



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 116526808 A

(43) 申请公布日 2023. 08. 01

(21) 申请号 202310506706.4

(22) 申请日 2023.04.28

(71) 申请人 陕西理工大学

地址 723001 陕西省汉中市汉台区东关正街505号

(72) 发明人 皇金锋 李帅杰 卢超 张鹏超

(74) 专利代理机构 西安弘理专利事务所 61214
专利代理师 曾庆喜

(51) Int. Cl.

H02M 1/00 (2007.01)

G06F 30/39 (2020.01)

H02M 3/157 (2006.01)

H02M 3/158 (2006.01)

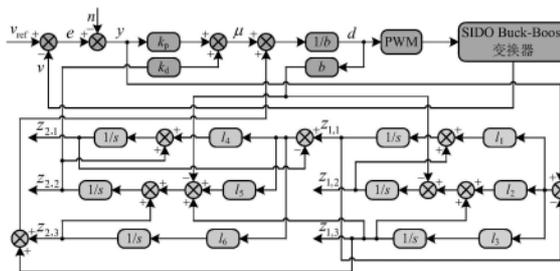
权利要求书4页 说明书13页 附图8页

(54) 发明名称

基于级联扩张状态观测器的SIDOBuck-Boost变换器的控制器设计方法

(57) 摘要

本发明公开了基于级联扩张状态观测器的SIDO Buck-Boost变换器的控制器设计方法,采用ADRC分别拟合SIDO Buck-Boost变换器主路和支路,减少支路间的交叉影响,并设计级联扩张状态观测器CESO对系统状态向量和总扰动进行估计,消除因传统ESO不完全估计而造成的观测残差,利用CESO对电路传感器高频噪声的抑制作用,进一步提高观测值的估计精度,然后将观测值作用于自抗扰的状态误差反馈控制率,以提高系统的暂态性能。本发明所设计的控制器能够抑制SIDO Buck-Boost变换器支路间的交叉影响,提高变换器系统的暂态性能。



1. 基于级联扩张状态观测器的SIDO Buck-Boost变换器的控制器设计方法,其特征在于,采用ADRC分别拟合SIDO Buck-Boost变换器主路和支路,减少支路间的交叉影响,并设计级联扩张状态观测器CESO对系统状态向量和总扰动进行估计,消除因传统ESO不完全估计而造成的观测残差,利用CESO对电路传感器高频噪声的抑制作用,进一步提高观测值的估计精度,然后将观测值作用于自抗扰的状态误差反馈控制率,以提高系统的暂态性能。

2. 根据权利要求1所述的基于级联扩张状态观测器的SIDO Buck-Boost变换器的控制器设计方法,其特征在于,具体按照以下步骤实施:

步骤1:建立CCM SIDO Buck-Boost变换器模型

步骤2:主开关管控制器设计;

步骤3:支路开关管控制器设计。

3. 根据权利要求2所述的基于级联扩张状态观测器的SIDO Buck-Boost变换器的控制器设计方法,其特征在于,SIDO Buck-Boost变换器包括主路,所述主路分别连接有电路结构相同的支路a和支路b,主路包括主功率开关管 S_0 和 S_3 ,还包括功率二极管VD、储能电感L,流过L的电流为 i_L ,主路的输入电压源为 V_{in} , S_0 和 S_3 的占空比为 d_i ,支路a包括支路a开关管 S_1 、滤波电容 C_a 、负载电阻 R_a ,支路a的输出电压为 v_a , S_1 的占空比为 d_a ,支路b包括支路b开关管 S_2 、滤波电容 C_b 、负载电阻 R_b ,支路b的输出电压为 v_b , S_2 的占空比为 d_b ,SIDO Buck-Boost变换器的状态空间平均模型为:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{d_a - d_i}{L} v_a - \frac{1 - d_a}{L} v_b + \frac{d_i}{L} V_{in} \\ \frac{dv_a}{dt} = \frac{d_a - d_i}{C_a} i_L - \frac{1}{R_a C_a} v_a \\ \frac{dv_b}{dt} = \frac{1 - d_a}{C_b} i_L - \frac{1}{R_b C_b} v_b \end{cases} \quad (1)$$

4. 根据权利要求3所述的基于级联扩张状态观测器的SIDO Buck-Boost变换器的控制器设计方法,其特征在于,所述步骤2具体按照以下步骤实施:

步骤2.1、由于SIDO Buck-Boost变换器系统为时变非线性系统,因此将式(1)改写为:

$$\begin{cases} \frac{dv_b}{dt} = \frac{1 - d_a}{C_b} i_L - \frac{1}{R_b C_b} v_b \\ \frac{di_L}{dt} = -\frac{V_m + v_a}{L} (d_i + d) - \frac{1 - d_a}{L} v_b + \frac{d_a}{L} v_a \end{cases} \quad (3)$$

式(3)中: d 为系统未建模部分干扰和未知的外部扰动;

SIDO Buck-Boost变换器系统输出方程 y_o 为:

$$y_o = v_b + n_1 \quad (4)$$

式(4)中: n_1 为b支路传感器高频噪声;

对式(3)求二阶导可得:

$$\frac{d^2 v_b}{dt^2} = -\frac{1}{R_b C_b} \frac{dv_b}{dt} - \frac{(1 - d_a)^2}{LC_b} v_b - \frac{d_a (1 - d_a)}{LC_b} v_a + \frac{(1 - d_a)(V_m + v_a)}{LC_b} (d_i + d) \quad (5)$$

结合式(3)中的未知项和对输入增益的不完全估计,式(5)被重新定义为:

$$\ddot{v}_b = F_1(v_b, \dot{v}_b, d_i, d, f) + \hat{b}_1 d_i \quad (6)$$

式(6)中: $F_1 = a_1 v_b + a_2 \dot{v}_b + f + b_1 d_i - \hat{b}_1 d_i + b_1 d$, F_1 为b支路总扰动; \hat{b}_1 为主路系统输入增益的精

确估计值; $a_1 = -\frac{(1-d_a)^2}{LC_b}$; $a_2 = -\frac{1}{R_b C_b}$; $f = -\frac{d_a(1-d_a)}{LC_b}$; $b_1 = \frac{(1-d_a)(V_{in} + v_a)}{LC_b}$;

定义b支路输出电压跟踪误差 e_b 为:

$$e_b = v_{bref} - v_b \quad (7)$$

式(7)中: v_{bref} 为b支路输出电压期望值;

当 v_{bref} 及其导数还未预先给定时,将会导致无法在 d_i 中构造前馈信号,因此在误差域中将式(7)更新表述为:

$$\ddot{e}_b = F_b - \hat{b}_1 d_i \quad (8)$$

式(8)中: \ddot{e}_b 为 e_b 的二阶导; F_b 为误差域中的总扰动, $F_b = \ddot{v}_{bref} - F_1$;

主路的控制率 d_i 为:

$$d_i = \frac{\hat{F}_b + \mu_b}{\hat{b}_1} \quad (9)$$

式(9)中: \hat{F}_b 为 F_b 的估计值; μ_b 为主路状态误差反馈控制率;

步骤2.2、为了减小总扰动 F_b 对系统稳定性的影响,采用ESO对总扰动 F_b 进行观测,定义扩张状态向量 z 为:

$$z = [z_1 \quad z_2 \quad z_3]^T = [e_b \quad \dot{e}_b \quad F_b]^T \quad (10)$$

式(10)中: \dot{e}_b 为 e_b 的一阶导;

根据式(8),设计主路ESO为:

$$\begin{cases} \dot{z} = \mathbf{A}z - \mathbf{B}\hat{b}_1 d_i + \mathbf{L}[y_b - \mathbf{D}\hat{F}_b] \\ y_b = \mathbf{D}z - n_1 \end{cases} \quad (11)$$

式(11)中: $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$; $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$; $\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \\ L_3 \end{bmatrix}$; $\mathbf{D} = [1 \ 0 \ 0]$; L_1, L_2, L_3 为观测器的增益;

由于传统ESO对系统状态向量 z 和总扰动 F_b 存在不完全估计,同时为抑制电路高频噪声对系统的影响,提高观测精度,引入一个新的CESO对扩张状态向量 z 进行估计,其形式如下:

$$\begin{cases} \dot{\xi}_1 = \mathbf{A}\xi_1 - \mathbf{B}\hat{b}_1 d_i + l_1 [y_b - \mathbf{D}\xi_1] \\ \dot{\xi}_2 = \mathbf{A}\xi_2 + \mathbf{B}(\mathbf{C}^T \xi_1 - \hat{b}_1 d_i) + l_2 \mathbf{D}[\xi_1 - \xi_2] \end{cases} \quad (12)$$

式(12)中: $\xi_1 = \begin{bmatrix} \xi_{1,1} \\ \xi_{1,2} \\ \xi_{1,3} \end{bmatrix}$; $\xi_2 = \begin{bmatrix} \xi_{2,1} \\ \xi_{2,2} \\ \xi_{2,3} \end{bmatrix}$; $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$; $l_1 = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \\ l_3 \end{bmatrix}$; $l_2 = \begin{bmatrix} l_4 \\ l_5 \\ l_6 \end{bmatrix}$; $\xi_{1,1}, \xi_{1,2}, \xi_{1,3}$ 为第一级观

测器的观测值; $\xi_{2,1}, \xi_{2,2}, \xi_{2,3}$ 为第二级观测器的观测值; l_1, l_2, l_3 为第一级观测器的增益; l_4, l_5, l_6 为第二级观测器的增益;

通过CESO得到估计值 \hat{z} 表示为:

$$\hat{z} = \xi_2 + CC^T \xi_1 \quad (13)$$

式(13)中: $\hat{z} = [\hat{z}_1 \quad \hat{z}_2 \quad \hat{z}_3]^T$;

对CESO带宽进行配置可得:

$$\begin{cases} I_1 = [3\omega_1 & 3\omega_1^2 & \omega_1^3]^T \\ I_2 = [3\omega_2 & 3\omega_2^2 & \omega_2^3]^T \end{cases} \quad (14)$$

式(14)中: ω_1 为CESO中第一级观测器的带宽; ω_2 为CESO中第二级观测器的带宽。

5.根据权利要求3所述的基于级联扩张状态观测器的SIDO Buck-Boost变换器的控制器设计方法,其特征在于,步骤3具体为:

根据二阶自抗扰范式可定义a支路系统为:

$$\ddot{v}_a = \hat{b}_2 d_a + F_2 \quad (15)$$

式(15)中: \ddot{v}_a 为a支路输出电压的二阶导; \hat{b}_2 为a支路系统输入增益的精确估计值; F_2 为a支路总扰动;

定义a支路输出电压跟踪误差 e_a 为:

$$e_a = v_{\text{aref}} - v_a \quad (16)$$

式(16)中: v_{aref} 为a支路输出电压期望值;

当 v_{aref} 及其导数还未预先给定时,将会导致无法在 d_a 中构造前馈信号,为此在误差域中将式(16)更新表述为:

$$\ddot{e}_a = F_a - \hat{b} d_a \quad (17)$$

式(17)中: \ddot{e}_a 为 e_a 的二阶导; F_a 为误差域中的总扰动, $F_a = \ddot{v}_{\text{aref}} - F_2$;

a支路的控制率 d_a 为:

$$d_a = \frac{\hat{F}_a + \mu_2}{\hat{b}_2} \quad (18)$$

式(18)中: \hat{F}_a 为 F_a 的估计值; μ_2 为a支路状态误差反馈控制率;

为了减小总扰动 F_a 对系统稳定性的影响,采用CESO对总扰动 F_a 进行观测,定义扩张状态向量 ς 为:

$$\varsigma = [\varsigma_1 \quad \varsigma_2 \quad \varsigma_3]^T = [e_a \quad \dot{e}_a \quad F_a]^T \quad (19)$$

根据式(17),设计a支路CESO为:

$$\begin{cases} \dot{\xi}_3 = R\xi_3 - S\hat{b}_2 d_a + I_3 [y_a - W\xi_3] \\ \dot{\xi}_4 = R\xi_4 + S(N^T \xi_3 - \hat{b}_2 d_a) + I_4 W [\xi_3 - \xi_4] \end{cases} \quad (20)$$

$$\text{式(20)中: } \xi_3 = \begin{bmatrix} \xi_{3,1} \\ \xi_{3,2} \\ \xi_{3,3} \end{bmatrix}; \quad \xi_4 = \begin{bmatrix} \xi_{4,1} \\ \xi_{4,2} \\ \xi_{4,3} \end{bmatrix}; \quad R = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad S = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad N = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad W = [1 \quad 0 \quad 0];$$

$$l_3 = \begin{bmatrix} l_7 \\ l_8 \\ l_9 \end{bmatrix}; \quad l_4 = \begin{bmatrix} l_{10} \\ l_{11} \\ l_{12} \end{bmatrix}; \quad y_a = D\xi - n_2; \quad \xi_{3,1}, \xi_{3,2}, \xi_{3,3} \text{ 为第一级观测器的观测值}; \xi_{4,1}, \xi_{4,2}, \xi_{4,3} \text{ 为第二}$$

级观测器的观测值; l_7, l_8, l_9 为第一级观测器的增益; l_{10}, l_{11}, l_{12} 为第二级观测器的增益; n_2 为a支路传感器高频噪声;

通过CESO得到估计值 $\hat{\xi}$ 表示为:

$$\hat{\xi} = \xi_4 + NN^T \xi_3 \quad (21)$$

式中: $\hat{\xi} = [\hat{\xi}_1 \quad \hat{\xi}_2 \quad \hat{\xi}_3]^T$;

对CESO带宽进行配置可得:

$$\begin{cases} l_3 = [3\omega_3 & 3\omega_3^2 & \omega_3^3]^T \\ l_4 = [3\omega_4 & 3\omega_4^2 & \omega_4^3]^T \end{cases} \quad (22)$$

式(22)中: ω_3 为CESO中第一级观测器的带宽; ω_4 为CESO中第二级观测器的带宽。

基于级联扩张状态观测器的SIDO Buck-Boost变换器的控制器设计方法

技术领域

[0001] 本发明属于变换器技术领域,具体涉及基于级联扩张状态观测器的SIDO Buck-Boost变换器的控制器设计方法。

背景技术

[0002] 随着便携式电子设备和开关电源的不断发展,对于多路电源等级需求的负载而言,内置多个单输出变换器的电源因其体积大、效率低和成本高等问题,已经不能满足市场的需求。单电感双(single-inductor dual-output, SIDO)变换器具有提供不同输出电压等级的灵活性,仅使用一个电感就可为两输出支路供能,减小了电源体积,提高了电源效率。虽然SIDO变换器具有上述优点,但是, SIDO变换器的 v_a 和 v_b 支路共用一个电感,当 v_a 支路的负载突变时, v_b 支路的输出也会受到影响。所以,如何减小交叉影响,提高变换器的稳定性,成为了国内外学者的研究热点。

[0003] 为了减小SIDO变换器两输出支路间的交叉影响,国内外很多文献提出了解决方案。现有文献提出了一种基于多变量数字控制器方法来抑制连续导电模式下SIDO Buck变换器的交叉影响,该方法有效的减小交叉影响,并获得了良好的动态性能,但通过传递函数来进行解耦分析过于复杂,计算量过大。有文献提出了一种基于PCCM SIDO Buck变换器小信号模型的 V^2 控制,可以有效抑制 v_a 和 v_b 支路间交叉影响,提高负载瞬态响应,但变换器的小信号数学模型计算量大,推导过程复杂。有文献通过设计补偿网络和参数优化来减小SIMO Buck变换器交叉影响,但 v_a 和 v_b 支路间的交叉影响传递函数求解较为复杂。有文献提出了一种精确线性化最优控制方法来抑制SIDO Boost变换器 v_a 和 v_b 支路间的交叉影响,但该方法需要较多传感器来进行采样,实际实现比较困难。有文献提出了一种SIDO Buck变换器电容电流型控制方法来减小 v_a 和 v_b 支路间交叉影响,但需要对电容电流进行采样,增加了电路的复杂性。以上方法虽然对抑制变换器交叉影响有一定作用,但是都需要变换器的精确数学模型,并且计算量过大,数学推导过于复杂。对于SIDO Buck-Boost变换器这种强耦合的时变非线性系统,常见的PI控制不能很好满足系统稳定运行的要求,且暂态响应速度慢。而非线性控制可以很好的兼顾系统暂态响应速度和控制精度问题,如微分平坦控制、模糊控制、滑模控制等。

[0004] 由于SIDO Buck-Boost变换器本身具有高阶、交叉影响等特性,很多非线性控制很难直接应用,导致控制器设计复杂且效果不明显。自抗扰控制(ADRC)对于高阶、强耦合系统而言,可将每条输出支路的输出和输入相对应,支路间的交叉影响和其它扰动视为总扰动来进行观测并经过误差反馈控制器进行抵消。所以,ADRC对于强耦合系统有着显著的解耦效果,且其具有不依赖变换器精确数学模型的独特优势。

[0005] 对于传统ADRC中的扩张状态观测器(ESO)而言,ESO负责估计系统状态向量和重构影响被控变量的总扰动,但是ESO的观测性能有限,对系统状态向量和总扰动存在不完全估计,并且在实际应用中,电路传感器的高频测量噪声会传递到基于ESO状态向量计算的控制

信号中,导致ESO对系统状态向量和总扰动的观测精度进一步下降,限制了ADRC的性能。

发明内容

[0006] 本发明的目的是提供基于级联扩张状态观测器的SIDO Buck-Boost变换器的控制器设计方法,所设计的控制器能够抑制SIDO Buck-Boost变换器支路间的交叉影响,提高变换器系统的暂态性能。

[0007] 本发明所采用的技术方案是,基于级联扩张状态观测器的SIDO Buck-Boost变换器的控制器设计方法,采用ADRC分别拟合SIDO Buck-Boost变换器主路和支路,减少支路间的交叉影响,并设计级联扩张状态观测器CESO对系统状态向量和总扰动进行估计,消除因传统ESO不完全估计而造成的观测残差,利用CESO对电路传感器高频噪声的抑制作用,进一步提高观测值的估计精度,然后将观测值作用于自抗扰的状态误差反馈控制率,以提高系统的暂态性能。

[0008] 本发明的特点还在于,

[0009] 具体按照以下步骤实施:

[0010] 步骤1:建立CCM SIDO Buck-Boost变换器模型

[0011] 步骤2:主开关管控制器设计;

[0012] 步骤3:支路开关管控制器设计。

[0013] SIDO Buck-Boost变换器包括主路,所述主路分别连接有电路结构相同的支路a和支路b,主路包括主功率开关管 S_0 和 S_3 ,还包括功率二极管VD、储能电感L,流过L的电流为 i_L ,主路的输入电压源为 V_{in} , S_0 和 S_3 的占空比为 d_i ,支路a包括支路a开关管 S_1 、滤波电容 C_a 、负载电阻 R_a ,支路a的输出电压为 v_a , S_1 的占空比为 d_a ,支路b包括支路b开关管 S_2 、滤波电容 C_b 、负载电阻 R_b ,支路b的输出电压为 v_b , S_2 的占空比为 d_b ,SIDO Buck-Boost变换器的状态空间平均模型为:

$$[0014] \begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{d_a - d_i}{L} v_a - \frac{1 - d_a}{L} v_b + \frac{d_i}{L} V_{in} \\ \frac{dv_a}{dt} = \frac{d_a - d_i}{C_a} i_L - \frac{1}{R_a C_a} v_a \\ \frac{dv_b}{dt} = \frac{1 - d_a}{C_b} i_L - \frac{1}{R_b C_b} v_b \end{cases} \quad (1)$$

[0015] 步骤2具体按照以下步骤实施:

[0016] 步骤2.1、由于SIDO Buck-Boost变换器系统为时变非线性系统,因此将式(1)改写为:

$$[0017] \begin{cases} \frac{dv_b}{dt} = \frac{1 - d_a}{C_b} i_L - \frac{1}{R_b C_b} v_b \\ \frac{di_L}{dt} = -\frac{V_{in} + v_a}{L} (d_i + d) - \frac{1 - d_a}{L} v_b + \frac{d_a}{L} v_a \end{cases} \quad (3)$$

[0018] 式(3)中: d 为系统未建模部分干扰和未知的外部扰动;

[0019] SIDO Buck-Boost变换器系统输出方程 y_o 为:

$$[0020] y_o = v_b + n_1 \quad (4)$$

[0021] 式(4)中: n_1 为b支路传感器高频噪声;

[0022] 对式(3)求二阶导可得:

$$[0023] \quad \frac{d^2 v_b}{dt^2} = -\frac{1}{R_b C_b} \frac{dv_b}{dt} - \frac{(1-d_a)^2}{LC_b} v_b - \frac{d_a(1-d_a)}{LC_b} v_a + \frac{(1-d_a)(V_{in} + v_a)}{LC_b} (d_i + d) \quad (5)$$

[0024] 结合式(3)中的未知项和对输入增益的不完全估计,式(5)被重新定义为:

$$[0025] \quad \ddot{v}_b = F_1(v_b, \dot{v}_b, d_i, d, f) + \hat{b}_1 d_i \quad (6)$$

[0026] 式(6)中: $F_1 = a_1 v_b + a_2 \dot{v}_b + f + b_1 d_i - \hat{b}_1 d_i + b_1 d$, F_1 为b支路总扰动; \hat{b}_1 为主路系统输入增益

的精确估计值; $a_1 = -\frac{(1-d_a)^2}{LC_b}$; $a_2 = -\frac{1}{R_b C_b}$; $f = -\frac{d_a(1-d_a)}{LC_b}$; $b_1 = \frac{(1-d_a)(V_{in} + v_a)}{LC_b}$;

[0027] 定义b支路输出电压跟踪误差 e_b 为:

$$[0028] \quad e_b = v_{bref} - v_b \quad (7)$$

[0029] 式(7)中: v_{bref} 为b支路输出电压期望值;

[0030] 当 v_{bref} 及其导数还未预先给定时,将会导致无法在 d_i 中构造前馈信号,因此在误差域中将式(7)更新表述为:

$$[0031] \quad \ddot{e}_b = F_b - \hat{b}_1 d_i \quad (8)$$

[0032] 式(8)中: \ddot{e}_b 为 e_b 的二阶导; F_b 为误差域中的总扰动, $F_b = \ddot{v}_{bref} - F_1$;

[0033] 主路的控制率 d_i 为:

$$[0034] \quad d_i = \frac{\hat{F}_b + \mu_b}{\hat{b}_1} \quad (9)$$

[0035] 式(9)中: \hat{F}_b 为 F_b 的估计值; μ_b 为主路状态误差反馈控制率;

[0036] 步骤2.2、为了减小总扰动 F_b 对系统稳定性的影响,采用ESO对总扰动 F_b 进行观测,定义扩张状态向量 z 为:

$$[0037] \quad z = [z_1 \quad z_2 \quad z_3]^T = [e_b \quad \dot{e}_b \quad F_b]^T \quad (10)$$

[0038] 式(10)中: \dot{e}_b 为 e_b 的一阶导;

[0039] 根据式(8),设计主路ESO为:

$$[0040] \quad \begin{cases} \dot{z} = Az - B\hat{b}_1 d_i + L[y_b - DF_b] \\ y_b = Dz - n_1 \end{cases} \quad (11)$$

[0041] 式(11)中: $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$; $B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$; $L = \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \\ L_3 \end{bmatrix}$; $D = [1 \quad 0 \quad 0]$; L_1 、 L_2 、 L_3 为观测器的增

益;

[0042] 由于传统ESO对系统状态向量 z 和总扰动 F_b 存在不完全估计,同时为抑制电路高频噪声对系统的影响,提高观测精度,引入一个新的CESO对扩张状态向量 z 进行估计,其形式如下:

$$[0043] \quad \begin{cases} \dot{\xi}_1 = A\xi_1 - B\hat{b}_1 d_1 + I_1 [y_b - D\xi_1] \\ \dot{\xi}_2 = A\xi_2 + B(C^T \xi_1 - \hat{b}_1 d_1) + I_2 D[\xi_1 - \xi_2] \end{cases} \quad (12)$$

$$[0044] \quad \text{式(12)中: } \xi_1 = \begin{bmatrix} \xi_{1,1} \\ \xi_{1,2} \\ \xi_{1,3} \end{bmatrix}; \quad \xi_2 = \begin{bmatrix} \xi_{2,1} \\ \xi_{2,2} \\ \xi_{2,3} \end{bmatrix}; \quad C = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad I_1 = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \\ l_3 \end{bmatrix}; \quad I_2 = \begin{bmatrix} l_4 \\ l_5 \\ l_6 \end{bmatrix}; \quad \xi_{1,1}, \xi_{1,2}, \xi_{1,3} \text{为第一}$$

级观测器的观测值; $\xi_{2,1}, \xi_{2,2}, \xi_{2,3}$ 为第二级观测器的观测值; l_1, l_2, l_3 为第一级观测器的增益; l_4, l_5, l_6 为第二级观测器的增益;

[0045] 通过CESO得到估计值 \hat{z} 表示为:

$$[0046] \quad \hat{z} = \xi_2 + CC^T \xi_1 \quad (13)$$

$$[0047] \quad \text{式(13)中: } \hat{z} = [\hat{z}_1 \quad \hat{z}_2 \quad \hat{z}_3]^T;$$

[0048] 对CESO带宽进行配置可得:

$$[0049] \quad \begin{cases} I_1 = [3\omega_1 \quad 3\omega_1^2 \quad \omega_1^3]^T \\ I_2 = [3\omega_2 \quad 3\omega_2^2 \quad \omega_2^3]^T \end{cases} \quad (14)$$

[0050] 式(14)中: ω_1 为CESO中第一级观测器的带宽; ω_2 为CESO中第二级观测器的带宽。

[0051] 步骤3具体为:

[0052] 根据二阶自抗扰范式可定义a支路系统为:

$$[0053] \quad \ddot{v}_a = \hat{b}_2 d_a + F_2 \quad (15)$$

[0054] 式(15)中: \ddot{v}_a 为a支路输出电压的二阶导; \hat{b}_2 为a支路系统输入增益的精确估计值; F_2 为a支路总扰动;

[0055] 定义a支路输出电压跟踪误差 e_a 为:

$$[0056] \quad e_a = v_{aref} - v_a \quad (16)$$

[0057] 式(16)中: v_{aref} 为a支路输出电压期望值;

[0058] 当 v_{aref} 及其导数还未预先给定时,将会导致无法在 d_a 中构造前馈信号,为此在误差域中将式(16)更新表述为:

$$[0059] \quad \ddot{e}_a = F_a - \hat{b} d_a \quad (17)$$

[0060] 式(17)中: \ddot{e}_a 为 e_a 的二阶导; F_a 为误差域中的总扰动, $F_a = \ddot{v}_{aref} - F_2$;

[0061] a支路的控制率 d_a 为:

$$[0062] \quad d_a = \frac{\hat{F}_a + \mu_2}{\hat{b}_2} \quad (18)$$

[0063] 式(18)中: \hat{F}_a 为 F_a 的估计值; μ_2 为a支路状态误差反馈控制率;

[0064] 为了减小总扰动 F_a 对系统稳定性的影响,采用CESO对总扰动 F_a 进行观测,定义扩张状态向量 ς 为:

$$[0065] \quad \varsigma = [\varsigma_1 \quad \varsigma_2 \quad \varsigma_3]^T = [e_a \quad \dot{e}_a \quad F_a]^T \quad (19)$$

[0066] 根据式(17),设计a支路CESO为:

$$[0067] \quad \begin{cases} \dot{\xi}_3 = \mathbf{R}\xi_3 - \mathbf{S}\hat{b}_2 d_a + \mathbf{I}_3 [y_a - \mathbf{W}\xi_3] \\ \dot{\xi}_4 = \mathbf{R}\xi_4 + \mathbf{S}(\mathbf{N}^T \xi_3 - \hat{b}_2 d_a) + \mathbf{I}_4 \mathbf{W} [\xi_3 - \xi_4] \end{cases} \quad (20)$$

$$[0068] \quad \text{式(20)中: } \xi_3 = \begin{bmatrix} \xi_{3,1} \\ \xi_{3,2} \\ \xi_{3,3} \end{bmatrix}; \quad \xi_4 = \begin{bmatrix} \xi_{4,1} \\ \xi_{4,2} \\ \xi_{4,3} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{N} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{W} = [1 \quad 0 \quad 0];$$

$$\mathbf{I}_3 = \begin{bmatrix} l_7 \\ l_8 \\ l_9 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{I}_4 = \begin{bmatrix} l_{10} \\ l_{11} \\ l_{12} \end{bmatrix}; \quad \xi_{3,1}, \xi_{3,2}, \xi_{3,3} \text{ 为第一级观测器的观测值; } \xi_{4,1}, \xi_{4,2}, \xi_{4,3} \text{ 为第二}$$

级观测器的观测值; l_7, l_8, l_9 为第一级观测器的增益; l_{10}, l_{11}, l_{12} 为第二级观测器的增益; n_2 为a支路传感器高频噪声;

[0069] 通过CESO得到估计值 $\hat{\xi}$ 表示为:

$$[0070] \quad \hat{\xi} = \xi_4 + \mathbf{N}\mathbf{N}^T \xi_3 \quad (21)$$

$$[0071] \quad \text{式中: } \hat{\xi} = [\hat{\xi}_1 \quad \hat{\xi}_2 \quad \hat{\xi}_3]^T;$$

[0072] 对CESO带宽进行配置可得:

$$[0073] \quad \begin{cases} \mathbf{I}_3 = [3\omega_3 \quad 3\omega_3^2 \quad \omega_3^3]^T \\ \mathbf{I}_4 = [3\omega_4 \quad 3\omega_4^2 \quad \omega_4^3]^T \end{cases} \quad (22)$$

[0074] 式(22)中: ω_3 为CESO中第一级观测器的带宽; ω_4 为CESO中第二级观测器的带宽。

[0075] 本发明的有益效果是:

[0076] 1) 本发明基于级联扩张状态观测器的SIDO Buck-Boost变换器的控制器设计方法,用自抗扰理论将主路和支路分别拟合为相互独立的系统来进行设计,并通过CESO对总扰动进行观测补偿,实现了抗输入电压扰动和负载扰动的解耦控制;

[0077] 2) 在输入电压扰动、负载扰动下,本发明所设计的控制器相比于PI控制和微分平坦控制具有更好的暂态性能,并且有效的减少了两支路输出电压间的交叉影响;

[0078] 3) 引入CESO作为ADRC的核心,不仅提高了对于总扰动的观测精度,而且有效抑制了电路中高频噪声对控制系统的影响。

附图说明

[0079] 图1是本发明基于级联扩张状态观测器的SIDO Buck-Boost变换器的控制器设计方法的自抗扰控制框图;

[0080] 图2是SIDO Buck-Boost变换器电路拓扑图;

[0081] 图3是输入电压扰动仿真对比结果图,其中,图3(a)是PI控制下仿真结果图,图3(b)是微分平坦控制的仿真结果图,图3(c)是本发明所设计控制器控制下的仿真结果图;

[0082] 图4是a支路负载扰动仿真对比结果图,其中,图4(a)是PI控制下仿真结果图,图4(b)是微分平坦控制的仿真结果图,图4(c)是本发明所设计控制器控制下的仿真结果图;

[0083] 图5是b支路负载扰动仿真对比结果图,其中,图5(a)是PI控制下仿真结果图,图5

(b)是微分平坦控制的仿真结果图,图5(c)是本发明所设计控制器控制下的仿真结果图;

[0084] 图6是SIDO Buck-Boost变换器系统启动的暂态性能的仿真对比结果图,其中,图6(a)是PI控制下仿真结果图,图6(b)是微分平坦控制的仿真结果图,图6(c)是本发明所设计控制器控制下的仿真结果图;

[0085] 图7是高频噪声影响下两支路输出电压仿真波形图,其中,图7(a)是高频噪声影响下a支路输出电压仿真波形图,图7(b)是高频噪声影响下b支路输出电压仿真波形图。

具体实施方式

[0086] 下面结合附图和具体实施方式对本发明进行详细说明。

[0087] 本发明基于级联扩张状态观测器的SIDO Buck-Boost变换器的控制器设计方法,采用ADRC分别拟合SIDO Buck-Boost变换器主路和支路,减少支路间的交叉影响,并设计级联扩张状态观测器CESO对系统状态向量和总扰动进行估计,消除因传统ESO不完全估计而造成的观测残差,利用CESO对电路传感器高频噪声的抑制作用,进一步提高观测值的估计精度,然后将观测值作用于自抗扰的状态误差反馈控制率,以提高系统的暂态性能。

[0088] 本发明基于级联扩张状态观测器的SIDO Buck-Boost变换器的控制器设计方法的CCM SIDO Buck-Boost变换器自抗扰控制框图如图1所示。图1中, v_{ref} 为输出电压 v 的期望值; n 为电路传感器高频噪声; μ 为状态误差反馈控制率; b 为系统输入增益; d 为控制信号; $z_{1,1}$ 、 $z_{1,2}$ 、 $z_{1,3}$ 为第一级观测器的观测值; $z_{2,1}$ 、 $z_{2,2}$ 、 $z_{2,3}$ 为第二级观测器的观测值。

[0089] 本发明基于级联扩张状态观测器的SIDO Buck-Boost变换器的控制器设计方法具体按照以下步骤实施:

[0090] 步骤1:建立CCM SIDO Buck-Boost变换器模型

[0091] 如图2所示,SIDO Buck-Boost变换器包括主路,所述主路分别连接有电路结构相同的支路a和支路b,主路包括主功率开关管 S_0 和 S_3 ,还包括功率二极管VD、储能电感L,流过L的电流为 i_L ,主路的输入电压源为 V_{in} , S_0 和 S_3 的占空比为 d_i ,支路a包括支路a开关管 S_1 、滤波电容 C_a 、负载电阻 R_a ,支路a的输出电压为 v_a , S_1 的占空比为 d_a ,支路b包括支路b开关管 S_2 、滤波电容 C_b 、负载电阻 R_b ,支路b的输出电压为 v_b , S_2 的占空比为 d_b ,SIDO Buck-Boost变换器的状态空间平均模型为:

$$[0092] \begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{d_a - d_i}{L} v_a - \frac{1 - d_a}{L} v_b + \frac{d_i}{L} V_{in} \\ \frac{dv_a}{dt} = \frac{d_a - d_i}{C_a} i_L - \frac{1}{R_a C_a} v_a \\ \frac{dv_b}{dt} = \frac{1 - d_a}{C_b} i_L - \frac{1}{R_b C_b} v_b \end{cases} \quad (1)。$$

[0093] 步骤2:主开关管控制器设计;

[0094] 步骤2.1、由于SIDO Buck-Boost变换器系统为时变非线性系统,因此将式(1)改写为:

$$[0095] \quad \begin{cases} \frac{dv_b}{dt} = \frac{1-d_a}{C_b} i_L - \frac{1}{R_b C_b} v_b \\ \frac{di_L}{dt} = -\frac{V_{in} + v_a}{L} (d_i + d) - \frac{1-d_a}{L} v_b + \frac{d_a}{L} v_a \end{cases} \quad (3)$$

[0096] 式(3)中: d 为系统未建模部分干扰和未知的外部扰动;

[0097] SIDO Buck-Boost变换器系统输出方程 y_o 为:

$$[0098] \quad y_o = v_b + n_1 \quad (4)$$

[0099] 式(4)中: n_1 为 b 支路传感器高频噪声;

[0100] 对式(3)求二阶导可得:

$$[0101] \quad \frac{d^2 v_b}{dt^2} = -\frac{1}{R_b C_b} \frac{dv_b}{dt} - \frac{(1-d_a)^2}{LC_b} v_b - \frac{d_a(1-d_a)}{LC_b} v_a + \frac{(1-d_a)(V_{in} + v_a)}{LC_b} (d_i + d) \quad (5)$$

[0102] 结合式(3)中的未知项和对输入增益的不完全估计,式(5)被重新定义为:

$$[0103] \quad \ddot{v}_b = F_1(v_b, \dot{v}_b, d_i, d, f) + \hat{b}_1 d_i \quad (6)$$

[0104] 式(6)中: $F_1 = a_1 v_b + a_2 \dot{v}_b + f + b_1 d_i - \hat{b}_1 d_i + b_1 d$, F_1 为 b 支路总扰动; \hat{b}_1 为主路系统输入增益

的精确估计值; $a_1 = -\frac{(1-d_a)^2}{LC_b}$; $a_2 = -\frac{1}{R_b C_b}$; $f = -\frac{d_a(1-d_a)}{LC_b}$; $b_1 = \frac{(1-d_a)(V_{in} + v_a)}{LC_b}$;

[0105] 定义 b 支路输出电压跟踪误差 e_b 为:

$$[0106] \quad e_b = v_{bref} - v_b \quad (7)$$

[0107] 式(7)中: v_{bref} 为 b 支路输出电压期望值;

[0108] 当 v_{bref} 及其导数还未预先给定时,将会导致无法在 d_i 中构造前馈信号,因此在误差域中将式(7)更新表述为:

$$[0109] \quad \ddot{e}_b = F_b - \hat{b}_1 d_i \quad (8)$$

[0110] 式(8)中: \ddot{e}_b 为 e_b 的二阶导; F_b 为误差域中的总扰动, $F_b = \ddot{v}_{bref} - F_1$;

[0111] 主路的控制率 d_i 为:

$$[0112] \quad d_i = \frac{\hat{F}_b + \mu_b}{\hat{b}_1} \quad (9)$$

[0113] 式(9)中: \hat{F}_b 为 F_b 的估计值; μ_b 为主路状态误差反馈控制率;

[0114] 式(9)的构造是利用总扰动 F_b 的估计值 \hat{F}_b 来补偿扰动的影响,并利用状态误差反馈控制率 μ_b 使系统稳定在 $e_b = 0$ 附近;

[0115] 步骤2.2、为了减小总扰动 F_b 对系统稳定性的影响,采用ESO对总扰动 F_b 进行观测,定义扩张状态向量 z 为:

$$[0116] \quad z = [z_1 \quad z_2 \quad z_3]^T = [e_b \quad \dot{e}_b \quad F_b]^T \quad (10)$$

[0117] 式(10)中: \dot{e}_b 为 e_b 的一阶导;

[0118] 根据式(8),设计主路ESO为:

$$[0119] \quad \begin{cases} \dot{z} = Az - B\hat{b}_1 d_1 + L[y_b - D\dot{F}_b] \\ y_b = Dz - n_1 \end{cases} \quad (11)$$

[0120] 式(11)中: $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$; $B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$; $L = \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \\ L_3 \end{bmatrix}$; $D = [1 \ 0 \ 0]$; L_1 、 L_2 、 L_3 为观测器的增益;

益;

[0121] 由于传统ESO对系统状态向量 z 和总扰动 F_b 存在不完全估计,同时为抑制电路高频噪声对系统的影响,提高观测精度,引入一个新的CESO对扩张状态向量 z 进行估计,其形式如下:

$$[0122] \quad \begin{cases} \dot{\xi}_1 = A\xi_1 - B\hat{b}_1 d_1 + l_1[y_b - D\xi_1] \\ \dot{\xi}_2 = A\xi_2 + B(C^T \xi_1 - \hat{b}_1 d_1) + l_2 D[\xi_1 - \xi_2] \end{cases} \quad (12)$$

[0123] 式(12)中: $\xi_1 = \begin{bmatrix} \xi_{1,1} \\ \xi_{1,2} \\ \xi_{1,3} \end{bmatrix}$; $\xi_2 = \begin{bmatrix} \xi_{2,1} \\ \xi_{2,2} \\ \xi_{2,3} \end{bmatrix}$; $C = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$; $l_1 = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \\ l_3 \end{bmatrix}$; $l_2 = \begin{bmatrix} l_4 \\ l_5 \\ l_6 \end{bmatrix}$; $\xi_{1,1}$ 、 $\xi_{1,2}$ 、 $\xi_{1,3}$ 为第一

级观测器的观测值; $\xi_{2,1}$ 、 $\xi_{2,2}$ 、 $\xi_{2,3}$ 为第二级观测器的观测值; l_1 、 l_2 、 l_3 为第一级观测器的增益; l_4 、 l_5 、 l_6 为第二级观测器的增益;

[0124] 通过CESO得到估计值 \hat{z} 表示为:

$$[0125] \quad \hat{z} = \xi_2 + CC^T \xi_1 \quad (13)$$

[0126] 式(13)中: $\hat{z} = [\hat{z}_1 \ \hat{z}_2 \ \hat{z}_3]^T$;

[0127] 对CESO带宽进行配置可得:

$$[0128] \quad \begin{cases} l_1 = [3\omega_1 \ 3\omega_1^2 \ \omega_1^3]^T \\ l_2 = [3\omega_2 \ 3\omega_2^2 \ \omega_2^3]^T \end{cases} \quad (14)$$

[0129] 式(14)中: ω_1 为CESO中第一级观测器的带宽; ω_2 为CESO中第二级观测器的带宽。

[0130] 对于CESO中第一级观测器而言,其带宽 ω_1 的取值应该足够小,以作为高频噪声的低通滤波器。但是,扩张状态向量中 z_2 和 z_3 通常具有更快的瞬态响应,由于 ω_1 的取值较小,第一级观测器不能对 z_2 和 z_3 精确估计。所以,引入带宽较大的第二级观测器来提高对 z_2 和 z_3 的估计精度。通过逐级扩大观测器带宽可以提高CESO的观测性能。并且,对于传统ESO而言,其带宽有限,对系统总扰动不能完全估计,存在总扰动残量,而CESO中第二级观测器可对上级观测器所产生的总扰动残量进行估计,进而提高对总扰动的观测精度。相比于传统ESO,CESO中第二级观测器的输入是前级观测器的状态向量,而非测量信号,对高频噪声的抑制能力更强。

[0131] 步骤3:支路开关管控制器设计

[0132] 根据二阶自抗扰范式可定义a支路系统为:

$$[0133] \quad \ddot{v}_a = \hat{b}_2 d_a + F_2 \quad (15)$$

[0134] 式(15)中: \ddot{v}_a 为a支路输出电压的二阶导; \hat{b}_2 为a支路系统输入增益的精确估计值;

F_2 为a支路总扰动;

[0135] 定义a支路输出电压跟踪误差 e_a 为:

$$[0136] \quad e_a = v_{aref} - v_a \quad (16)$$

[0137] 式(16)中: v_{aref} 为a支路输出电压期望值;

[0138] 当 v_{aref} 及其导数还未预先给定时,将会导致无法在 d_a 中构造前馈信号,为此在误差域中将式(16)更新表述为:

$$[0139] \quad \ddot{e}_a = F_a - \hat{b}d_a \quad (17)$$

[0140] 式(17)中: \ddot{e}_a 为 e_a 的二阶导; F_a 为误差域中的总扰动, $F_a = \ddot{v}_{aref} - F_2$;

[0141] a支路控制率 d_a 为:

$$[0142] \quad d_a = \frac{\hat{F}_a + \mu_2}{\hat{b}_2} \quad (18)$$

[0143] 式(18)中: \hat{F}_a 为 F_a 的估计值; μ_2 为a支路状态误差反馈控制率;

[0144] 为了减小总扰动 F_a 对系统稳定性的影响,采用CESO对总扰动 F_a 进行观测,定义扩张状态向量 ς 为:

$$[0145] \quad \varsigma = [\varsigma_1 \quad \varsigma_2 \quad \varsigma_3]^T = [e_a \quad \dot{e}_a \quad F_a]^T \quad (19)$$

[0146] 根据式(17),设计a支路CESO为:

$$[0147] \quad \begin{cases} \dot{\xi}_3 = \mathbf{R}\xi_3 - \mathbf{S}\hat{b}_2d_a + \mathbf{I}_3[y_a - \mathbf{W}\xi_3] \\ \dot{\xi}_4 = \mathbf{R}\xi_4 + \mathbf{S}(\mathbf{N}^T\xi_3 - \hat{b}_2d_a) + \mathbf{I}_4\mathbf{W}[\xi_3 - \xi_4] \end{cases} \quad (20)$$

$$[0148] \quad \text{式(20)中: } \xi_3 = \begin{bmatrix} \xi_{3,1} \\ \xi_{3,2} \\ \xi_{3,3} \end{bmatrix}; \quad \xi_4 = \begin{bmatrix} \xi_{4,1} \\ \xi_{4,2} \\ \xi_{4,3} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{N} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{W} = [1 \ 0 \ 0];$$

$$\mathbf{I}_3 = \begin{bmatrix} l_7 \\ l_8 \\ l_9 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{I}_4 = \begin{bmatrix} l_{10} \\ l_{11} \\ l_{12} \end{bmatrix}; \quad y_a = \mathbf{D}\varsigma - n_2; \quad \xi_{3,1}, \xi_{3,2}, \xi_{3,3} \text{ 为第一级观测器的观测值; } \xi_{4,1}, \xi_{4,2}, \xi_{4,3} \text{ 为第二}$$

级观测器的观测值; l_7, l_8, l_9 为第一级观测器的增益; l_{10}, l_{11}, l_{12} 为第二级观测器的增益; n_2 为a支路传感器高频噪声;

[0149] 通过CESO得到估计值 $\hat{\varsigma}$ 表示为:

$$[0150] \quad \hat{\varsigma} = \xi_4 + \mathbf{N}\mathbf{N}^T\xi_3 \quad (21)$$

[0151] 式中: $\hat{\varsigma} = [\hat{\varsigma}_1 \quad \hat{\varsigma}_2 \quad \hat{\varsigma}_3]^T$;

[0152] 对CESO带宽进行配置可得:

$$[0153] \quad \begin{cases} \mathbf{I}_3 = [3\omega_3 \quad 3\omega_3^2 \quad \omega_3^3]^T \\ \mathbf{I}_4 = [3\omega_4 \quad 3\omega_4^2 \quad \omega_4^3]^T \end{cases} \quad (22)$$

[0154] 式(22)中: ω_3 为CESO中第一级观测器的带宽; ω_4 为CESO中第二级观测器的带宽。

[0155] 对SIDO Buck-Boost变换器系统进行如下稳定性分析:

[0156] 将式(9)代入式(8)可得二阶误差方程为:

$$[0157] \quad \ddot{e}_b = F_e - \mu \quad (23)$$

[0158] 式(23)中: F_e 为观测误差, $F_e = F_b - \dot{\hat{F}}_b$ 。

[0159] 采用比例微分控制作为ADRC的状态误差反馈控制率 μ_b ,其表达式为:

$$[0160] \quad \mu_b = k_p y_b + k_d \dot{z}_2 \quad (24)$$

[0161] 式(24)中: k_p 为比例控制; k_d 为微分控制。

[0162] 将CESO对扩张状态向量 z 的观测误差 $\tilde{\zeta}$ 定义为:

$$[0163] \quad \tilde{\zeta} = z - \hat{z} \quad (25)$$

[0164] 为了理论分析的简洁性,并减少控制参数的总体数量,使用参数 k 来调整状态误差反馈控制率 μ_b ,设置 $k_p = k^2$, $k_d = 2k$ 。将误差方程式(23)的极点配置在实负半轴上 $-k$ 处。

[0165] 对式(25)求导并将式(12)和式(13)代入可得:

$$[0166] \quad \dot{\tilde{\zeta}} = E_\zeta \tilde{\zeta} + H \dot{F}_b + \gamma m_1 \quad (26)$$

[0167] 式(26)中: $E_\zeta = \begin{bmatrix} \theta_1 & 0 \\ \theta_3 & \theta_2 \end{bmatrix}$; $H = \begin{bmatrix} C \\ C \end{bmatrix}$; $\gamma = \begin{bmatrix} -I_1 \\ -CC^T I_1 \end{bmatrix}$; $\theta_1 = A^{-1} D$; $\theta_2 = A^{-1} D$; $\theta_3 = I_2 D - CC^T I_1 D$; 矩阵 θ_1 、 θ_2 的特征值分别为 $-\omega_1$ 和 $-\omega_2$ 。

[0168] 对式(25)进行线性坐标变换可得:

$$[0169] \quad \tilde{\zeta} = \Lambda_\psi \psi \quad (27)$$

[0170] 式(27)中: $\Lambda_\psi = \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_2 \end{bmatrix}$; $\psi = \begin{bmatrix} \psi_1 \\ \psi_2 \end{bmatrix}$; $L_1 = \begin{bmatrix} \omega_1^{-2} & 0 & 0 \\ 0 & \omega_1^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$; $L_2 = \begin{bmatrix} \omega_2^{-2} & 0 & 0 \\ 0 & \omega_2^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ 。

[0171] 对式(27)求导并联立式(26)求解可得:

$$[0172] \quad \dot{\psi} = \Lambda_\psi^{-1} E_\zeta \Lambda_\psi \psi + \Lambda_\psi^{-1} H \dot{F}_b + \Lambda_\psi^{-1} \gamma m_1 \quad (28)$$

[0173] 选取第二级观测器带宽 ω_2 为第一级观测器带宽 ω_1 的 α 倍,即:

$$[0174] \quad \omega_2 = \alpha \omega_1 \quad (29)$$

[0175] 式(29)中: $\alpha > 1$ 。

[0176] 将式(29)代入式(28)可得:

$$[0177] \quad \dot{\psi} = \omega_1 E_\psi \psi + H \dot{F}_b + \Lambda_\psi^{-1} \gamma m_1 \quad (30)$$

[0178] 式(30)中: $E_\psi = \begin{bmatrix} K_1 & 0 \\ K_3 & K_2 \end{bmatrix}$; $K_1 = \begin{bmatrix} -3 & 1 & 0 \\ -3 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$; $K_2 = \begin{bmatrix} -3\alpha & \alpha & 0 \\ -3\alpha & 0 & \alpha \\ -\alpha & 0 & 0 \end{bmatrix}$; $K_3 = \begin{bmatrix} 3\alpha^3 & \alpha & 0 \\ 3\alpha^3 & 0 & \alpha \\ \alpha^3 - 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ 。

[0179] 为了方便分析系统的稳定性,引入Lyapunov函数为:

$$[0180] \quad V_\psi = \psi^T P_\psi \psi \quad (31)$$

[0181] 式(31)中: P_ψ 为Lyapunov方程 $E_\psi^T P_\psi + P_\psi E_\psi = -I$ 的解; I 为单位矩阵。

[0182] 函数 V_ψ 满足 $\lambda_{P_\psi, \min} \|\psi\|^2 \leq V_\psi \leq \lambda_{P_\psi, \max} \|\psi\|^2$ 不等式关系,对式(31)求导并将式(30)代入可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_\psi &= -\omega_1 \psi^T \psi + 2\psi^T P_\psi (H\dot{F}_b + \Lambda_\psi^{-1} \gamma n_1) \\ [0183] \quad &\leq -\omega_1 \|\psi\|^2 + 2\lambda_{P_\psi, \max} \|\psi\| \sqrt{2} (|\dot{F}_b| + 3\omega_1^3 |n_1|) \end{aligned} \quad (32)$$

[0184] 式(32)中: $\lambda_{P_\psi, \max}$ 为矩阵 P_ψ 的最大特征值。

[0185] 将优化常数 $v_\psi \in (0, 1)$ 引入式(32)可得:

$$[0186] \quad \dot{V}_\psi \leq -(1-v_\psi)\omega_1 \|\psi\|^2 \quad (33)$$

[0187] 联立式(32)和式(33)求解可得:

$$[0188] \quad \|\psi\| \geq \frac{2\sqrt{2}\lambda_{P_\psi, \max}}{\omega_1 v_\psi} |\dot{F}_b| + \frac{6\sqrt{2}\lambda_{P_\psi, \max} \omega_1^2}{v_\psi} |n_1| \quad (34)$$

[0189] 分析式(34)可知,观测误差 $\|\psi\|$ 的下界是关于 $|\dot{F}_b|$ 和 $|n_1|$ 的 κ 类函数,因此可知式(30)所示系统的输入到状态是稳定的。

[0190] 定义控制误差向量 η 为:

$$[0191] \quad \eta = [e_b \quad \dot{e}_b]^T \quad (35)$$

[0192] 对式(35)求导并将式(23)和式(24)代入可得:

$$[0193] \quad \dot{\eta} = G\eta + M\tilde{\zeta} - Qn_1 \quad (36)$$

$$[0194] \quad \text{式中: } G = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k^2 & -2k \end{bmatrix}; \quad M = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2k & 1 \end{bmatrix}; \quad Q = \begin{bmatrix} 0 \\ k^2 \end{bmatrix}。$$

[0195] 对式(36)进行线性坐标变换可得:

$$[0196] \quad \eta = \Lambda_\varepsilon \varepsilon \quad (37)$$

$$[0197] \quad \text{式(37)中: } \Lambda_\varepsilon = \begin{bmatrix} k^{-1} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \end{bmatrix}。$$

[0198] 对式(37)求导并将式(36)代入可得:

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon} &= \Lambda_\varepsilon^{-1} G \Lambda_\varepsilon \varepsilon + \Lambda_\varepsilon^{-1} M \tilde{\zeta} - \Lambda_\varepsilon^{-1} Q n_1 \\ [0199] \quad &= k H_\varepsilon \varepsilon + \Lambda_\varepsilon^{-1} M \tilde{\zeta} - \Lambda_\varepsilon^{-1} Q n_1 \end{aligned} \quad (38)$$

$$[0200] \quad \text{式(38)中: } H_\varepsilon = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix}; \quad \Lambda_\varepsilon^{-1} = \begin{bmatrix} k & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}。$$

[0201] 为了方便分析式(38)的稳定性,引入Lyapunov函数为:

$$[0202] \quad V_\varepsilon = \varepsilon^T P_\varepsilon \varepsilon \quad (39)$$

[0203] 式(39)中: P_ε 为Lyapunov方程 $G_\varepsilon^T P_\varepsilon + P_\varepsilon G_\varepsilon = -I$ 的解。

[0204] 对式(39)求导并将式(38)代入可得:

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_\varepsilon &= -k\varepsilon^T \varepsilon + 2\varepsilon^T P_\varepsilon (\Lambda_\varepsilon^{-1} M \tilde{\zeta} - \Lambda_\varepsilon^{-1} Q n_1) \\
 [0205] \quad &\leq -\omega_1 \|\varepsilon\|^2 + \|\varepsilon\| \lambda_{P_\varepsilon, \max} (m_z \|\tilde{\zeta}\| + k^2 |n_1|) \quad (40)
 \end{aligned}$$

[0206] 式(40)中： $m_z = \max\{1, 2k\}$ ； $\lambda_{P_\varepsilon, \max}$ 为矩阵 P_ε 的最大特征值。

[0207] 将优化常数 $v_\varepsilon \in (0, 1)$ 引入式(40)可得：

$$[0208] \quad \dot{V}_\varepsilon \leq -(1-v_\varepsilon)k \|\varepsilon\|^2 \quad (41)$$

[0209] 联立式(40)和式(41)求解可得：

$$[0210] \quad \|\varepsilon\| \geq \frac{2\lambda_{P_\varepsilon, \max}}{kv_\varepsilon} (m_z \|\tilde{\zeta}\| + k^2 |n_1|) \quad (42)$$

[0211] 分析式(42)可知,控制误差 $\|\varepsilon\|$ 的下界是关于 $\|\tilde{\zeta}\|$ 和 $|n_1|$ 的 κ 类函数,因此可知式(38)所示系统的输入到状态是稳定的。

[0212] a支路分析方法同主支路,在此不再赘述。

[0213] 仿真分析

[0214] 为了验证本文所提控制算法的有效性,在MATLAB/Simulink仿真软件中搭建仿真电路,并和传统PI控制、微分平坦控制进行对比分析。仿真电路参数为： $V_{in} = 30V$, $L = 50\mu H$, $C_a = C_b = 300\mu F$, $R_a = 10\Omega$, $R_b = 20\Omega$, $f = 80kHz$, $v_a = 10V$, $v_b = 20V$ 。控制器参数如表1所示。

[0215] 表1控制器参数

参数	数值
ω_1	400
ω_3	400
α	2
k_p	0.01
k_d	0.1

[0217] (一)本发明所设计控制器控制策略与PI控制和微分平坦控制仿真对比

[0218] 输入电压扰动对比：

[0219] 为了对比本发明所设计控制器的控制策略相较于传统PI控制和微分平坦控制抗输入电压扰动的性能,其仿真对比结果如图3所示。

[0220] 由图3可知,当输入电压 V_{in} 从30V突变为40V时,PI控制下 v_a 、 v_b 分别经过12.4ms和13.7ms才能稳定在期望值,且 v_a 的最大超调电压为1.9V, v_b 的最大超调电压为3.8V。微分平坦控制下 v_a 、 v_b 分别经过2.2ms和3.5ms才能稳定在期望值,且 v_a 的最大超调电压为1.6V, v_b 的最大超调电压为3.0V。而本文所提控制下 v_a 、 v_b 分别经过1.6ms和2.4ms就能稳定在期望值,且 v_a 和 v_b 的最大超调电压分别为0.07V和0.01V。

[0221] 对比以上仿真结果可知,本发明所设计控制器的控制策略下的变换器相比于PI控制和微分平坦控制下的变换器具有更优的抗输入电压性能。

[0222] 负载扰动对比:

[0223] 为了对比三种控制策略在负载扰动下支路间的抑制交叉影响情况,a、b支路抗负载扰动的仿真波形分别如图4和图5所示。

[0224] 由图4可知,当a支路输出电流 i_a 从1A突变为2A时,PI控制下 v_a 、 v_b 分别经过15.9ms和14.1ms才能恢复稳定状态,且a支路负载扰动造成的 v_a 最大超调电压为4.2V, v_b 受到a支路的交叉影响所造成的最大超调电压为3.6V。微分平坦控制下 v_a 、 v_b 分别经过4.9ms和3.1ms才能恢复稳定状态,且a支路负载扰动造成的 v_a 最大超调电压为1.8V, v_b 受到a支路的交叉影响所造成的最大超调电压为1.4V。而本文所提控制下 v_a 、 v_b 分别经过1.0ms和0.3ms就能恢复稳定状态,且a支路负载扰动造成的 v_a 最大超调电压为0.07V, v_b 受到a支路的交叉影响所造成的最大超调电压为0.01V。

[0225] 由图5可知,当b支路输出电流 i_b 从1A突变为2A时,PI控制下 v_a 、 v_b 分别经过11.5ms和17.3ms才能恢复稳定状态,且b支路负载扰动造成的 v_b 最大超调电压为4.2V, v_a 受到b支路的交叉影响所造成的最大超调电压为2V。微分平坦控制下 v_a 、 v_b 分别经过2.1ms和3.6ms才能恢复稳定状态,且b支路负载扰动造成的 v_b 最大超调电压为1.2V, v_a 受到b支路的交叉影响所造成的最大超调电压为1.0V。而本文所提控制下 v_a 和 v_b 分别经过1.1ms和2.3ms就能恢复稳定状态,且b支路负载扰动造成的 v_b 最大超调电压为0.07V, v_a 受到b支路的交叉影响所造成的最大超调电压为0.05V。

[0226] 对比以上仿真结果可知,本发明所设计控制器的控制策略相较于传统PI控制和微分平坦控制明显减小了变换器输出电压 v_a 和 v_b 间的交叉影响。

[0227] 暂态性能对比

[0228] 为了对比三种控制策略系统启动的暂态性能,其仿真结果如图6所示。

[0229] 由图6可知,在0s到0.02s内,PI控制下 v_a 和 v_b 的超调电压过大,且两支路输出电压波动较大,需要较长时间才能稳定在期望值。微分平坦控制相比于PI控制的收敛速度有一定提高,但是,在0s到0.01s内的两支路电压波动仍较大。而本发明所设计控制器的控制策略下两支路输出电压能够快速且准确的稳定在期望值。

[0230] 对比以上仿真结果可知,本发明所设计控制器的控制策略下的变换器相比于PI控制和微分平坦控制下的变换器具有更好的暂态性能。

[0231] (二) 电路传感器高频噪声影响

[0232] 实际电路中的传感器并非理想元器件,在诸多因素的干扰下,会产生强烈的电路高频噪声,高频噪声的产生不仅会影响传感器的测量精度,同时还会影响控制策略的稳定运行。所以,对两支路输出电压信号加入测量噪声来模拟实际情况,图7为高频噪声影响下两支路输出电压仿真波形。

[0233] 分析图7可知,当两支路输出电压加入高频噪声影响后,传统ADRC对两支路输出电压的控制出现了严重的振荡现象,导致系统不稳定。而本发明所设计控制器的控制策略在相同高频噪声影响下,两支路输出电压仅发生小幅波动,仍能稳定在期望值附近,使系统正常运行。

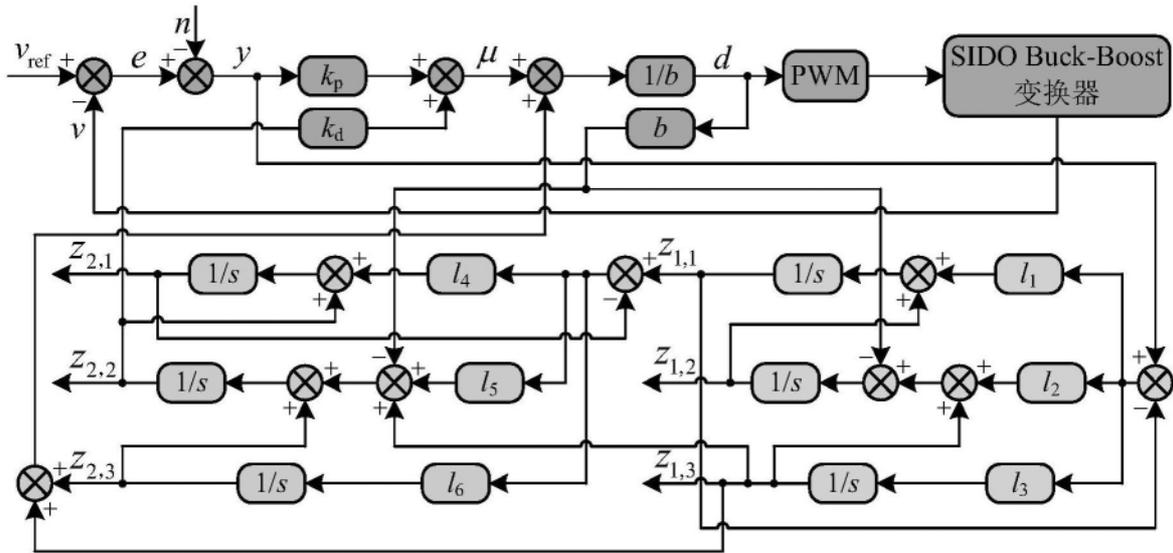


图1

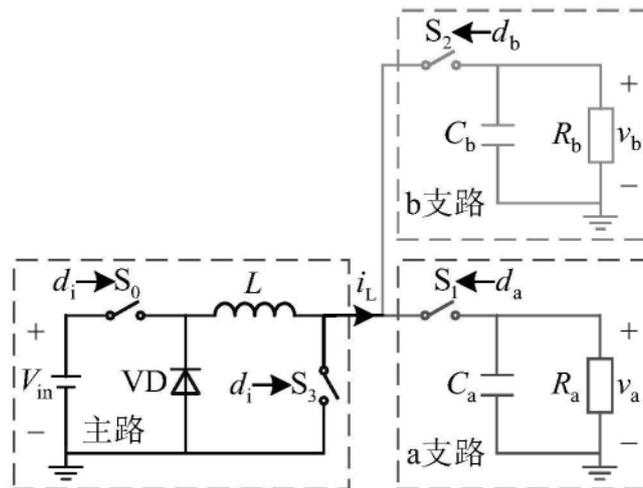


图2

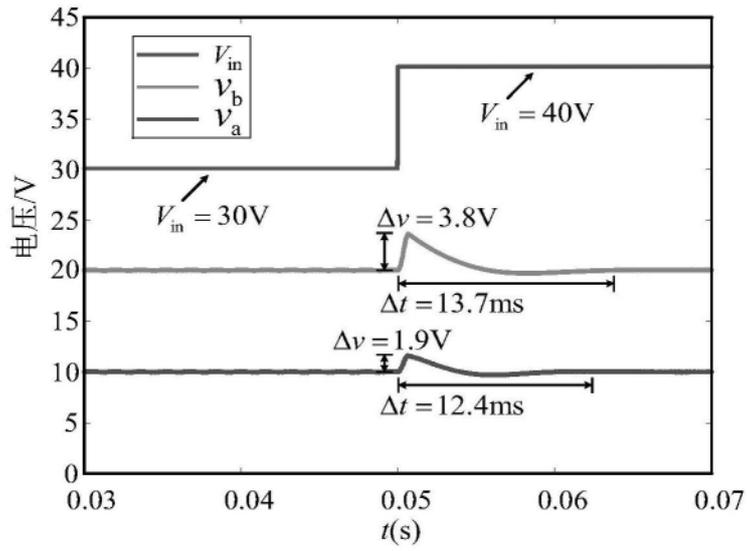


图3(a)

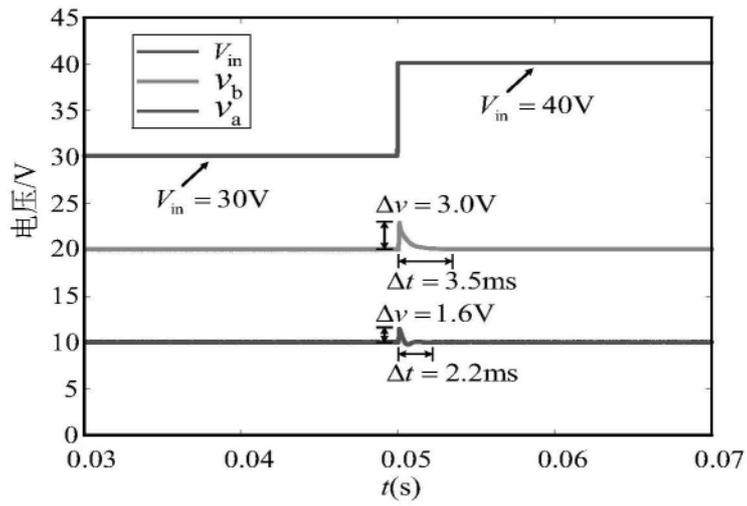


图3(b)

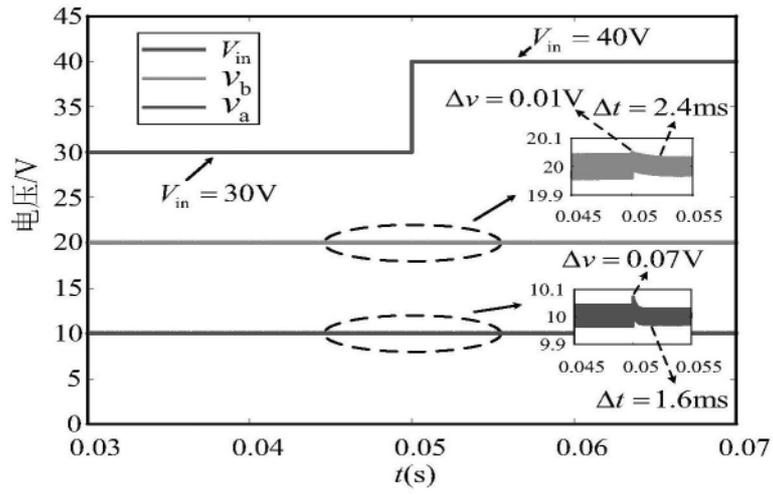


图3(c)

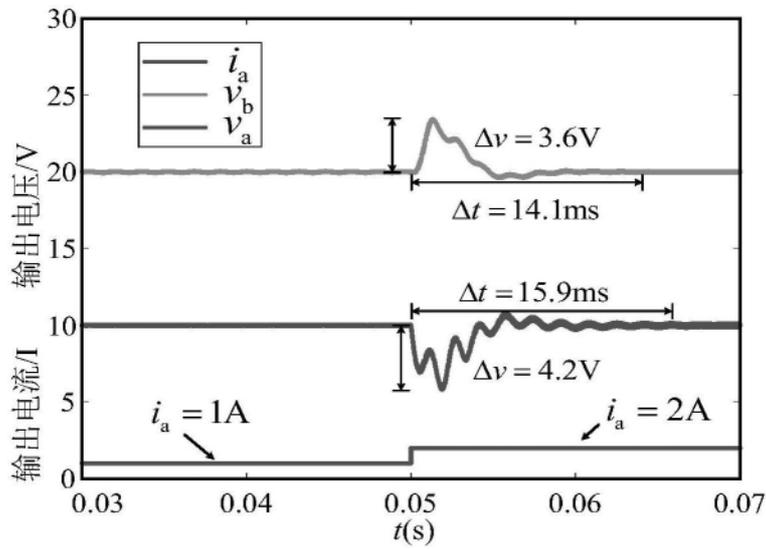


图4(a)

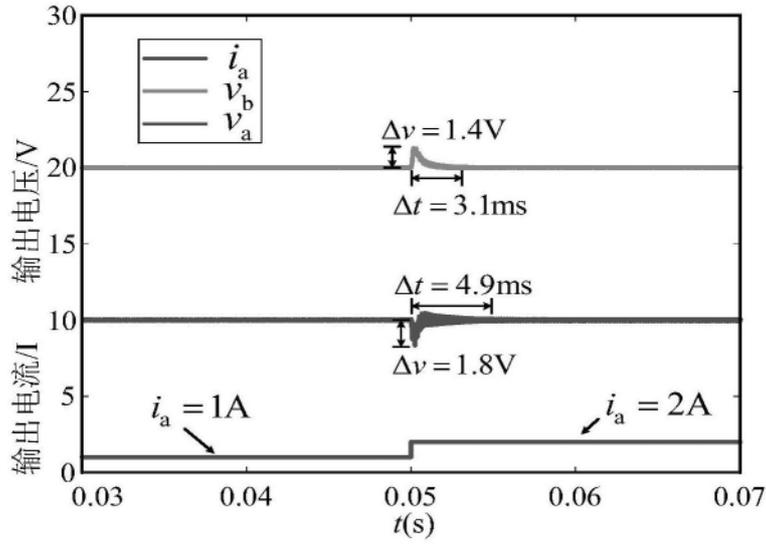


图4(b)

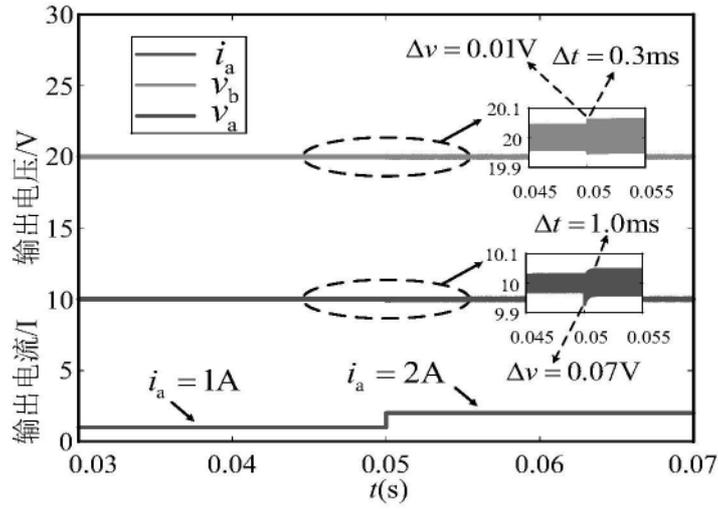


图4(c)

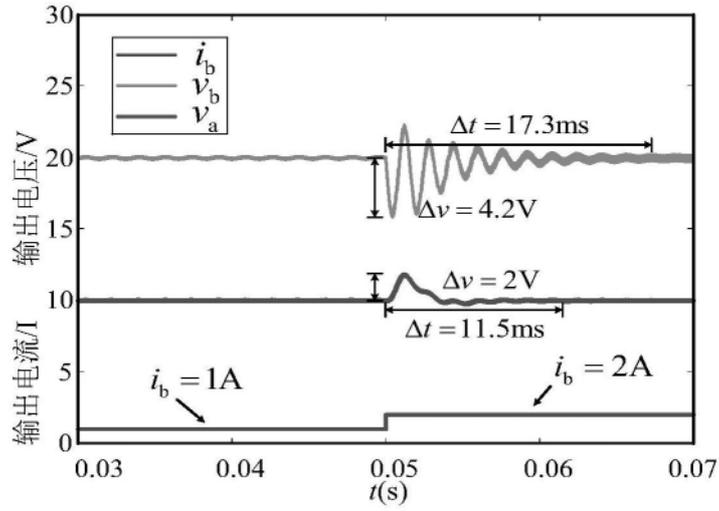


图5(a)

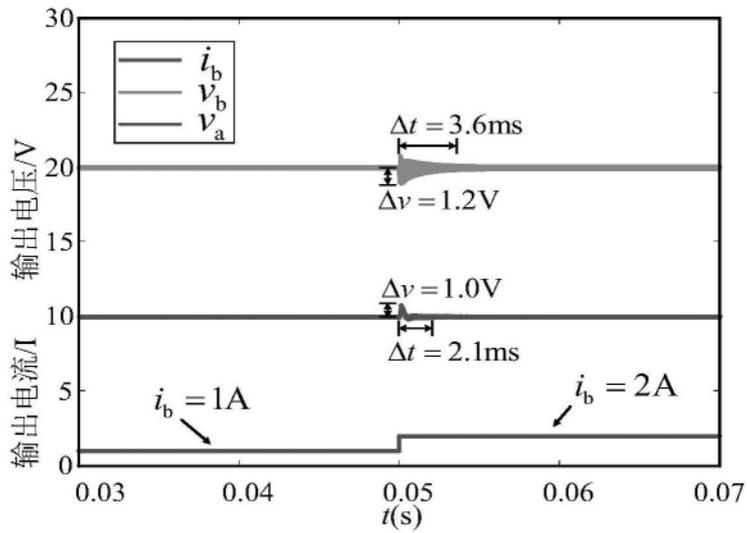


图5(b)

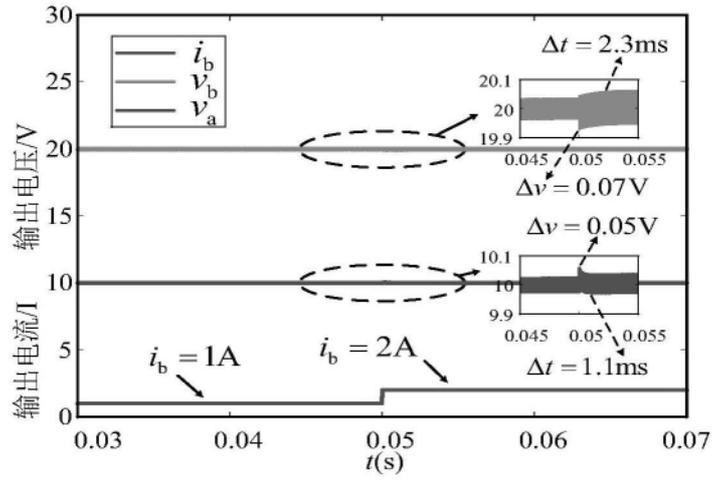


图5(c)

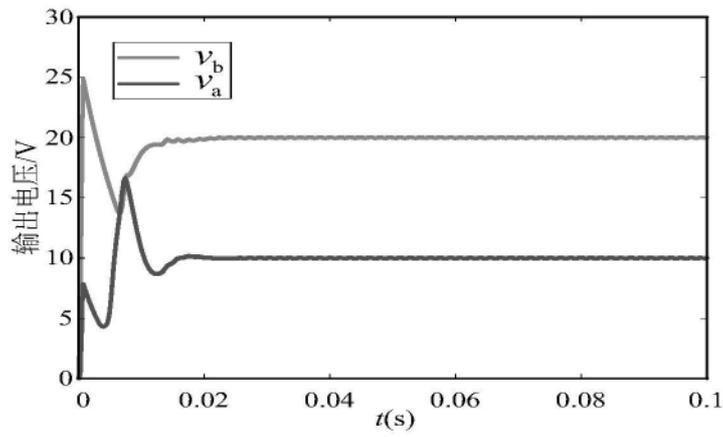


图6(a)

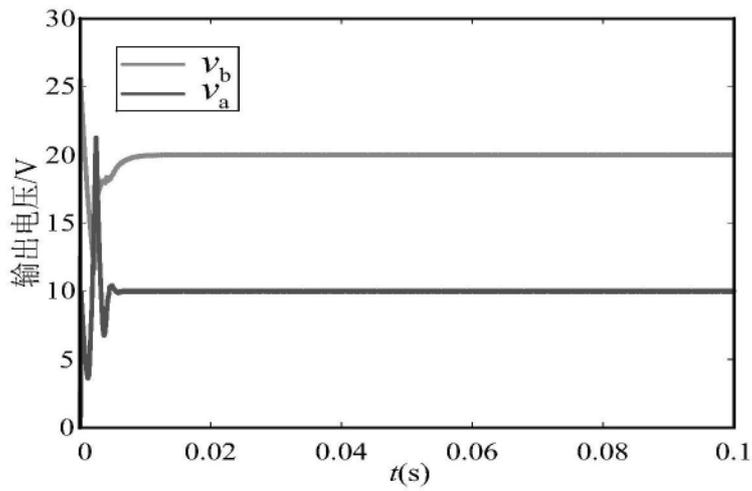


图6(b)

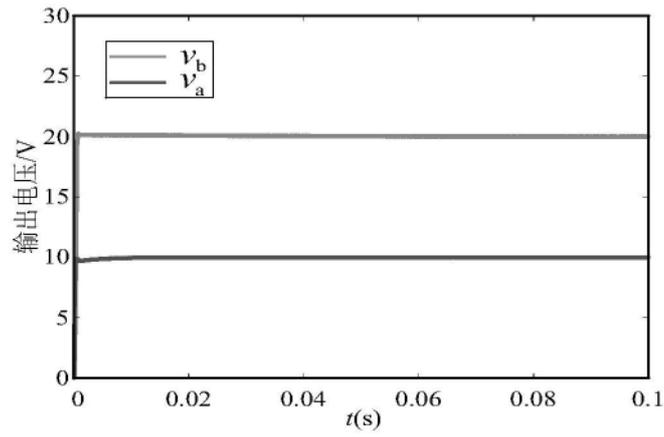


图6(c)

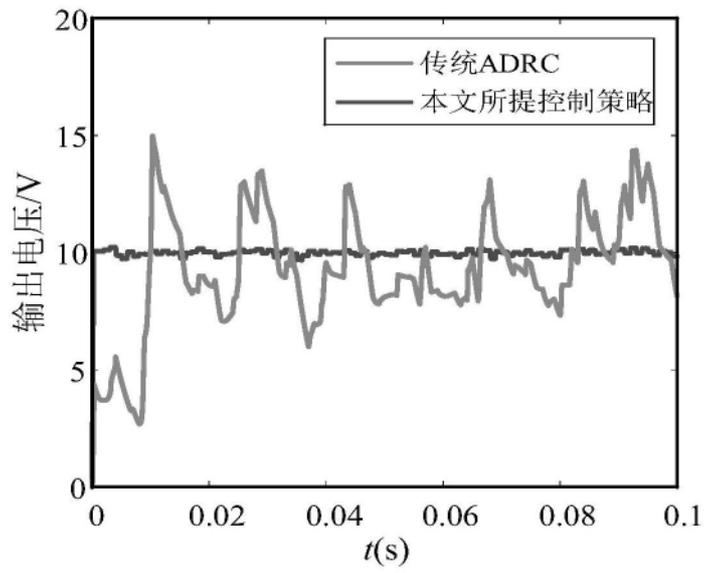


图7(a)

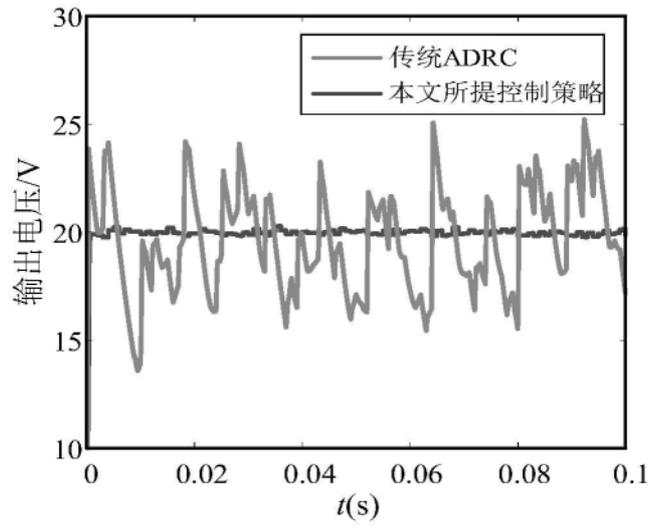


图7(b)