

自治供电系统的一种混合控制*

孙 凯 赵千川 郑大钟

(清华大学自动化系·北京, 100084)

摘要: 研究自治供电系统(ASES)控制问题, 基于“状态空间区域划分”和“切换控制”原理, 提出一种混合型控制器。仿真表明, 相比于近年来文献[1]中提出的动态滑模变结构控制方案, 在保持系统基本性能前提下, 可有效克服该方案中不可避免的抖振与高频切换等严重问题。

关键词: ASES; 混合控制; 状态空间区域划分

文献标识码: A

A Hybrid Control for Autonomous Systems of Electric Power Supply

SUN Kai, ZHAO Qianchuan and ZHENG Dazhong

(Department of Automation, Tsinghua University · Beijing, 100084, P. R. China)

Abstract: Based on regional division of state space and switching control, the problem of control for autonomous systems of electric power supply (ASES) is studied and a type of hybrid controllers is proposed. Comparing with the variable structure control strategy based on dynamic sliding mode given in [1] recently, it is shown by simulation that the serious chattering and switching in high frequency between controllers, which are not permitted in practice applications, can be efficiently avoided and the performance of system is basically equivalent to the ones in variable structure control.

Key words: ASES; hybrid control; regional division of state space

1 引言(Introduction)

自治供电系统(autonomous systems of electric power supply, 简称为 ASES)是一类重要工程系统。对 ASES 的控制目的在于使输出电压精确地保持在设定值上。ASES 的传统控制方式限于 PID 控制, 难以克服未知和不可量测扰动的影响以获得高精度定值控制。近年来, 文献[1]提出基于动态滑模的变结构控制方案, 可使 ASES 输出电压在不可预知或不能精确估计的负载扰动影响下精确保持在设定值附近, 提高了系统对内部参数摄动和外部扰动的鲁棒性。但此方案存在变结构控制固有的缺点, 无法避免输出信号中的严重抖振和控制器间频繁切换^[2], 影响了在实际工程中的应用。

基于状态空间区域划分和切换控制原理^[3], 本文对文献[1]提出的控制方案作了重要改进。主要思路是, 在状态空间围绕平衡点设置一个有限域“E 域”(equilibrium region), 当状态处于 E 域外时采用变结构控制, 充分发挥其快速性和鲁棒性的优点, 在状态进入 E 域内时采用基于扰动的控制, 在保持系

统对扰动抑制的同时来有效克服变结构控制的固有缺点。本文主要结果包括, 研究了区域划分问题, 给出构造 E 域的两种算法, 证明最优 E 域的形式; 研究了 E 域内控制的综合, 提出可有效抑制扰动的一种控制器方案, 给出其电路实现。仿真表明, 本文提出的混合型控制策略, 在有效克服文献[1]中控制方案严重抖振和控制器高频切换现象的同时, 仍能使系统具有良好性能。

2 自治供电系统的动态变结构控制(Dynamic variable structure control for ASES)

文献[1]提出的 ASES 的一种实现电路如图 1 所示, 由主级供电 PSES(primary source of electric power supply)和多路次级供电 SSSES(secondary sources of electric power supply)组成。一组 SSSES 对应于一个负载。PSES 为直流电源, 对其稳压性能要求不高。SSSES 为实现精确稳压控制的核心部分, 当采用变结构控制时, 图中控制器即为开关式控制器。采用混合区域控制方法时, 控制器相对会复杂一些, 后文将给出控制器的一种实现电路。图 1 中, PSES 通过

* 基金项目: 国家自然科学基金(60074012), 攀登计划预研项目(970211017), 973 国家基础研究基金(G1998020305)和清华大学 985 基金基础研究基金资助项目。

收稿日期: 2000-04-24; 收修改稿日期: 2000-11-13.

m 组 SSES 驱动 m 组负载, v_0, i_0 为 PSES 输出的电压及电流, $v^1, \dots, v^m$ 和 $i_{L1}, \dots, i_{Lm}$ 分别为供给 m 组负载的电压和电流。

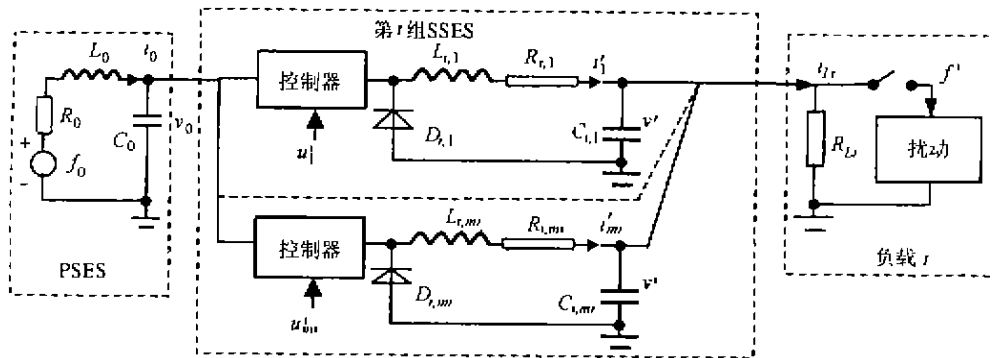


图1 ASES的一种实现电路

Fig. 1 A kind of circuits for ASES

ASES 的状态方程为^[1]:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_0 x + \sum_{i=1}^m H(i^i) u^i + d^0 f_0(t), & (1a) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{v}^i = A_{11}^i v^i + A_{12}^i i^i + d^i f^i(t), & (1b) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{i}^i = A_{21}^i v^i + A_{22}^i i^i + B^i(x) u^i, & (1c) \end{cases}$$

$$\begin{cases} y^i = G_1^i v^i + G_2^i i^i, \forall i = 1, \dots, m. & (1d) \end{cases}$$

其中 $x = [v_0, i_0]^T$ 和 f_0 分别为 PSES 状态和输入; 对第 i 组 SSES, $m_i (i = 1, \dots, m)$ 为 dc-to-dc 变换器个数; $i^i = [i_{11}^i, \dots, i_{m_i}^i]^T$ 为电感电流向量, $v^i = [v_1^i, \dots, v_{m_i}^i]^T$ 为输出电压向量; $u^i = [u_1^i, \dots, u_{m_i}^i]^T$ 和 $y^i = [y_1^i, \dots, y_{m_i}^i]^T$ 分别为第 i 组 SSES 的控制和输出; $f^i(t)$ 为第 i 组负载中不可量测扰动输入, 而

$$\begin{aligned} A_0 &= \begin{bmatrix} 0 & 1/C_0 \\ -1/L_0 & -R_0/L_0 \end{bmatrix}, \\ H(i^i) &= \begin{bmatrix} -i_{11}^i/c_0 & \dots & -i_{m_i}^i/c_0 \\ 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{2 \times m_i}, \quad d_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L_0 \end{bmatrix}, \\ A_{11}^i &= -\frac{1}{\sum_{j=1}^{m_i} C_{v_j} \cdot R_{L_j}}, \quad A_{12}^i = \frac{1}{\sum_{j=1}^{m_i} C_{v_j}} [1 \dots 1]_{1 \times m_i}, \\ d^i &= -\frac{1}{\sum_{j=1}^{m_i} C_{v_j}}, \quad A_{21}^i = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{1,1}} & \dots & -\frac{1}{L_{i,m_i}} \end{bmatrix}^T, \\ A_{22}^i &= \text{diag}(-\frac{R_{1,1}}{L_{1,1}}, \dots, -\frac{R_{i,m_i}}{L_{i,m_i}}), \\ B^i(x) &= \text{diag}(-\frac{v_0}{L_{1,1}}, \dots, -\frac{v_0}{L_{i,m_i}}), \\ G_1^i &= \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad G_2^i = \begin{bmatrix} 0 & & & 0 \\ -1 & 1 & & \\ & \ddots & \ddots & \\ 0 & & -1 & 1 \end{bmatrix}_{m_i \times m_i}. \end{aligned} \quad (2)$$

$v_{\text{ref}}^i, i_{\text{ref}}^i$ 为第 i 组 SSES 的负载电压和电流设定值, 且满足方程^[1]:

$$\begin{cases} v_{\text{ref}}^i = A_{11}^i v_{\text{ref}}^i + A_{12}^i i_{\text{ref}}^i, \\ y_{\text{ref}}^i = G_1^i v_{\text{ref}}^i + G_2^i i_{\text{ref}}^i, \end{cases} \quad i = 1, \dots, m. \quad (3)$$

下面, 我们限于讨论扰动为光滑有界且不可量测而电压设定值恒定 ($v_{\text{ref}}^i = 0$) 情况。

定义(动态变结构控制) 所谓动态变结构控制, 定义为通过引入积分微分或时间相关参数, 使切换函数随时间动态变化的一种控制, 以消除不可量测扰动影响使状态达到或无限接近设定点。

在文献[1]中, 采用的动态切换函数和变结构控制策略为(其中 $s = d/dt$):

$$\begin{aligned} \sigma^i(v^i, i^i, y_{\text{ref}}^i(t)) &= \\ (i_{\text{ref}}^i - i^i) + W^i(s) \cdot (v_{\text{ref}}^i - v^i) &= 0, \quad W^i(s) \in \mathbb{R}^{m_i}, \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} (u^i)_j &= \\ \begin{cases} 1, & \text{if } (\sigma^i)_j > 0, \\ 0, & \text{if } (\sigma^i)_j < 0, \end{cases} \quad \forall i = \overline{1, \dots, m}, \quad \forall j = \overline{1, \dots, m_i}. \end{aligned} \quad (5)$$

引理 1^[1] 滑动模态存在条件为:

$$\begin{aligned} 0 &< (i_{\text{ref}}^i)_j + W_j^i(s) A_{11}^i v_{\text{ref}}^i + W_j^i(s) A_{12}^i i_{\text{ref}}^i - \\ &[(A_{21}^i)_j + W_j^i(s) A_{11}^i] v^i - \sum_{l=1}^{m_i} [(A_{22}^i)_{j,l} + \\ &W_j^i(s) (A_{12}^i)_l] (i^i)_l - W_j^i(s) d^i f^i(t) < \\ &[B^i(x)]_{j,j}, \quad \forall i = 1, \dots, m, \quad \forall j = 1, \dots, m_i. \end{aligned} \quad (6)$$

对光滑有界扰动 $f^i(t)$, 存在 $0 < l_i < \infty, 0 < L_i < \infty (\forall i = 1, \dots, m)$ 成立:

$$\|df^i(t)\| < l_i, \quad \sup_{\|df^i(t)\| < l_i} \|W^i(s) \cdot df^i(t)\| < L_i. \quad (7)$$

引理 2 为了保证 SSES 输出电压可趋于设定值 v_{ref} , 应满足:

$$\langle v_{\text{ref}}, 0 \rangle \in \{ \langle v^i, v^j \rangle \mid \sigma^i \cdot \sigma^j \leq 0 \}. \quad (8)$$

3 自治供电系统的一种混合控制 (A hybrid control for ASSES)

本文思路是围绕设定点设置一个“E 域”, 状态在 E 域外时采用变结构控制, 可确保状态沿滑动模态区趋于设定点, 保证状态必将进入 E 域, 发挥其快速性和鲁棒性优点; 状态进入 E 域后, 采用基于扰动控制, 保持对扰动抑制同时克服变结构控制固有缺点. 图 2 所示为一种可能情况, 过原点粗直线为滑动模态区, 椭圆形 E 域内画出了一条状态运动轨迹. 方案涉及问题包括 E 域形状及大小选择、E 域内控制、状态相对 E 域位置的判断等.

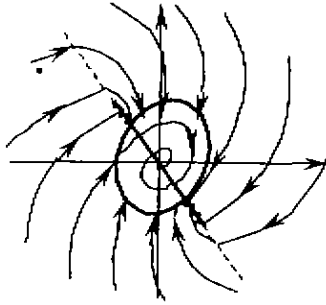


图 2 E 域

Fig 2 E-region

考虑到系统大部分时间处于稳态, 故可把 ASSES 驱动的直流负载视为电阻负载, 且把每组 SSES 中各 dc-to-dc 变换器按解耦处理, 对每个变换器可独立分析. 后面仿真说明, 这种处理大大简化了分析过程, 又不对控制效果造成大影响. 对单变换器情况, 给出其状态空间描述 (省略脚标) 为:

$$\begin{cases} \dot{v}_0 = \frac{i_0}{C_0} - \frac{i}{C_0} u, \\ \dot{i}_0 = -\frac{v_0}{L_0} - \frac{R_0}{L_0} i_0 + \frac{f_0}{L_0}, \end{cases} \quad (9a)$$

$$\dot{v} = -\frac{v}{C \cdot R_L} + \frac{i}{C} - \frac{f(t)}{C}, \quad (9b)$$

$$\dot{i} = -\frac{v}{L} - \frac{R \cdot i}{L} + \frac{v_0 \cdot u}{L}, \quad (9c)$$

$$y = v. \quad (9d)$$

其中, v_0 变化范围较小视为常量, 且系统关于 $f(t)$ 和 $u(t)$ 为可控.

进而, 为导出滑动模态存在条件, 在式 (9b) 和 (9c) 中消去 i , 可得:

$$\dot{v} + \left(\frac{R}{L} + \frac{1}{R_L C} \right) \dot{v} + \left(\frac{1}{LC} + \frac{R}{LR_L C} \right) v +$$

$$\frac{\dot{f}}{C} + \frac{R}{LC} f - \frac{v_0}{LC} u = 0. \quad (10)$$

而由式 (3), 可得:

$$i_{\text{ref}} = v_{\text{ref}} / R_L. \quad (11)$$

根据式 (4) 取切换函数为:

$$\sigma = (i_{\text{ref}} - i) + W(s)(v_{\text{ref}} - v). \quad (12)$$

再据引理 1 和引理 2, 可得滑动模态存在条件如式 (13) 所示. 对于 E 域外的控制, 取 $u_1 = 1, u_2 = 0$, 对光滑有界扰动 f , 一般可通过选择 v_0 来使其成立.

$$-v_0 u_1 < -(1 + R/R_L)v - Rf < -v_0 u_2. \quad (13)$$

进一步, 取 E 域内的控制为:

$$\dot{u} = \frac{R \cdot i + v_{\text{ref}}}{v_0}, \quad (14)$$

那么, 将式 (14) 代入式 (10), 并经一定变换, 可得电压 v 的相轨迹方程为:

$$\ddot{v} + \frac{\dot{v}}{R_L C} + \frac{v - v_{\text{ref}}}{LC} + \frac{\dot{f}}{C} = 0. \quad (15)$$

由于扰动 f 为光滑有界, 上式中 $\dot{f}$ 不含直流分量, 因而可通过 SSES 输出端引入低通滤波来去除 $\dot{f}/C$ 影响, 从而可将其忽略. 由此, 有:

$$\ddot{v} + \frac{\dot{v}}{R_L C} + \frac{v - v_{\text{ref}}}{LC} = 0, \quad (16)$$

构造 E 域形状的一般原则是保证其为凸的. 但为避免“爬行”现象的发生, 应将 v 取为以欠阻尼方式渐近收敛至设定点. 基此, 要求满足参数不等式:

$$4R_L^2 \cdot C > L. \quad (17)$$

选取 SSES 电路参数时, 基于上述不等式, 先估计负载电路等效电阻, 再按式 (17) 选取 L 和 C 值. 这种选取下, 式 (16) 对应的相轨迹为稳定螺旋线.

下面, 基于对“状态在 E 域边界经过一次出入就可保持于其内”的要求, 分别采用李雅普诺夫函数和几何方法来给出确定 E 域形状参数的两种算法.

算法 1 (李雅普诺夫函数方法)

表 $X = [x, y]^T$, 其中 $y = \frac{d}{dt}(v - v_{\text{ref}}) = \dot{v}$, $x = v - v_{\text{ref}}$, 则状态方程为:

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} X = AX. \quad (18)$$

取李雅普诺夫函数 $V(X) = X^T P X$, 并对 $V(X)$ 求导有:

$$\dot{V}(X) = -X^T Q X. \quad (19)$$

其中

$$A^T P + P A = -Q. \quad (20)$$

那么,由线性系统李雅普诺夫稳定性定理知,式(18)的平衡状态为渐近稳定,当且仅当对任意对称正定阵 Q ,式(20)的解 P 阵为正定.基此,可选择 E 域的边界方程为:

$$X^T P X = E. \quad (21)$$

这意味着,对任意 $E > 0$,式(16)的所有轨迹必最终进入 E 域,且与其边界只相交一次. $E > 0$ 大小反映 E 域大小. E 的选择既要保证有足够抑制不可量测扰动的能力,又要能有效地消除抖振.较大 E 域有利于削弱抖振但不利于系统动态性能,较小 E 域使系统具有好的动态性能但降低抖振削弱能力.

定理 方程(21)所示为笛卡尔坐标系中的椭圆.结论显然,证明从略.

算法 1 的步骤如下:

i) 取 $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix}$, 对任意正定 Q (不妨取为单位阵 I) 求解 $A^T P + PA = -Q$.

ii) 根据对 E 域大小要求,选择 E 的数值.

iii) 设解为 $P = \begin{bmatrix} a & b/2 \\ b/2 & c \end{bmatrix}$, 则其在相平面

$v - \bar{v}$ 上 E 域的方程为:

$$F(v, \bar{v}) = a(v - v_{\text{ref}})^2 + b(v - v_{\text{ref}})\bar{v} + c\bar{v}^2 = E.$$

即为 $a \cdot (v - v_{\text{ref}})^2 + \gamma \cdot \bar{v}^2 = E$ 绕 $(v_{\text{ref}}, 0)$ 顺时针旋转 θ 所得的一个椭圆,其中:

$$\alpha = a \cos^2 \theta - b \sin \theta \cos \theta + c \sin^2 \theta,$$

$$\gamma = a \sin^2 \theta + b \sin \theta \cos \theta + c \cos^2 \theta,$$

$$\theta = -\frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{b}{a - c}.$$

iv) 对状态所在区域的判别:若 $F(v, \bar{v}) > E$,表示在 E 域外;若 $F(v, \bar{v}) < E$,表示在 E 域内.

算法 2(几何方法)

此算法直接基于两个前提条件:1) E 域形状为椭圆;2) 相轨迹一旦进入 E 域则必保持在其内部(算法 1 的分析表明此条件必可满足).由此,通过运用解析几何相关结果,就可定出 E 域参数.

对 E 域的待定椭圆形边界和相轨线同时作伸缩变换,可将 E 域变换为圆形,变换后相轨线满足图 3 所示的几何关系.算法 2 步骤如下:

i) 令 $p = \frac{1}{R_L C}$, $m = 1/\sqrt{LC}$.

ii) 令

$$\bar{k} = \frac{1}{\bar{m}} \cdot \frac{p \bar{m} k + m^2 - p t - \bar{m} k t + m^2 \bar{m} k t + t^2}{-\bar{m} k - m^2 t + t - p \bar{m} k t - m^2 \bar{m} k t^2 + p t^2},$$

其中 t 和 $\bar{m}$ 为待定参数.

iii) 求 $t = \hat{t}$ 和 $\bar{m} = \hat{m}$, 使满足

$$\frac{\bar{k}(\hat{t}, \hat{m}, k) - k}{1 + k \cdot \bar{k}(\hat{t}, \hat{m}, k)} > 0, \forall k \in (-\infty, +\infty).$$

iv) 根据对 E 域大小要求,选择 $E > 0$ 的数值.

v) E 域边界可由椭圆 $\hat{F}(v, \bar{v}) = \hat{m}^2 (v - v_{\text{ref}})^2 + \hat{v}^2 = E$ 绕 $(v_{\text{ref}}, 0)$ 顺时针旋转 $\operatorname{arctg}(\hat{t})$ 而得.

vi) 进而, $\hat{F}(v, \bar{v}) > E$ 表示状态在 E 域之外, $\hat{F}(v, \bar{v}) < E$ 表示状态在 E 域之内.

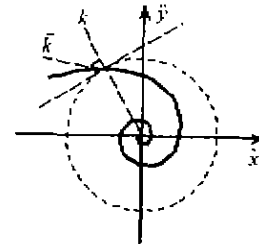


图 3 几何方法示意
Fig. 3 Geometric method

实施过程中,需随时判断 $(v, \bar{v})$ 与 E 域关系.其中 v 可直接测得, $\bar{v}$ 只能由相邻采样时刻的若干 v 估计得出.对光滑有界扰动,若扰动振荡频率高于检测装置采样频率的 $1/2$,则 $\bar{v}$ 估计值会小于实际值,这将推迟相轨迹实际进入 E 域的时间.对此,可考虑提高采样频率,或通过其它方法预先削弱负载扰动中的高频分量.

下面,给出混合控制器的实现和调节方法.由式(14),控制量需要连续取值于某区间,这在实际控制中并无必要,可将其取值区间足够细分并作量化处理,使控制量取值自一个离散集.再在 T 形电阻网络 D/A 转换电路基础上,设计出图 4 所示的控制器,图中以 10 位数字量 $d_0 \sim d_9$ 参与控制为例,可通过增加 D/A 转换电路的数位数来提高其输出精度.在要求的控制器输出变化小于其输出精度时,控制器将保持原状态不变,从而可避免变结构控制中控制器的高频切换现象.

自治供电系统中,对图 4 电路中的功率放大器的要求为,输出电流 $0 \sim 10A$,输出电压 $10 \sim 50V$,响应速度大于 $1V/\mu s$,可直接采用合适的功率放大器.图 4 的控制器由 d_8 (变结构控制器)和 $d_0 \sim d_7$ (E 域控制器)组成,两部份交替工作,由开关 $K(d_9)$ 切换. $d_9 = 1$ 和 0 分别表示 K 与 a 和 b 接触. $d_i (i = 0,$

..., 7) 为 1 表示对应的电阻与 V_1 接通, 为 0 表示对应电阻接地; $d_8 = 1$ 或 0 分别表示该开关闭合或断开。

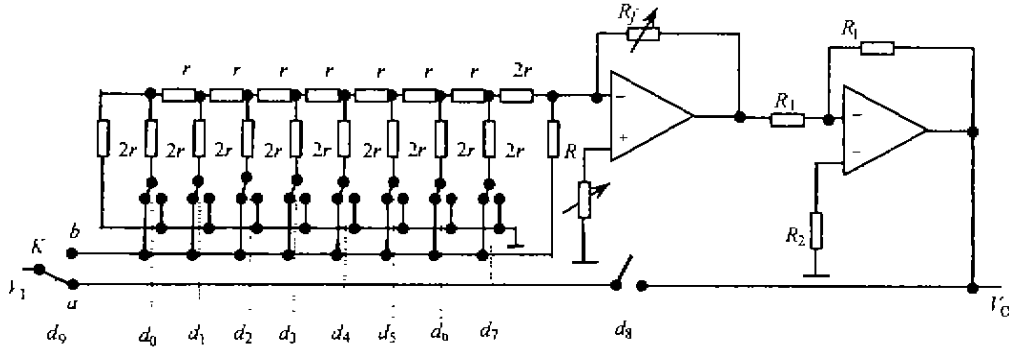


图 4 混合控制器一种实现电路

Fig 4 A kind of circuits for hybrid controller

状态进入 E 域之前, K 与 a 接触, 由开关 d_8 来完成 E 域之外的变结构控制。状态进入 E 域后, K 与 b 接触, 由开关 $d_0 \sim d_7$ 完成 E 域内部的控制, 即首先将 $d_0 \sim d_7$ 的 2^8 个状态与控制量变化区间的 2^8 个等分子区间建立映射关系, 根据测量值由式(14)计算所需控制量 $\hat{u}$ 的取值, 然后根据其所属的子区间确定控制所需的数字量, 确定此时 $d_0 \sim d_7$ 对应的开关状态。

以下, 我们来说明 E 域控制器的调节方法。设 $0 < u_1 \leq \hat{u}(t) \leq u_2$, 控制器实际输出电压为 V_0 , $V_1 = v_0$ 为控制器输入端电压, 参与控制的 n 位数字量中有 $n-2$ 位进行 D/A 转换电路的控制, 则有:

$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{R_f}{3r \cdot 2^{n-2}} (d_{n-3} \times 2^{n-3} + \dots + d_0 \times 2^0) + \frac{R_f}{R_i} \in [u_1, u_2]. \quad (22)$$

显然, 由 $0 < u_1 \leq \hat{u}(t) \leq u_2$ 的要求, 意味着应满足:

$$\frac{R_f}{3r \cdot 2^{n-2}} = \frac{u_2 - u_1}{2^{n-2} - 1}, \quad (23)$$

$$\frac{R_f}{R_i} = \min \hat{u}(t) = u_1. \quad (24)$$

令

$$e = \max_i |V_0(t) - V_1(t) \cdot \hat{u}(t)| < \frac{1}{2} \cdot \frac{V_1 \cdot R_f}{3r \cdot 2^{n-2}}, \quad (25)$$

并令 v_s 为 SSSES 输出电压直流分量稳态值, 那么由式(10)及式(25)易得 SSSES 输出电压的静差 v_E 满足:

$$v_E = |v_s - v_{ref}| < \frac{e}{1 + R/R_L} < \frac{V_1 \cdot R_f}{6r \cdot 2^{n-2}(1 + R/R_L)}. \quad (26)$$

E 域控制器调节步骤如下:

- i) 计算 E 域内控制量 $\hat{u}(t)$ 的变化范围 $[u_1, u_2]$.
- ii) 令 $n = \infty$, 由式(23)和式(24)计算 R_f 和 R_i 的取值.
- iii) 根据对输出电压精度的要求, 由式(26)确定控制所需的位数 n .
- iv) 检查控制器是否呈线性变化, 并对 R_f 和 R_i 进行必要的调节, 再根据式(26)对 n 进行必要修正.

4 仿真分析(Simulation analysis)

考虑单组 SSSES 双变换器的情况 ($m = 1, m_1 = 2$), 要求 $v_{ref} = 15V$, 可估计 $f < 6A$, 主要电路参数为:

$$\begin{aligned} R_0 &= 0.5\Omega, L_0 = 1.5\mu H, C_0 = 200\mu F, R_L = 4\Omega, \\ R_1 &= 0.8\Omega, L_1 = 180\mu H, C_1 = 90\mu F, \\ R_2 &= 0.8\Omega, L_2 = 220\mu H, C_2 = 110\mu F. \end{aligned}$$

根据文献[1], 为消除不可量测扰动影响, 应选择 $W(s)$ 满足下式, 其中 $F^i(s) = L\{f^i(t)\}$.

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{[G_2^i \cdot W^i(s) - G_1^i] \cdot d^i \cdot F^i(s)}{s - A_{11}^i + A_{12}^i \cdot W^i(s)} = 0.$$

基此, 取 $W_1(s) = W_2(s) = \frac{5.0 \times 10^3 + 0.3s}{10^{-2}s}$; 取 $f_0 = 30V$ 可保证式(13)成立; 并令 $E_1 = E_2 = E$.

下面, 分别针对图 5 中(a), (b)所示的两种负荷扰动, 对混合控制和变结构控制效果进行比较。

i) 对扰动 1, 取 $E = 0$ 和 $E = 30$, 分别对应于变结构控制和混合控制的情况, 仿真结果见图 5 中(c), (d), (e), (f). 上面只给出变换器 1 控制量 u_1 的特性, 如(f), 控制器 2 控制量 u_2 类似, 此略. 比较两种控制仿真结果可以看出, 变结构控制过渡过程时间要短些, 而混合控制可有效减少控制器的高频切换. 两种控制对扰动 1 都有很好的鲁棒性。

ii) 对扰动2(即扰动1迭加一高频分量), 分别取 $E=0$ 和 $E=70$, 仿真结果见图5中(g), (h), (i), (j), (k), (l). 在扰动稳定后, 系统输出电压振荡频

率即等于扰动中高频分量的振荡频率. 比较(j)和(k)可以看出, 混合控制的输出电压特性是光滑的, 而变结构控制输出电压特性充满“毛刺”.

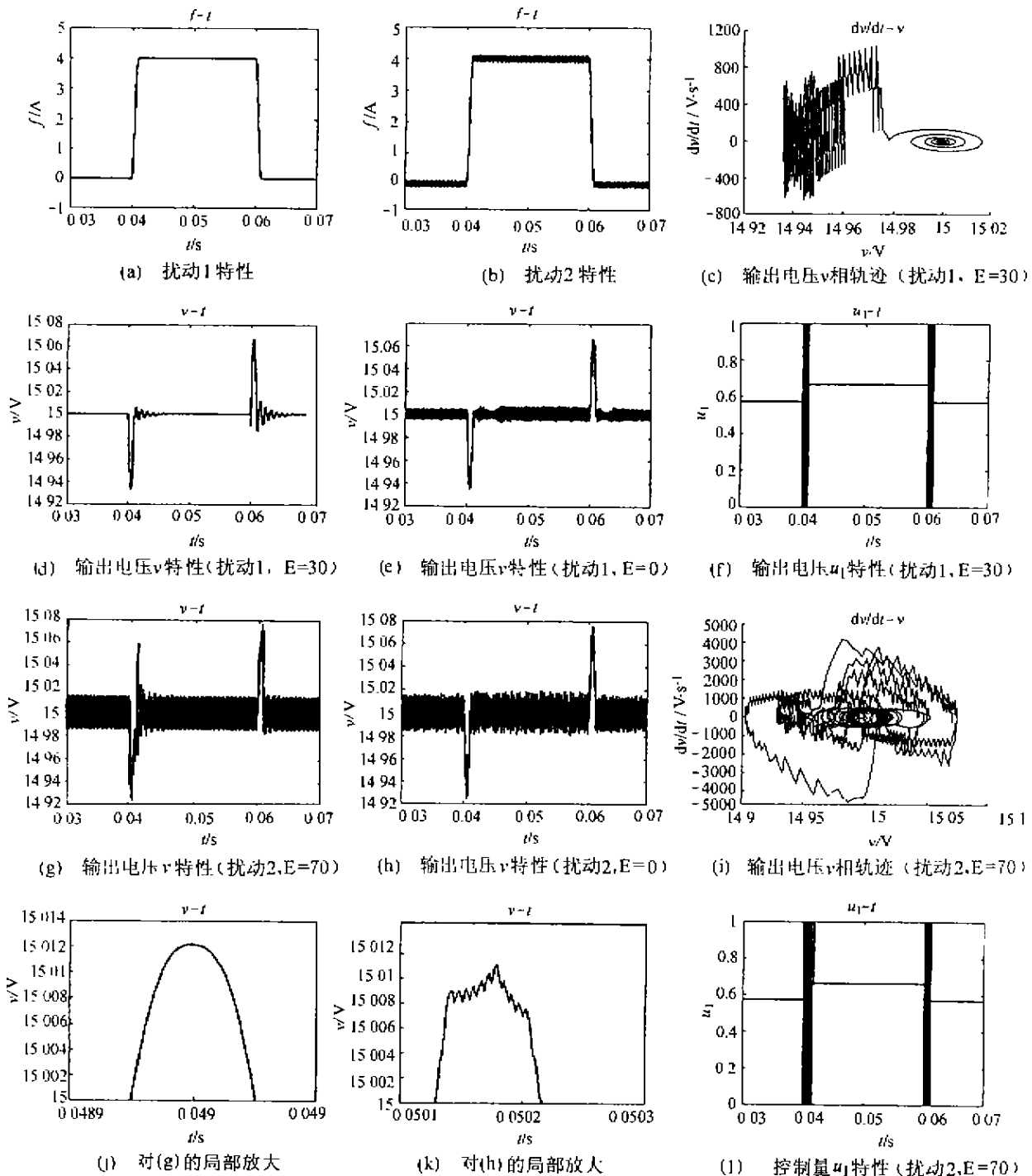


图5 仿真结果

Fig. 5 Simulation results

5 结论(Conclusion)

本文针对自治供电系统提出一种混合控制方案. 它的突出的优点是, 可有效地削弱变结构控制中

不可避免的抖振, 显著减少控制器高频切换, 并对光滑有界不可量测的扰动具有很好的鲁棒性. 相比于
(下转第33页)

II) 根据算法 3, 对可能的路径 (共有 33 条路径) 采用动态规划方法求解. 最优解 $J = 129.7751$, 最优控制如表 1 所示:

表 1 最优控制结果

Table 1 Result of optimal control				
K	$X_1(k)$	$X_2(k)$	$M(k)$	$U(k)$
0	-1.0000	4.0000	1	1.0000
1	-0.5000	3.8000	1	1.0000
2	0	3.6000	1	1.0000
3	0.5000	3.4000	1	0.8900
4	0.9450	3.2220	1	0.3958
5	1.1429	3.1428	2	-0.1802
6	0.7882	1.8224	2	-0.1321
7	0.5381	1.1235	2	-0.0621
8	0.3870	0.7019	2	0.0009
9	0.3102	0.4350	2	0.0466
10	0.2808	0.2701	2	

6 结论 (Conclusion)

本文提出了混杂系统优化控制基于可达网络动态规划方法, 充分考虑了混杂系统连续和离散的双重动态特性, 通过建立可达网络, 简化了路径数量, 极大地降低了计算量, 示例证明这种方法是有效的.

参考文献 (References)

- [1] Branicky M S, Boarkar V S and Mitter S K. A unified framework for

hybrid control model and optimal control theory [J]. IEEE Trans. Automatic Control, 1998, 43(4): 31-45

- [2] Lygeros J, Tomlin C and Sastry S. Controllers for reachability specifications for hybrid systems [J]. Automatica, 1999, 35(4): 349-370
- [3] Blondel V D, Tsitsiklis J N. Complexity of stability and controllability of elementary hybrid systems [J]. Automatica, 1999, 35(4): 479-489
- [4] Branicky M S and Mitter S K. Algorithms for optimal hybrid control [A]. In: Proc. IEEE Conf. Decision Contr. [C], New Orleans, USA, 1995, 2661-2666
- [5] Bemporad A and Morari M. Control of systems integrating logic, dynamics, and constraints [J]. Automatica, 1999, 35(4): 407-427
- [6] Lu Jin, Liao Lizhi and Nerode A, et al. Optimal control of systems with continuous and discrete states [A]. In: Proc. IEEE Conf. Decision Contr. [C], San Antonio, Texas, USA, 1993, 2292-2297

本文作者简介

尹增山 1971 年生, 现为浙江大学工业控制研究所博士. 研究方向为生产制造系统, 智能控制和混杂系统. Email: yinzeng@mail.hz.zj.cn

高春华 1971 年生, 1997 年于西安交通大学获博士学位, 现为浙江大学工业控制研究所副研究员, 主要研究方向为流程 CIMS, 混杂系统, Petri 网理论与应用等.

李 平 1954 年生, 1988 年在浙江大学获博士学位, 现为浙江大学工业控制研究所博士生导师. 主要研究兴趣为工业过程模型化, 智能控制, 流程工业 CIMS

(上接第 28 页)

变结构控制, 混合控制器要稍复杂一些, 输出过渡过程时间相对要长一些. 但是, 仿真表明, 这种不足仍在工程应用所允许的范围内.

参考文献 (References)

- [1] Shitsel Y B, Raznopolov O A and Ozerov L A. Control of multiple modular dc-to-dc power converters in conventional and dynamic sliding surfaces [J]. IEEE Trans. Circuits System, 1998, 45(10): 1091-1100
- [2] Utkin V I. Variable structure systems with sliding modes [J]. IEEE Trans. Automatic Control, 1977, 22(2): 212-222
- [3] Branicky M S. Multiple Lyapunov functions and other analysis tools

for switch and hybrid systems [J]. IEEE Trans. Automatic Control, 1998, 43(4): 475-482

本文作者简介

孙 凯 1976 年生, 1999 年在清华大学自动化系获学士学位, 现为清华大学自动化系博士生, 主要方向为离散事件动态系统和混合动态系统的理论与应用. Email: sunkai99@mails.tsinghua.edu.cn

赵千川 1969 年生, 1996 年在清华大学获得工学博士学位, 现为清华大学自动化系副教授, 主要从事离散事件动态系统和混合动态系统的理论与应用研究.

郑大钟 1935 年生, 现为清华大学自动化系教授, 博士生导师. 研究领域包括线性系统理论, 最优控制, 大系统分散控制, DEDS, 混合动态系统等.