHU Dongqi. High performance control of induction motor based on auto-disturbance rejection controller [J]. *Proceeding of the CSEE*, 2001, 21(10): 55 – 58.)
- [18] 林飞, 张春朋, 宋文超, 等. 基于扩张状态观测器的感应电机转子磁链观测 [J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(4): 145 – 147.  
(LIN Fei, ZHANG Chunpeng, SONG Wenchao, et al. Flux observer of induction motor based on extended state observer [J]. *Proceeding of the CSEE*, 2003, 23(4): 145 – 147.)
- [19] 侯利民, 任志玲, 王巍. 基于自抗扰控制的永磁同步电机无源调速系统 [J]. 电力电子技术, 2011, 45(3): 37 – 39.  
(HOU Limin, REN Zhiling, WANG Wei. Passivity-based speed control system for PMSM based on ADRC [J]. *Power Electronics*, 2011, 45(3): 37 – 39.)
- [20] SU Y, ZHENG C, DUAN B. Automatic disturbance rejection controller for precise motion control of permanent-magnet synchronous motors [J]. *IEEE Transactions on Industry Electronics*, 2005, 52(3): 814 – 823.
- [21] LI S, LIU Z. Adaptive speed control for permanent-magnet synchronous motor system with variations of load inertia [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(8): 3050 – 3059.
- [22] 陈诚, 李世华, 田玉平. 永磁同步电机调速系统的自抗扰控制 [J]. 电气传动, 2005, 35(9): 13 – 16.  
(CHEN Cheng, LI Shihua, TIAN Yuping. Active disturbance rejection control of PMSM speed-adjusting system [J]. *Electric Drive*, 2005, 35(9): 13 – 16.)
- [23] 雷春林, 吴捷, 陈渊睿, 等. 自抗扰控制在永磁直线电机控制中的应用 [J]. 控制理论与应用, 2005, 22(3): 423 – 428.  
(LEI Chunlin, WU Jie, CHEN Yuanrui, et al. Auto-disturbance-rejection controller used in permanent-magnet linear motor control system [J]. *Control Theory & Applications*, 2005, 22(3): 423 – 428.)

#### 作者简介:

**马 鹏** (1984–), 男, 博士研究生, 从事多级电励磁无刷同步电机伺服控制技术研究, E-mail: mapeng001@foxmail.com;

**刘卫国** (1960–), 男, 教授, 博士生导师, 从事永磁电机设计理论及驱动控制技术研究, E-mail: lwglll@nwpu.edu.cn;

**彭纪昌** (1988–), 男, 博士研究生, 从事电励磁无刷同步电机的无位置伺服控制技术研究, E-mail: linkjc@126.com;

**毛 帅** (1989–), 男, 博士研究生, 从事电励磁同步电机驱动控制技术研究, E-mail: maoshuai1989@126.com;

**骆光照** (1972–), 男, 教授, 博士生导师, 从事永磁同步电机驱动控制技术研究, E-mail: luo\_gz@126.com.