控制与决策
Control and Decision

具有未建模动态及输入输出约束的单相全桥逆变器动态面事件触发控制

夏晓南, 张天平, 方宇, 戴明生

引用本文:
夏晓南,张天平,方宇,戴明生. 具有未建模动态及输入输出约束的单相全桥逆变器动态面事件触发控制[J]. 控制与决策, 2022, 37(11): 2907-2916.

在线阅读 View online: https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2021.0461

具有未建模动态及输入输出约束的单相全桥逆变器动态面事件触发控制

夏晓南[1†], 张天平[1], 方 宇[1], 戴明生[2]

(1. 扬州大学 信息工程学院，江苏 扬州 225127；2. 扬州博尔特电气技术有限公司，江苏 扬州 225125)

摘 要: 全桥逆变器是一类典型的开关型非线性系统,系统中存在很多非线性和不确定因素,易导致系统性能下降,甚至造成不稳定. 对于具有未建模动态和时变输出约束的单相全桥逆变器系统,利用动态信号处理未建模动态,设计辅助动态系统补偿控制信号,提出一种事件触发的自适应动态面跟踪控制策略;引入跟踪误差变换,解决输出约束问题;对控制输入进行约束,使用模糊系统调节参数向量的欧氏范数作为自适应参数,设计事件触发控制,这些技术的采用可有效降低控制器计算量,保证实际系统的可实现性,完善了具有输入约束条件下动态面控制方法的稳定性分析和证明. 逆变器精确模型无需已知,实际控制系统具有较好的稳定性和鲁棒性. 理论分析表明,闭环系统的所有信号半全局一致终结有界,所提出方案的有效性通过仿真实验得到进一步验证.

关键词: 输出约束；输入约束；动态面控制；事件触发；未建模动态；单相全桥逆变器

中图分类号: TP273 **文献标志码:** A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2021.0461

引用格式: 夏晓南,张天平,方宇,等. 具有未建模动态及输入输出约束的单相全桥逆变器动态面事件触发控制[J]. 控制与决策, 2022, 37(11): 2907-2916.

Dynamic surface event-triggered control for single-phase full-bridge inverter with unmodeled dynamics and input output constraints

XIA Xiao-nan[1†], *ZHANG Tian-ping*[1], *FANG Yu*[1], *DAI Ming-sheng*[2]

(1. College of Information Engineering，Yangzhou University，Yangzhou 225127，China；2. Yangzhou Boert Electric Technology Co.，Ltd，Yangzhou 225125，China)

Abstract: Full bridge inverter is a kind of typical switched nonlinear system. There are many nonlinear and uncertain factors in the system, which easily lead to the performance of the system to be bad or make the system unstable. An event-triggered adaptive dynamic surface control scheme is proposed for the single-phase full-bridge inverter system with unmodeled dynamics and time-varying output constraint. The dynamic signal is utilized to handle unmodeled dynamics, and the auxiliary dynamic system is designed to compensate the control signal. The tracking error transformation is introduced to solve the problem of output constraint. The control input is constrained, and the Euclidean norm of the fuzzy system adjusting the parameter vector is used as the adaptive parameter, and the event triggered control is designed. These techniques effectively reduce the calculation of the controller and ensure the realizability of the actual system. The stability analysis and proof of the dynamic surface control method with input constraints are improved. The exact model of the inverter does not need to be known, and the actual control system has good stability and robustness. The analysis shows that all signals of the closed-loop system are semi-globally uniformly ultimately bounded, and the effectiveness of the proposed approach is verified through the simulation results.

Keywords: output constraint；input constraint；dynamic surface control；event-triggered control；unmodeled dynamics；single-phase full-bridge inverter

0 引 言

由于全桥逆变器是一类典型的开关型非线性系统,系统中存在很多非线性和不确定因素,如:直流侧电压波动、非线性负载、负载扰动和开关器件的死区时间,滤波电感、电容实际参数与理论参数存在偏差,滤波电感、电容的等效电阻无法精确测量,系统运行

收稿日期: 2021-03-19；**录用日期:** 2021-07-19.
基金项目: 国家自然科学基金项目(62073283)；扬州市科技计划项目(YZ2021022).
责任编委: 徐胜元.
†通讯作者. E-mail: xnxia@yzu.edu.cn.

过程中滤波电感、电容的老化等. 实际系统中的未建模动态对控制系统的稳定性会产生很大影响,易造成系统性能下降,甚至导致系统不稳定. 采用传统的线性控制方法难以克服对象的不确定性,跟踪精度和鲁棒性也难以达到要求,在不间断电源(UPS)系统带整流性负载时尤为突出,因而,对传统线性控制方法控制参数的整定提出了较高要求. 实际中往往通过增加逆变器的成本来解决,这不仅会增加逆变器的开发周期,还会降低逆变器的性价比.

近年来,自适应后推控制方法和滑模控制方法在高性能、高精度和强鲁棒性的电力电子系统设计中开始受到关注[1-5],同时在实用的设计中也应明确地论及未建模动态的影响,使得所设计的控制器在实际系统与数学模型不匹配的情况下仍能达到理想的控制性能. 文献[1]采用后推设计提出了三相四桥臂逆变器的非线性反馈控制器,并假设未建模动态有已知的上界. 文献[2-3]分别针对单相电压型全桥逆变器和光伏系统的最大功率点跟踪提出了后推滑模控制策略. 然而,滑模变结构控制本质上的不连续开关特性使系统存在"抖振"问题. 文献[4]研究了由具有电容分压器的半桥逆变器和LCL型滤波器组成的光伏系统建模和非线性控制问题. 文献[5]设计了非线性自适应后推控制器,将三相逆变器连接的光伏系统中所有电路的参数都考虑为未知,对这些未知系统参数和外部扰动用估计值来设计控制器,从而保证整个控制系统的稳定性和鲁棒性. 由以上结果可以看出:在逆变器非线性控制的研究中,有一些采用了后推和滑模控制策略,但是后推方法需要对虚拟控制量反复求导;有些研究考虑了系统的参数不确定性,但对逆变器中的未建模动态研究较少. 目前,尚未有文献具体针对逆变器中所存在的未建模动态应如何进行刻画和处理的问题做出较详细的讨论.

为了克服后推方法的不足,文献[6]借助后推的思想,通过引入一阶滤波器,用代数运算取代微分运算,提出了自适应动态面控制策略,降低了控制器的计算复杂度. 文献[7-10]对具有严格反馈和输出反馈形式的不确定非线性系统提出了自适应动态面控制策略. 关于未建模动态的处理方法,文献[11]将未建模动态假设为指数输入状态实用稳定,利用其已知的Lyapunov函数的指数衰减率,引入一个可量测辅助动态信号来处理未建模动态,并基于后推设计,对一类具有未知参数、不确定非线性和未建模动态3种不确定性的非线性系统提出了一种自适应控制方案. 随后,文献[12]又假设未建模动态在外输入为零的情况下全局指数稳定,直接使用Lyapunov函数描述来约束未建模动态,对一类具有未建模动态的非线性系统提出了一种自适应后推控制策略. 文献[13]针对一类带有状态未建模动态的非线性系统,利用输入状态稳定的性质和变能量函数方法来处理未建模动态,结合小增益方法和后推设计,提出了一种鲁棒自适应控制方案. 文献[14-15]利用上述方法对具有状态未建模动态和未知增益符号的非线性系统提出了自适应控制方案. 根据单相电压型逆变器的工作原理,在一个开关周期内,逆变器电容电压、电感电流和直流供电电压波动有限,并且电容电压、电感电流的瞬态响应一般是包含指数函数的全响应,是指数输入实用稳定的. 因此,本文采用文献[11]中的方法,将逆变器未建模动态部分假设为具有指数输入实用稳定性质,并且通过采用基于神经网络的自适应动态面控制策略,放宽相关假设条件.

在全桥逆变器非线性控制中,控制器所产生的控制信号对应后续的正弦脉宽调制信号(SPWM),以此来控制主开关管的通断,因而,该控制信号是一个受约束的信号. 同时为了保证交流输出信号即负载两端电压的稳定性,可以进一步提出对输出信号的约束,所以全桥逆变器非线性控制可以归纳成带输入输出约束的控制问题. 另一方面,注意到在每个PWM调制周期内,调制程序都要通过比较运算生成PWM信号,即使在控制量变化不大的情况下,这种运算也要重复进行. 若采用事件触发机制,在事件没有触发的PWM调制周期中,使用上一个调制周期的运算结果,则可以减少控制器在调制运算上的消耗. 在微网分布式远程控制中,采用事件触发还可以减少网络传输次数,节省通信资源. 关于非线性系统的输入饱和、输出约束及事件触发控制问题,已有很多研究结果. 文献[16]对具有输入饱和的严格反馈不确定非线性系统提出了自适应神经后推控制策略. 引入受控制输入信号影响的光滑函数,利用中值定理将输入信号转换为仿射形式,需要假设其中的增益系数大于0. 文献[17]将上述处理输入饱和的方法应用到切换随机系统. 文献[18]研究了一类具有输入饱和与状态不可测的输出受限不确定非线性系统的自适应模糊输出反馈控制问题,为了解决输出约束和输入约束,分别采用了故障Lyapunov函数和辅助设计系统. 文献[19]引入Nussbaum函数对由输入饱和引起的非线性项进行补偿,所开发的控制器无需要求不确定参数存在于一个已知紧集内的假设. 文献[20]针对一类具有输入饱和与输出约束的不确定非严格反

馈系统, 提出了一种变量分离方法, 通过引入辅助设计系统解决了输入饱和问题, 利用障碍 Lyapunov 函数处理输出约束. 文献 [21] 采用神经网络方法, 对具有输入饱和的 n 连杆机械手进行了自适应阻抗控制, 引入了径向基函数神经网络控制器, 并通过设计辅助系统来处理输入饱和问题. 文献 [22] 针对存在执行器故障和输入饱和受限的非仿射纯反馈不确定动态系统, 提出了一种自适应动态面容错控制策略, 基于中值定理, 将非仿射系统转化为具有线性结构的时变不确定系统, 并利用双曲正切函数和 Nussbaum 函数处理系统输入饱和受限和控制增益函数方向未知的问题. 文献 [23] 研究了具有全状态约束和输入饱和高阶非线性时滞系统自适应模糊跟踪控制, 利用高阶故障 Lyapunov 函数来防止系统的全状态约束越界, 利用辅助子系统和 Nussbaum 增益技术处理输入饱和的影响. 文献 [24-25] 分别利用障碍 Lyapunov 函数和映射变换的方法处理时变输出约束. 文献 [26-27] 针对具有参数估计器触发或传感器故障的非线性系统, 设计了自适应事件触发控制. 文献 [28-29] 基于状态依赖事件触发条件, 针对严格或纯反馈系统设计了自适应后推设计方案. 文献 [30-31] 提出了一种基于自适应后推的参数化状态或输出反馈控制方法. 文献 [32] 讨论了具有外生扰动的随机非线性时滞系统的镇定和事件触发反馈控制. 文献 [33] 区别于传统的自适应事件触发控制, 控制器和参数估计器是同时事件触发的.

从上述文献可以看出, 文献 [16-23] 研究了严格反馈、非严格反馈、随机系统以及机械手的输入饱和问题, 处理输入饱和的一般方法是设计辅助系统来抵消饱和项, 但是在输入饱和结合动态面控制的文献中, 稳定性证明方法值得商榷. 基于动态面控制技术处理输入约束以及事件触发控制问题的研究结果较少. 对此, 本文针对单相全桥逆变器, 利用动态面控制方法并结合其输入信号特点, 提出带输入约束的自适应动态面控制策略, 利用辅助信号构造 Lypunov 函数, 给出较完善的系统稳定性证明. 另一方面, 逆变器是一种典型的开关型非线性系统, 系统中存在很多非线性和不确定因素, 本文针对考虑未建模动态的逆变器系统, 给出控制器设计和仿真结果. 在实际系统的仿真中, 控制参数的调整难度更大, 本文在综合考虑输入输出约束、未建模动态及事件触发控制下给出较好的仿真结果, 以验证所提出控制策略的有效性.

本文的主要创新点如下:

1) 引入辅助信号处理输入约束, 利用动态面控制方法和事件触发机制设计控制器, 通过构造相应的 Lyapunov 函数, 证明闭环系统半全局一致终结有界. 在动态面设计与输入约束控制相结合的情况下, 给出了较现有文献更加完善的稳定性证明.

2) 对单相全桥逆变器电路采用数字化的动态面非线性控制技术, 使用模糊系统调节参数向量的欧氏范数作为自适应参数, 并对控制输入进行约束, 可有效降低控制器计算量, 保证实际系统的可实现性.

3) 设计中无需逆变器精确模型, 同时考虑输出约束以及未建模动态对系统的影响, 使实际系统具有更好的稳定性和鲁棒性.

1　问题描述和基本假设

采用动态面控制的单相全桥逆变器电路如图 1 所示.

在主电路中, 假设开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 为理想开关, 忽略开关的死区时间以及电感 L 和电容 C_1 的寄生电阻. 采用状态空间平均法, 得到单相全桥逆变器的连续数学模型

$$\frac{\mathrm{d}^2 u_o}{\mathrm{d}t^2} = -\frac{1}{R_L C}\frac{\mathrm{d}u_o}{\mathrm{d}t} - \frac{1}{LC}u_o + \frac{1}{LC}(2d-1)E. \quad (1)$$

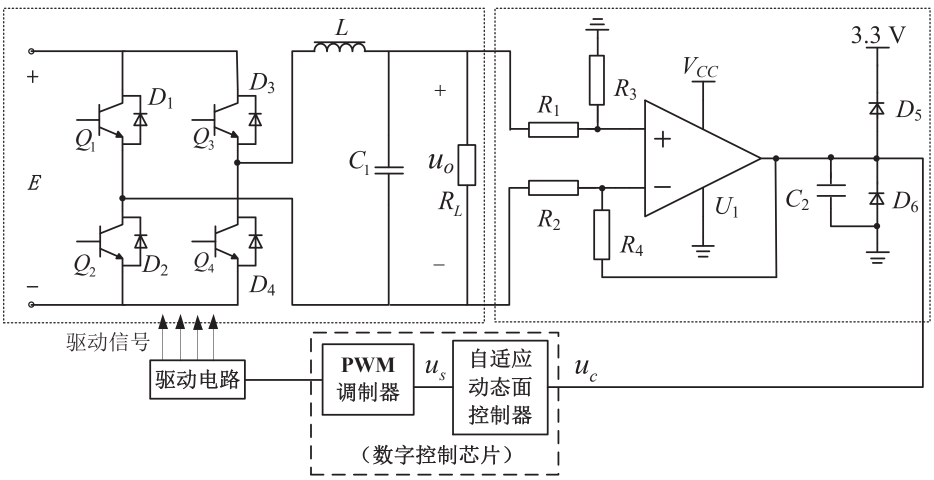

图 1　采用动态面控制的单相全桥逆变器电路

其中: u_o 为单相全桥逆变器主电路的输出电压, 也是电容电压; u_c 为主电路的输出电压采样信号, $u_c = \beta u_o$, β 是比例系数, 为便于设计, 取 $\beta = 1$; R_L 为负载电阻; L、C 为电容电感参数; E 为直流电压源电压; d 为 Q_1 和 Q_4 的占空比, $0 \leqslant d \leqslant 1$.

定义 $u_s = (2d-1)$ 为控制量. 为了保证可实现性, 由 u_s 的物理意义可知, 必须存在输入约束 $-1 \leqslant u_s \leqslant 1$. 将输入约束表示为

$$\bar{u}_s = \begin{cases} u_s, \ |u_s| < u_M; \\ \mathrm{sign}(u_s)u_M, \ |u_s| \geqslant u_M. \end{cases} \tag{2}$$

其中 $u_M = 1$ 是 $\bar{u}_s$ 的上界.

由于 $\bar{u}_s$ 在 $\pm u_M$ 处有拐点, 利用动态面方法直接设计控制器有困难, 本文设计双曲正切函数对它进行逼近, 即

$$\begin{aligned} &\bar{u}_s = P(u_s) + Q(u_s) = \\ &\quad u_M \times \tanh(u_s/u_M) + Q(u_s), \\ &P(u_s) = u_M \frac{\mathrm{e}^{u_s/u_M} - \mathrm{e}^{-u_s/u_M}}{\mathrm{e}^{u_s/u_M} + \mathrm{e}^{-u_s/u_M}}. \end{aligned} \tag{3}$$

其中: $Q(u_s) = \bar{u}_s - P(u_s)$ 是有界函数, $|Q(u_s)| = |\bar{u}_s - P(u_s)| \leqslant u_M(1 - \tanh(1)) = D_1$.

定义状态变量 $(x_1, x_2) = (u_o, \dot{u}_o)$. 另外, 考虑模型简化、建模误差以及外部扰动所带来的不确定性, 用未建模动态子系统刻画系统不确定性, 得到单相全桥逆变器的数学模型为

$$\begin{cases} \dot{\xi} = q(\xi, x, t), \\ \dot{x}_1 = x_2 + d_1(\xi, x, t), \\ \dot{x}_2 = -\dfrac{1}{RC}x_2 - \dfrac{1}{LC}x_1 + \dfrac{1}{LC}E\bar{u}_s + d_2(\xi, x, t), \\ y = x_1, \end{cases} \tag{4}$$

其中 y 是输出信号, $y = u_o$.

系统输出 u_o 要求满足

$$\underline{k}_c(t) < u_o(t) < \bar{k}_c(t), \ \forall t \in R^+. \tag{5}$$

其中: $\underline{k}_c(t) : R^+ \to R$, $\bar{k}_c(t) : R^+ \to R$ 是时变约束, $\underline{k}_c(t) < \bar{k}_c(t)$.

控制目标: 设计自适应模糊动态面控制 u_s, 使得 u_o 跟踪给定的期望轨迹 u_r, 输出 u_o 满足约束条件 $\underline{k}_c(t) < u_o(t) < \bar{k}_c(t)$, 同时保证闭环控制系统中的所有信号有界. 在模型动态方程中, 期望轨迹表示为 $y_d = u_r$.

假设1[11] 未建模动态 ξ 是指数输入状态实用稳定的 (exp-ISpS), 即对于系统 $\dot{\xi} = q(\xi, x, t)$, 存在 K_∞ 类函数 $\bar{\alpha}_1$、$\bar{\alpha}_2$ 和 Lyapunov 函数 $V(\xi)$, 使得

$$\bar{\alpha}_1(\|\xi\|) \leqslant V(\xi) \leqslant \bar{\alpha}_2(\|\xi\|) \tag{6}$$

成立, 并且存在两个已知正常数 $c > 0, d \geqslant 0$ 和已知 K_∞ 类函数 $\gamma(\cdot)$, 使得

$$\frac{\partial V(\xi)}{\partial \xi} q(\xi, x, t) \leqslant -cV(\xi) + \gamma(|x_1|) + d, \ \ \forall t \geqslant 0. \tag{7}$$

假设2[11] 存在未知非负连续函数 $\varphi_{i1}(\cdot)$ 和非减连续函数 $\varphi_{i2}(\cdot)$, 使得

$$\begin{aligned} &|d_i(\xi, x, t)| \leqslant \varphi_{i1}(\|\bar{x}_i\|) + \varphi_{i2}(\|\xi\|), \\ &\forall (\xi, x, t) \in R^{n_0} \times R^n \times R_+. \end{aligned} \tag{8}$$

其中: $\varphi_{i2}(0) = 0$, $i = 1, 2$.

假设3 存在常数 $\underline{K}_{ci}$、$\bar{K}_{ci}$ $(i = 0, 1, 2)$ 使得对于所有的 $t > 0$, $\underline{k}_c(t)$、$\bar{k}_c(t)$ 及其导数满足 $\underline{K}_{c0} \leqslant \underline{k}_c(t) < \bar{k}_c(t) \leqslant \bar{K}_{c0}$, $|\underline{k}_c^{(i)}(t)| \leqslant \underline{K}_{ci}$, $|\bar{k}_c^{(i)}(t)| \leqslant \bar{K}_{ci}$, $i = 1, 2$.

假设4 期望轨迹 y_d 严格保持在约束区域 $(\underline{k}_c(t), \bar{k}_c(t))$ 内. 即存在函数 $\bar{Y}(t)$ 和 $\underline{Y}(t)$ 满足 $\underline{Y}(t) > \underline{k}_c(t)$ 和 $\bar{Y}(t) < \bar{k}_c(t)$, 使得 $\underline{Y}(t) \leqslant y_d(t) \leqslant \bar{Y}(t)$ 成立.

假设5 期望轨迹向量 $x_d = [y_d, \dot{y}_d, \ddot{y}_d]^{\mathrm{T}} \in \Omega_d$ 已知, 其中 $\Omega_d = \{x_d | y_d^2 + \dot{y}_d^2 + \ddot{y}_d^2 \leqslant B_0\}$, 且 B_0 是已知常数.

引理1[11] 如果 V 为系统 $\dot{\xi} = \psi(\xi, x, t)$ 指数输入状态实用稳定 (exp-ISpS) 的 Lyapunov 函数, 即式 (6) 和 (7) 成立, 则对于任意常数 $\bar{c} \in (0, c)$, 任意初始时间 $t_0 > 0$, 任意初始状态 $\xi_0 = \xi(t_0)$, $r_0 > 0$ 以及任意连续函数 $\bar{\gamma}$ 满足 $\bar{\gamma}(|x_1|) \geqslant \gamma(|x_1|)$, 存在有限时间 $T_0 = \max\left\{0, \log\left[\dfrac{V(\xi_0)}{r_0}\right] \Big/ (c - \bar{c})\right\} \geqslant 0$, 非负函数 $D(t_0, t)$, $t \geqslant t_0$, 以及由

$$\dot{r} = -\bar{c}r + \bar{\gamma}(|x_1|) + d, \ r(t_0) = r_0$$

描述的动态信号, 使得当 $t \geqslant t_0 + T_0$ 时, $D(t_0, t) = 0$, 并且 $V(\xi) \leqslant r(t) + D(t_0, t)$. 其中: $D(t_0, t) = \max\{0, \mathrm{e}^{-c(t-t_0)}V(\xi_0) - \mathrm{e}^{-\bar{c}(t-t_0)}r_0\}$, $\log(\cdot)$ 代表 $\cdot$ 的自然对数.

下面的模糊系统用来逼近未知连续函数:

$$\begin{aligned} &y = y(x, W) = \frac{\sum\limits_{l=1}^{M} y^l \Big[\prod\limits_{i=1}^{n} \mu_{F_i^l}(x_i)\Big]}{\sum\limits_{l=1}^{M} \prod\limits_{i=1}^{n} \mu_{F_i^l}(x_i)} = \\ &\frac{\sum\limits_{l=1}^{M} y^l \Big[\prod\limits_{i=1}^{n} \exp\Big(-\Big(\dfrac{x_i - \mu_i^l}{b_i^l}\Big)^2\Big)\Big]}{\sum\limits_{l=1}^{M} \prod\limits_{i=1}^{n} \exp\Big(-\Big(\dfrac{x_i - \mu_i^l}{b_i^l}\Big)^2\Big)} = W^{\mathrm{T}} S(x). \end{aligned} \tag{9}$$

其中: $x = [x_1, \ldots, x_n]^{\mathrm{T}}$, $W = [y^1, \ldots, y^M]^{\mathrm{T}}$, $S(x) =$

$[S_1(x),\dots,S_M(x)]^{\mathrm{T}}$, M 是模糊规则数, $\mu_{B^l}(y^l)=1$, 隶属度函数 $\mu_{F_i^l}(x_i)=\exp\Big(-\Big(\dfrac{x_i-\mu_i^l}{b_i^l}\Big)^2\Big)$, μ_i^l 和 b_i^l 是调节参数, $l=1,\dots,M$, $i=1,\dots,n$.

引理2[34]　对于任何定义在紧集 Ω_x 上的连续函数 $h(x)$ 和给定的正常数 ε^*, 存在一个理想可调参数向量 W^*, 使得

$$|y(x,W^*)-h(x)|\leqslant\varepsilon^*,\ \forall x\in\Omega_x,\tag{10}$$

其中理想可调参数向量 W^* 定义为

$$W^*=\arg\min_{W\in\boldsymbol{R}^M}\big[\sup_{x\in\Omega_x}|y(x,W)-h(x)|\big].\tag{11}$$

设 $\Omega_{X_i}=\{X_i|\|X_i\|\leqslant M_{X_i}\}$ 是一个紧集, 其中 $M_{X_i}>0$ 是设计参数. 如果 $H_i(X_i)$ 是未知连续函数, 则根据引理2和式(9), 存在函数逼近 $H_i(X_i)=W_{hi}^{\mathrm{T}}S_{hi}(X_i)+\varepsilon_i(X_i)$, $X_i\in\Omega_{X_i}$, 其中 $\varepsilon_i(X_i)$ 是逼近误差.

2　带输入输出约束的自适应动态面控制器设计

2.1　输出约束变换

首先定义跟踪误差为

$$e_1(t)=y(t)-y_d(t).\tag{12}$$

由式(5)中输出约束的要求, 可得

$$\underline{k}_c(t)-y_d(t)<e_1(t)<\bar{k}_c(t)-y_d(t),\ \forall t\in R^+.\tag{13}$$

利用下面的记号:

$$\underline{K}(t)=\underline{k}_c(t)-y_d(t),\tag{14}$$

$$\bar{K}(t)=\bar{k}_c(t)-y_d(t),\tag{15}$$

可得

$$\underline{K}(t)<e_1(t)<\bar{K}(t),\tag{16}$$

由假设4可知

$$\underline{K}(t)<0,\ \bar{K}(t)>0.\tag{17}$$

由式(16)可以看出, 输出约束已经变换为跟踪误差约束.

为了处理跟踪误差约束, 受文献[25]的启发, 引入如下的误差变换:

$$e_1(t)=T(s_1(t),\underline{K}(t),\bar{K}(t)).\tag{18}$$

其中: $T(\cdot)$ 是光滑可逆函数; 关于变换后的无约束误差 $s_1(t)$ 严格单调增, $s_1(t)\in R$. 该误差变换具有以下性质:

1) $\underline{K}(t)<T(s_1(t),\underline{K}(t),\bar{K}(t))<\bar{K}(t)$;

2) $\lim\limits_{s_1\to-\infty}T(s_1(t),\underline{K}(t),\bar{K}(t))=\underline{K}(t)$,
$\lim\limits_{s_1\to+\infty}T(s_1(t),\underline{K}(t),\bar{K}(t))=\bar{K}(t)$;

3) $T(0,\underline{K}(t),\bar{K}(t))=0$.

由上述性质不难看出, 如果 $s_1(t)\in L_\infty$ 和 $\underline{K}(0)<e_1(0)<\bar{K}(0)$ 成立, 则能保证式(16)的结果, 并且如果满足 $\lim\limits_{t\to\infty}s_1(t)=0$, 则有 $\lim\limits_{t\to\infty}e_1(t)=0$. 由于 $T(\cdot)$ 严格单调, 可得

$$s_1(t)=T^{-1}(e_1(t),\underline{K}(t),\bar{K}(t)),\tag{19}$$

由此, 有约束的跟踪问题变换成无约束跟踪问题.

变换函数 $T(\cdot)$ 选择为

$$e_1(t)=T(s_1(t),\underline{K}(t),\bar{K}(t))=\frac{\bar{K}(t)\underline{K}(t)(\mathrm{e}^{s_1}-1)}{\underline{K}(t)\mathrm{e}^{s_1}-\bar{K}(t)},\tag{20}$$

则变换误差为

$$s_1(t)=T^{-1}(e_1(t),\underline{K}(t),\bar{K}(t))=\log\Big[\frac{\bar{K}(t)(\underline{K}(t)-e_1(t))}{\underline{K}(t)(\bar{K}(t)-e_1(t))}\Big].\tag{21}$$

引入如下表示:

$$\lambda(t)=\frac{\partial T^{-1}}{\partial(e_1(t))},$$

$$\varpi(t)=\frac{\partial T^{-1}}{\partial(\underline{K}(t))}\dot{\underline{K}}(t)+\frac{\partial T^{-1}}{\partial(\bar{K}(t))}\dot{\bar{K}}(t),$$

则有

$$\dot{s}_1(t)=\lambda(t)\dot{e}_1(t)+\varpi(t).\tag{22}$$

进一步, 有

$$\varpi(t)=\frac{e_1(t)\dot{\underline{K}}(t)}{(\underline{K}(t)-e_1(t))\underline{K}(t)}-\frac{e_1(t)\dot{\bar{K}}(t)}{(\bar{K}(t)-e_1(t))\bar{K}(t)},\tag{23}$$

$$\lambda(t)=\frac{\bar{K}(t)-\underline{K}(t)}{(e_1(t)-\underline{K}(t))(\bar{K}(t)-e_1(t))}>0.\tag{24}$$

2.2　自适应动态面控制器设计

由假设2知, $|d_i(\xi,\bar{x}_n,t)|\leqslant\varphi_{i1}(\|\bar{x}_i\|)+\varphi_{i2}(\|\xi\|)$. 根据假设1, 可以得到不等式 $\|\xi\|\leqslant\bar{\alpha}_1^{-1}(V(\xi))$. 由引理1, 可以推得存在一个正常数 D_0 使得 $\|\xi\|\leqslant\bar{\alpha}_1^{-1}(r+D_0)$, $\forall t\geqslant0$. 因而可以看出模型(4)符合下三角特征, 控制量 $\bar{u}_s$ 与状态变量 x_1、x_2 可分离, 符合严格参数反馈形式. 被控对象是一个二阶系统, 所以运用动态面控制方法设计控制器需要定义两个动态面, 分两步分别设计虚拟控制律和控制律, 且虚拟控制律信号 α_1 经一阶滤波器后与逆变器输出电压变化量 $\dot{u}_o$ 构成误差信号, 再作为第2个动态面信号 z_2, 用以设计控制律.

选取Lyapunov函数

$$V_{z_i}=\frac{1}{2}z_i^2,\ i=1,2.\tag{25}$$

step 1: 定义 $\omega_1=y_d$, $y_d=u_r$ 为输出给定电压. 为了保证逆变器输出电压对于给定输出电压的

跟踪性能以及不违背输出约束,首先设定第1个动态面为

$$z_1=s_1. \tag{26}$$

对z_1求导可得

$$\dot{z}_1=\lambda(t)\dot{e}_1(t)+\varpi(t)=\lambda(t)(x_2+d_1(\xi,\bar{x}_1,t)-\dot{y}_d)+\varpi(t), \tag{27}$$

进而计算V_{z_1}的导数为

$$\dot{V}_{z_1}=z_1[\lambda(t)(x_2+d_1(\xi,\bar{x}_1,t)-\dot{y}_d)+\varpi(t)]\leqslant z_1\lambda(t)(x_2+\varphi_{11}(\|\bar{x}_1\|)+\varphi_{12}(\bar{\alpha}_1^{-1}(r+D_0))-\dot{y}_d)+z_1\varpi(t). \tag{28}$$

引入一阶滤波器$\tau_2\dot{\omega}_2+\omega_2=\alpha_1,\ \omega_2(0)=\alpha_1(0)$,其中$\tau_2>0$是设计参数. 引入辅助误差变量$y_2=\omega_2-\alpha_1,\dot{\omega}_2=-y_2/\tau_2,y_2$用于分析系统的稳定性.

定义未知连续函数

$$H_1(X_1)=\varphi_{11}(\|\bar{x}_1\|)+\varphi_{12}(\bar{\alpha}_1^{-1}(r+D_0)), \tag{29}$$

其中$X_1=[y_d,\underline{k}_c,\bar{k}_c,x_1,r]^{\mathrm{T}}\in R^5$. 根据引理2,利用模糊系统对未知函数$H_1(X_1)$进行逼近,有

$$H_1(X_1)=W_{h1}^{\mathrm{T}}S_{h1}(X_1)+\varepsilon_1(X_1),\ X_1\in\varOmega_{X_1}, \tag{30}$$

其中$\varepsilon_1(X_1)$是逼近误差.

存在非负连续函数$\eta_1(y_d,\underline{k}_c,\bar{k}_c,x_1,r)$满足

$$|\varepsilon_1(X_1)|\leqslant\eta_1(y_d,\underline{k}_c,\bar{k}_c,x_1,r). \tag{31}$$

利用Young's 不等式,做如下分解:

$$\lambda(t)z_1W_{h1}^{\mathrm{T}}S_{h1}(X_1)\leqslant\frac{1}{2a_1^2}\lambda^2(t)z_1^2\|W_{h1}\|^2\|S_{h1}(X_1)\|^2+\frac{a_1^2}{2}, \tag{32}$$

$$\lambda(t)z_1z_2\leqslant\lambda^2(t)z_1^2+\frac{1}{4}z_2^2, \tag{33}$$

$$\lambda(t)z_1y_2\leqslant\lambda^2(t)z_1^2+\frac{1}{4}y_2^2, \tag{34}$$

$$\lambda(t)z_1h\leqslant\lambda^2(t)z_1^2+\frac{1}{4}h^2, \tag{35}$$

$$\lambda(t)z_1\varepsilon_1(X_1)\leqslant\lambda^2(t)z_1^2+\frac{1}{4}\varepsilon_1^2(X_1). \tag{36}$$

为降低控制器在模糊系统计算上的时间消耗,减少自适应参数数目,定义以下记号:$\theta_1=\|W_{h1}\|^2,\hat{\theta}_1$是$\theta_1$的估计值,$\tilde{\theta}_1=\hat{\theta}_1-\theta_1$是估计误差. $z_2=x_2-\omega_2-h$为第2个动态面,具体含义将在step 2给出. $\bar{\theta}_2=[\theta_1,\theta_2]^{\mathrm{T}},\bar{z}_2=[z_1,z_2]^{\mathrm{T}}$.

设计虚拟控制律为

$$\alpha_1=-c_1z_1-4\lambda(t)z_1-\frac{1}{2a_1^2}z_1\lambda(t)\hat{\theta}_1\|S_{h1}(X_1)\|^2+\dot{y}_d-\varpi(t)/\lambda(t), \tag{37}$$

其中c_1、a_1是正的设计常数.

将式(29)~(37)代入(28),可得

$$\dot{V}_{z_1}\leqslant-c_1z_1^2+\frac{1}{4}z_2^2+\frac{1}{4}y_2^2+\frac{a_1^2}{2}+\frac{1}{4}\eta_1^2(X_1)+\frac{1}{4}h^2-\frac{1}{2a_1^2}z_1^2\lambda^2(t)\tilde{\theta}_1\|S_{h1}(X_1)\|^2. \tag{38}$$

选取Lyapunov函数

$$V_1=V_{z_1}+\frac{1}{2\gamma_1}\tilde{\theta}_1^2. \tag{39}$$

设计自适应律为

$$\dot{\hat{\theta}}_1=\gamma_1\Big[\frac{1}{2a_1^2}\lambda(t)^2z_1^2\|S_{h1}(X_1)\|^2-\sigma_1\hat{\theta}_1\Big]. \tag{40}$$

其中:γ_1和σ_1是正常数,$\hat{\theta}_1(0)\geqslant0$.

利用Young's不等式

$$-\sigma_1\tilde{\theta}_1\hat{\theta}_1=-\sigma_1\tilde{\theta}_1(\tilde{\theta}_1+\theta_1)\leqslant-\frac{\tilde{\theta}_1^2\sigma_1}{2}+\frac{\theta_1^2\sigma_1}{2}, \tag{41}$$

V_1关于时间的导数为

$$\dot{V}_1\leqslant-c_1z_1^2+\frac{1}{4}z_2^2+\frac{1}{4}y_2^2-\frac{\tilde{\theta}_1^2\sigma_1}{2}+\frac{\theta_1^2\sigma_1}{2}+\frac{1}{4}h^2+\frac{a_1^2}{2}+\frac{1}{4}\eta_1^2(X_1). \tag{42}$$

对辅助变量y_2求导,易得

$$\dot{y}_2=\dot{\omega}_2-\dot{\alpha}_1=-\frac{y_2}{\tau_2}+c_1\dot{z}_1-\dot{\lambda}(t)z_1-\lambda(t)\dot{z}_1+\frac{(\dot{z}_1\lambda(t)+z_1\dot{\lambda}(t))\hat{\theta}_1\|S_{h1}(X_1)\|^2}{2a_1^2}+\frac{z_1\lambda(t)\dot{\hat{\theta}}_1\|S_{h1}(X_1)\|^2}{2a_1^2}+\frac{z_1\lambda(t)\hat{\theta}_1}{2a_1^2}\frac{\mathrm{d}\|S_{h1}(X_1)\|^2}{\mathrm{d}t}-\ddot{y}_d+\frac{\dot{\varpi}(t)\lambda(t)-\varpi(t)\dot{\lambda}(t)}{\lambda^2(t)}. \tag{43}$$

将上式移项并取绝对值,可得

$$\Big|\dot{y}_2+\frac{y_2}{\tau_2}\Big|\leqslant\vartheta_2(z_1,z_2,y_2,r,\dot{y}_d,\ddot{y}_d,\underline{k}_c,\bar{k}_c,\dot{\underline{k}}_c,\dot{\bar{k}}_c,\ddot{\underline{k}}_c,\ddot{\bar{k}}_c), \tag{44}$$

其中$\vartheta_2(z_1,z_2,y_2,r,\dot{y}_d,\ddot{y}_d,\underline{k}_c,\bar{k}_c,\dot{\underline{k}}_c,\dot{\bar{k}}_c,\ddot{\underline{k}}_c,\ddot{\bar{k}}_c)$是非负连续函数.

两边同乘$|y_2|$,得到

$$y_2\dot{y}_2\leqslant-\frac{y_2^2}{\tau_2}+|y_2|\vartheta_2(z_1,z_2,y_2,r,\dot{y}_d,\ddot{y}_d,\underline{k}_c,\bar{k}_c,\dot{\underline{k}}_c,\dot{\bar{k}}_c,\ddot{\underline{k}}_c,\ddot{\bar{k}}_c)\leqslant-\frac{y_2^2}{\tau_2}+y_2^2+\frac{1}{4}\vartheta_2^2. \tag{45}$$

step 2: 定义第2个动态面为$z_2=x_2-\omega_2-h$,其中h的设计将在后面给出.

对V_{z_2}求导,并由假设1和假设2,可得

$$\begin{aligned}\dot V_{z_2}=&z_2\Big(-\frac{1}{RC}x_2-\frac{1}{LC}x_1+\frac{1}{LC}E\bar u_s+\\&d_2(\xi,x,t)-\dot\omega_2-\dot h\Big)\leqslant\\&z_2\Big(-\frac{1}{RC}x_2-\frac{1}{LC}x_1+\frac{E}{LC}(P(u_s)+\\&Q(u_s))+\varphi_{21}(\|\bar x_2\|)+\varphi_{22}(\bar\alpha_1^{-1}(r+D_0))-\\&\dot\omega_2-\dot h\Big).\end{aligned}\tag{46}$$

定义未知连续函数

$$\begin{aligned}H_2(X_2)=&\varphi_{21}(\|\bar x_2\|)+\varphi_{22}(\bar\alpha_1^{-1}(r+D_0))-\\&\frac{1}{RC}x_2-\frac{1}{LC}x_1+kh-\dot\omega_2,\end{aligned}\tag{47}$$

其中$X_2=[x_1,x_2,r,h,\dot\omega_2]^{\rm T}\in R^5$. 利用模糊系统对未知函数$H_2(X_2)$进行估计,有

$$H_2(X_2)=W_{h2}^{\rm T}S_2(X_2)+\varepsilon_2(X_2),\ X_2\in\varOmega_{X_2},\tag{48}$$

其中$\varepsilon_2(X_2)$是逼近误差. 存在非负连续函数$\eta_2(x_1,x_2,r,h,\dot\omega_2)$满足

$$|\varepsilon_2(X_2)|\leqslant\eta_2(x_1,x_2,r,h,\dot\omega_2).\tag{49}$$

设计辅助动态系统

$$\dot h=-kh+\frac{E}{LC}(P(u_s)-u_s),\tag{50}$$

其中$k>0$是设计参数.

设计控制律

$$\alpha_2=\frac{LC}{E}\Big(-c_2z_2-\frac{1}{2a_2^2}z_2\hat\theta_2\|S_{h2}(X_2)\|^2\Big),\tag{51}$$

$$\begin{aligned}v(t)=&-(1+\delta)\Big(\alpha_2\tanh\Big(\frac{z_2\alpha_2}{\chi}\Big)+\\&\bar m_1\tanh\Big(\frac{z_2\bar m_1}{\chi}\Big)\Big),\end{aligned}\tag{52}$$

$$u_s(t)=v(t_k),\ \forall t\in[t_k,t_{k+1}),\tag{53}$$

$$\begin{aligned}t_{k+1}=&\inf\{t\in R||v(t)-u_s(t)|\geqslant\delta|u_s(t)|+\\&m_1,t>t_k\}.\end{aligned}\tag{54}$$

其中: $c_2>0$, $a_2>0$是设计常数; $t_k>0,k\in Z^+$, $\chi>0,\delta\in(0,1),m_1>0$,并且$\bar m_1>\dfrac{m_1}{(1-\delta)}$是设计参数.

由式(54)可得

$$|v(t)-u_s(t)|\leqslant\delta|u_s(t)|+m_1,\ \ \forall t\in[t_k,t_{k+1}].\tag{55}$$

令

$$q(t)=\frac{{\rm sign}(u_s(t))(v(t)-u_s(t))}{\delta|u_s(t)|+m_1}\in[-1,1],$$

可得

$$v(t)-u_s(t)=q(t)\delta u_s(t)+{\rm sign}(u_s(t))q(t)m_1.\tag{56}$$

进一步,可得

$$\begin{aligned}&\frac{E}{LC}z_2u_s(t)\leqslant\\&\frac{E}{LC}\Big(\frac{z_2v(t)}{1+q(t)\delta}+\Big|\frac{z_2m_1}{1-\delta}\Big|\Big)\leqslant\\&\frac{E}{LC}\Big(-\frac{1+\delta}{1+q(t)\delta}z_2\alpha_2\tanh\Big(\frac{z_2\alpha_2}{\chi}\Big)-\\&\frac{1+\delta}{1+q(t)\delta}z_2\bar m_1\tanh\Big(\frac{z_2\bar m_1}{\chi}\Big)+\Big|\frac{z_2m_1}{1-\delta}\Big|\Big)\leqslant\\&\frac{E}{LC}\Big(-z_2\alpha_2\tanh\Big(\frac{z_2\alpha_2}{\chi}\Big)-\\&z_2\bar m_1\tanh\Big(\frac{z_2\bar m_1}{\chi}\Big)+\Big|\frac{z_2m_1}{1-\delta}\Big|\Big)\leqslant\\&\frac{E}{LC}(-|z_2\alpha_2|-|z_2\bar m_1|+|z_2\bar m_1|+0.557\chi)\leqslant\\&-c_2z_2^2-\frac{1}{2a_2^2}z_2^2\hat\theta_2\|S_{h2}(X_2)\|^2+\frac{0.557\chi E}{LC}.\end{aligned}\tag{57}$$

选取Lyapunov函数为

$$V_2=V_{z_2}+\frac{1}{2\gamma_2}\tilde\theta_2^2.\tag{58}$$

设计自适应律为

$$\dot{\hat\theta}_2=\gamma_2\Big[\frac{1}{2a_2^2}z_2^2\|S_{h2}(X_2)\|^2-\sigma_2\hat\theta_2\Big].\tag{59}$$

其中: γ_2和σ_2是正常数, $\hat\theta_2(0)\geqslant0$,且

$$-\sigma_2\tilde\theta_2\hat\theta_2\leqslant-\frac{\tilde\theta_2^2\sigma_2}{2}+\frac{\theta_2^2\sigma_2}{2}.\tag{60}$$

对V_2关于时间求导,可得

$$\begin{aligned}\dot V_2\leqslant&-\Big(c_2-\frac{5}{4}\Big)z_2^2-\frac{1}{2a_2^2}z_2^2\tilde\theta_2\|S_{h2}(X_2)\|^2+\\&\frac{E^2}{L^2C^2}Q^2(u_s)+\frac{1}{4}\eta_2^2(X_2)+\frac{1}{\gamma_2}\tilde\theta_2\dot{\hat\theta}_2+\\&0.557\chi\frac{E}{LC}+\frac{a_2^2}{2}\leqslant\\&-\Big(c_2-\frac{5}{4}\Big)z_2^2-\frac{\tilde\theta_2^2\sigma_2}{2}+\frac{\theta_2^2\sigma_2}{2}+0.557\chi\frac{E}{LC}+\\&+\frac{E^2}{L^2C^2}Q^2(u_s)+\frac{1}{4}\eta_2^2(X_2)+\frac{a_2^2}{2}.\end{aligned}\tag{61}$$

定义以下3个紧集:

$$\varOmega_2=\{[\bar z_2^{\rm T},y_2,\bar{\tilde\theta}_2^{\rm T},h]^{\rm T}:V\leqslant p\}\subset R^6,\tag{62}$$

$$\varOmega_{\bar k_c}=\{[\bar k_c,\dot{\bar k}_c,\ddot{\bar k}_c]^{\rm T}:\bar k_c^2+\dot{\bar k}_c^2+\ddot{\bar k}_c^2\leqslant p_{\bar k_c}\},\tag{63}$$

$$\varOmega_{\underline{k}_c}=\{[\underline{k}_c,\dot{\underline{k}}_c,\ddot{\underline{k}}_c]^{\rm T}:\underline{k}_c^2+\dot{\underline{k}}_c^2+\ddot{\underline{k}}_c^2\leqslant p_{\underline{k}_c}\},\tag{64}$$

其中正数p、$p_{\bar k_c}$和$p_{\underline{k}_c}$是设计常数.

设计总Lyapunov函数为

$$V=\sum_{j=1}^{2}V_j+\frac{1}{2}y_2^2+\frac{1}{2}h^2.\tag{65}$$

定理1　考虑由系统(4)、虚拟控制律(37)、控制律(51)以及自适应律(40)、(59)构成的闭环系统,在假设1～假设5的条件下,满足如下初始条件: $V(0)\leqslant p$, $\underline{K}(0)<e_1(0)<\bar K(0)$,存在常数$c_i>0,\tau_2>0,\gamma_i>0,\sigma_i>0\,(i=1,2)$,使得闭环系统中所有的信号是半全局一致终结有界的,并且输入和输出信号满足约束

条件,即$\underline{k}_c(t) < y(t) < \bar{k}_c(t)$, $-1 \leqslant \bar{u}_s \leqslant 1$,设计参数$c_i$、$k$、$\gamma_i$、$\sigma_i$和$\tau_2$满足以下条件:

$$\begin{cases} c_1 \geqslant \dfrac{\alpha_0}{2}, \\ c_2 \geqslant 1\dfrac{1}{2} + \dfrac{\alpha_0}{2}, \\ k \geqslant \dfrac{3}{4} + \dfrac{\alpha_0}{2}, \\ \dfrac{1}{\tau_2} \geqslant 1\dfrac{1}{4} + \dfrac{\alpha_0}{2}, \\ \alpha_0 = \min\{\gamma_1\sigma_1, \gamma_2\sigma_2\}. \end{cases} \tag{66}$$

证明 选取总Lyapunov函数为

$$V = \sum_{j=1}^{2} V_j + \frac{1}{2}y_2^2 + \frac{1}{2}h^2. \tag{67}$$

V关于时间的导数是

$$\dot{V} = \sum_{i=1}^{2} \dot{V}_i + y_2\dot{y}_2 + h\dot{h}. \tag{68}$$

将式(42)、(45)、(50)和(61)代入(68),可得

$$\begin{aligned} \dot{V} \leqslant & -c_1z_1^2 - \Big(c_2 - 1\frac{1}{2}\Big)z_2^2 - \Big(\frac{1}{\tau_2} - 1\frac{1}{4}\Big)y_2^2 - \\ & \sum_{i=1}^{2}\frac{\tilde{\theta}_i^2\sigma_i}{2} - \Big(k - \frac{3}{4}\Big)h^2 + \sum_{i=1}^{2}\Big(\frac{a_i^2}{2} + \frac{\theta_i^2\sigma_i}{2}\Big) + \\ & \sum_{i=1}^{2}\frac{1}{4}\eta_i^2 + \frac{E^2}{L^2C^2}(P^2(u_s) + u_s^2) + \\ & \frac{E^2}{L^2C^2}Q^2(u_s) + \frac{1}{4}\vartheta_2^2 + 0.557\chi\frac{E}{LC}. \end{aligned} \tag{69}$$

如果$V \leqslant p$,则可以得到$z_i, \tilde{\theta}_i, y_2, h \in L_\infty$, $i = 1, 2$. 由假设5可知$y_d \in L_\infty$. 由式(21)和(26),可得$e_1 \in L_\infty$. 因为$e_1 = y(t) - y_d(t)$,所以$y(t) \in L_\infty$,进而$r \in L_\infty$, α_1、x_2有界,α_2、v、u_s、$P(u_s)$有界. 因此,η_i在紧集$\Omega_2 \times \Omega_d$上有最大值H_i, ϑ_2在紧集$\Omega_2 \times \Omega_d \times \Omega_{\underline{k}_c} \times \Omega_{\bar{k}_c}$上有最大值$M_2$. 设$|u_s|$的最大值是$u_{sM}$, $|P(u_s)|$的最大值是P_M. 令

$$\begin{aligned} \mu = & \frac{1}{4}\sum_{i=1}^{2}H_i^2 + \frac{1}{4}M_2^2 + \sum_{i=1}^{2}\Big(\frac{\sigma_i\theta_i^2}{2} + \frac{a_i^2}{2}\Big) + \\ & \frac{E^2}{L^2C^2}(P_M^2 + u_{sM}^2) + \frac{E^2D_1^2}{L^2C^2} + 0.557\chi\frac{E}{LC}. \end{aligned} \tag{70}$$

综合式(66)、(69)和(70),可得

$$\dot{V} \leqslant -\alpha_0 V + \mu. \tag{71}$$

如果$V = p$并且$\alpha_0 > \mu/p$,则$\dot{V} \leqslant 0$. 这样,可以推得对于$V(0) \leqslant p$,有$V(t) \leqslant p$, $\forall t \geqslant 0$.

在$[0, t]$上求解式(71),可以得到

$$0 \leqslant V(t) \leqslant \frac{\mu}{\alpha_0} + \Big[V(0) - \frac{\mu}{\alpha_0}\Big]\mathrm{e}^{-\alpha_0 t}. \tag{72}$$

因此,信号z_i、y_2、h和$\hat{\theta}_i$是有界的. 进而α_1和ω_2也有界. 由式(66)和(70)可知,对于给定常数B_0、p、$p_{\bar{k}_c}$、$p_{\underline{k}_c}$、a_1、σ_i,选择γ_i足够大,μ/α_0能够任意小. 通过式(72),得到

$$|z_1| \leqslant \sqrt{\frac{2\mu}{\alpha_0} + 2\Big[V(0) - \frac{\mu}{\alpha_0}\Big]\mathrm{e}^{-\alpha_0 t}}.$$

s_1的有界性可以保证跟踪误差约束,即$\underline{K}(t) < e_1(t) < \bar{K}(t)$. 进一步,由$e_1 = y - y_d$以及假设5中$y_d$的约束,可得$\underline{k}_c(t) < y(t) < \bar{k}_c(t)$,输出约束满足. □

定义$e(t) = v(t) - u(t)$, $\forall t \in [t_k, t_{k+1})$: 1)若存在$t^* \in (t_k, t_{k+1})$,使得$e(t^*) = 0$,则至少存在一个$t^*$时刻未触发,所以$t_{k+1} - t_k > 0$,因此,这种情况不会发生Zeno行为; 2)若不存在$t^* \in (t_k, t_{k+1})$,使得$e(t^*) = 0$,则对于$t'_{k+1} \in (t_k, t_{k+1})$,区间$(t_{k+1} - t_k)$有一个正的下界$\Delta t = \dfrac{m_1}{x} > 0$,因此,本设计策略能有效地避免Zeno行为.

3 仿真结果

下面给出全桥逆变器自适应动态面控制的仿真实例,以验证所提出控制算法的有效性.

$$\begin{cases} \dot{\xi} = -\xi + x_1^2\sin(50x_1t), \\ \dot{x}_1 = x_2 + d_1(\xi, x, t), \\ \dot{x}_2 = -\dfrac{1}{RC}x_2 - \dfrac{1}{LC}x_1 + \dfrac{1}{LC}E\bar{u}_s + d_2(\xi, x, t), \\ y = x_1. \end{cases} \tag{73}$$

其中: $R = 44\,\Omega$, $C = 25\,\mu\mathrm{F}$, $L = 6.4\,\mathrm{mH}$, $E = 450\,\mathrm{V}$, $d_1(\xi, x, t) = \xi x_1\sin(1\,000t)$和$d_2(\xi, x, t) = \xi\cos(100t)$用来模拟实际系统的未建模动态部分和外部扰动. 期望输出电压$u_r = 220\sqrt{2}\sin(314t)$ (V). 输出约束取为$\underline{K} = -1.1\exp(-10t) - 1$, $\bar{K} = 1.1\exp(-10t) + 1$.

仿真中电路初始条件为$x_1(0) = 0$, $x_2(0) = 0$, $\omega_2(0) = 0$, $\hat{\theta}_1(0) = 1$, $\hat{\theta}_2(0) = 0.5$, $\xi(0) = 0$, $h(0) = 0$, $r(0) = 0$. 参数整定结果:控制器参数整定为$c_1 = 100\,500$, $c_2 = 100\,500$, $\tau_2 = 0.000\,001$, $\sigma_1 = \sigma_2 = 0.000\,01$, $\gamma_1 = \gamma_2 = 10\,000\,000$, $a_1 = a_2 = 100$. 对于$H_1(X_1)$, $X_1 = [y_d, \underline{k}_c, \bar{k}_c, x_1, r]^{\mathrm{T}} \in R^5$,选取模糊规则数量$M = 5$,可调参数$b_i^l = 1$, $\mu_i^l = l - 5$, $l = 1, \ldots, M$, $i = 1, \ldots, 5$. 如果直接使用$W_{h_1}^{\mathrm{T}}S_{h_1}(X_1)$来逼近$H_1(X_1)$,则$W_{h_1}$包含$M$个元素,即$M$个参数需要估计. 为了减少自适应参数,使用欧氏范数$||W_{h1}||$和$||S_{h1}(X_1)||$代替W_{h1}和$S_{h1}(X_1)$来设计控制器. 对于$H_2(X_2)$, $\mu_i^l = (l - 5) \times 0.5$, $l = 1, \ldots, M$, $i = 1, 2, \ldots, 5$,其他参数同上.

仿真结果如图2～图5所示. 图2给出输出电压u_o和期望电压u_r, 可以看出, 控制方案实现了期望的跟踪性能, 跟踪误差较小, 并满足误差约束和输出约束. 图3为控制信号$\bar{u}_s$, 控制信号在$[-1,1]$区域内, 满足输入约束. 图4是未建模动态子系统的状态信号ξ, 仿真中考虑了系统未建模部分可能对系统附加的干扰. 图5给出了事件触发时间间隔. 以上仿真结果表明, 在不违背输入输出约束的条件下, 运用本文所提出的事件触发动态面控制能够有效地实现跟踪性能.

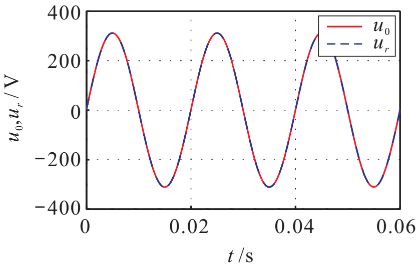

图 2　输出电压u_o和跟踪的期望电压u_r

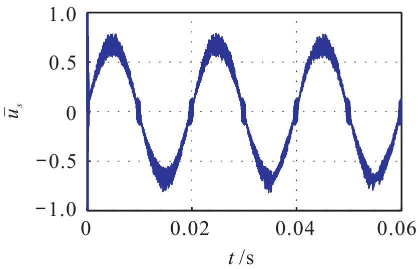

图 3　控制信号$\bar{u}_s$

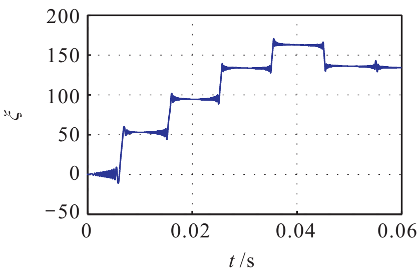

图 4　未建模动态ξ

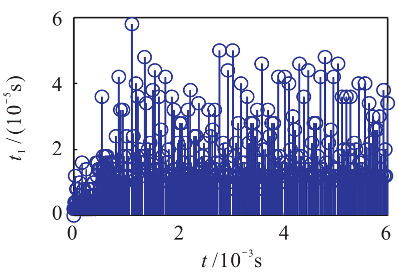

图 5　事件触发时间间隔t_1

4　结　论

本文对具有输入和输出约束的单相全桥逆变器, 引入辅助信号处理输入约束, 采用误差变换处理输出约束, 利用动态面控制方法, 提出了一种事件触发的自适应动态面控制方案. 通过构造Lyapunov函数和定义的紧集, 完善了带输入约束条件的动态面控制方法的稳定性证明. 由于采用动态面控制, 合理选取自适应参数, 降低了非线性控制器计算量. 同时考虑了未建模动态对系统的影响, 增强了控制系统的鲁棒性.

参考文献(References)

[1] 董锋斌, 钟彦儒. 反向递推法在三相四桥臂逆变器控制中的应用[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(4): 30-35.
(Dong F B, Zhong Y R. Application of backstepping for three-phase four-leg inverter[J]. Electric Machines and Control, 2012, 16(4): 30-35.)

[2] 侯波, 穆安乐, 董锋斌, 等. 单相电压型全桥逆变器的反步滑模控制策略[J]. 电工技术学报, 2015, 30(20): 93-99.
(Hou B, Mu A L, Dong F B, et al. Backstepping sliding mode control strategy of single-phase voltage source full-bridge inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(20): 93-99.)

[3] Dahech K, Allouche M, Damak T, et al. Backstepping sliding mode control for maximum power point tracking of a photovoltaic system[J]. Electric Power Systems Research, 2017, 143: 182-188.

[4] Aourir M, Abouloifa A, Lachkar I, et al. Nonlinear control of PV system connected to single phase grid through half bridge power inverter[J]. IFAC-PapersOnLine, 2017, 50(1): 741-746.

[5] Roy T K, Mahmud M A. Active power control of three-phase grid-connected solar PV systems using a robust nonlinear adaptive backstepping approach[J]. Solar Energy, 2017, 153: 64-76.

[6] Swaroop D, Hedrick J K, Yip P P, et al. Dynamic surface control for a class of nonlinear systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2000, 45(10): 1893-1899.

[7] 张天平, 高志远. 具有动态不确定性的自适应动态面控制[J]. 控制与决策, 2013, 28(10): 1541-1546.
(Zhang T P, Gao Z Y. Adaptive dynamic surface control including dynamic uncertainties[J]. Control and Decision, 2013, 28(10): 1541-1546.)

[8] Xia X N, Zhang T P. Adaptive output feedback dynamic surface control of nonlinear systems with unmodeled dynamics and unknown high-frequency gain sign[J]. Neurocomputing, 2014, 143: 312-321.

[9] Zhang T P, Xia X N. Decentralized adaptive fuzzy output feedback control of stochastic nonlinear large-scale systems with dynamic uncertainties[J]. Information Sciences, 2015, 315: 17-38.

[10] Zhang T P, Xia X N, Zhu J M. Adaptive neural control of state delayed non-linear systems with unmodelled dynamics and distributed time-varying delays[J]. IET Control Theory & Applications, 2014, 8(12): 1071-1082.

[11] Jiang Z P, Praly L. Design of robust adaptive controllers for nonlinear systems with dynamic uncertainties[J]. Automatica, 1998, 34(7): 825-840.

[12] Jiang Z P, Hill D J. A robust adaptive backstepping scheme for nonlinear systems with unmodeled dynamics[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1999, 44(9): 1705-1711.
[13] Tong S C, He X L, Li Y M, et al. Adaptive fuzzy backstepping robust control for uncertain nonlinear systems based on small-gain approach[J]. Fuzzy Sets and Systems, 2010, 161(6): 771-796.
[14] Zhang T P, Shi X C, Zhu Q, et al. Adaptive neural tracking control of pure-feedback nonlinear systems with unknown gain signs and unmodeled dynamics[J]. Neurocomputing, 2013, 121: 290-297.
[15] Zhang X Y, Lin Y. Adaptive tracking control for a class of pure-feedback non-linear systems including actuator hysteresis and dynamic uncertainties[J]. IET Control Theory & Applications, 2011, 5(16): 1868-1880.
[16] Wang H Q, Liu X P, Liu K F. Adaptive neural data-based compensation control of non-linear systems with dynamic uncertainties and input saturation[J]. IET Control Theory & Applications, 2015, 9(7): 1058-1065.
[17] Cui G Z, Zhang B Y. Adaptive fuzzy tracking control for switched stochastic nonlinear systems with input constraint[C]. The 12th World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA). Guilin, 2016: 114-119.
[18] Li Y M, Tong S C, Li T S. Adaptive fuzzy output-feedback control for output constrained nonlinear systems in the presence of input saturation[J]. Fuzzy Sets and Systems, 2014, 248: 138-155.
[19] Wen C Y, Zhou J, Liu Z T, et al. Robust adaptive control of uncertain nonlinear systems in the presence of input saturation and external disturbance[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2011, 56(7): 1672-1678.
[20] Zhou Q, Wang L J, Wu C W, et al. Adaptive fuzzy control for nonstrict-feedback systems with input saturation and output constraint[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2017, 47(1): 1-12.
[21] He W, Dong Y T, Sun C Y. Adaptive neural impedance control of a robotic manipulator with input saturation[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2016, 46(3): 334-344.
[22] 陈龙胜, 王琦. 输入受限的非仿射纯反馈不确定系统自适应动态面容错控制[J]. 控制理论与应用, 2016, 33(2): 221-227.
(Chen L S, Wang Q. Adaptive dynamic surface fault-tolerant control for uncertain non-affine pure feedback systems with input constraint[J]. Control Theory & Applications, 2016, 33(2): 221-227.)
[23] Wu Y, Xie X J. Adaptive fuzzy control for high-order nonlinear time-delay systems with full-state constraints and input saturation[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2020, 28(8): 1652-1663.
[24] 张天平, 王宁宁, 夏梅珍. 具有未建模动态和输出约束系统的自适应输出反馈控制[J]. 控制与决策, 2017, 32(1): 55-62.
(Zhang T P, Wang N N, Xia M Z. Adaptive output feedback control of systems with unmodeled dynamics and output constraint[J]. Control and Decision, 2017, 32(1): 55-62.)
[25] Zhang Z K, Duan G R, Hou M Z. Robust adaptive dynamic surface control of uncertain non-linear systems with output constraints[J]. IET Control Theory & Applications, 2017, 11(1): 110-121.
[26] Huang J S, Wang W, Wen C Y, et al. Adaptive event-triggered control of nonlinear systems with controller and parameter estimator triggering[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2020, 65(1): 318-324.
[27] Wang C L, Wen C Y, Hu Q L. Event-triggered adaptive control for a class of nonlinear systems with unknown control direction and sensor faults[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2020, 65(2): 763-770.
[28] Szanto N, Narayanan V, Jagannathan S. Event-sampled direct adaptive NN output- and state-feedback control of uncertain strict-feedback system[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2018, 29(5): 1850-1863.
[29] Li Y X, Yang G H. Adaptive neural control of pure-feedback nonlinear systems with event-triggered communications[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2018, 29(12): 6242-6251.
[30] Cao Y, Song Y D. Event-triggered adaptive prescribed performance control for a class of uncertain nonlinear systems[C]. IEEE Conference on Decision and Control. Miami, 2018: 1246-1251.
[31] Xing L T, Wen C Y, Liu Z T, et al. Event-triggered output feedback control for a class of uncertain nonlinear systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2019, 64(1): 290-297.
[32] Zhu Q X. Stabilization of stochastic nonlinear delay systems with exogenous disturbances and the event-triggered feedback control[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2019, 64(9): 3764-3771.
[33] Xie W J, Zhu Q X. Self-triggered state-feedback control for stochastic nonlinear systems with Markovian switching[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2020, 50(9): 3200-3209.
[34] Wang L X. Adaptive fuzzy systems and control: Design and stability analysis[M]. New Jersey: Prentice Hall, 1994: 169.

作者简介

夏晓南 (1970−), 女, 副教授, 博士, 从事智能控制、鲁棒自适应控制等研究, E-mail: xnxia@yzu.edu.cn;

张天平 (1964−), 男, 教授, 博士生导师, 从事鲁棒自适应控制、非线性控制等研究, E-mail: tpzhang@yzu.edu.cn;

方宇 (1972−), 男, 教授, 博士, 从事开关电源变换器的数字控制、双向能量变换器在新能源并网发电和能源互联网中的应用等研究, E-mail: yfang@yzu.edu.cn;

戴明生 (1968−), 男, 工程师, 从事配电元件、电能质量优化装置等研究, E-mail: dms_boert@126.com.

(责任编辑：李君玲)