

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2108443

基于混沌同步的 Buck 变换器并联均流控制^{*}

马幼捷 王 硕 周雷松 王宇隆

(天津理工大学电气工程与自动化学院 天津 300384)

摘要: 针对处于混沌状态的降压(Buck)变换器并联均流效果不佳且均流的稳态和动态特性差的现象。首先建立电压控制型 Buck 变换器的分段光滑开关模型以及离散模型,并分析系统通往混沌的道路。然后确立初值不同的驱动与响应系统。将所设计的终端滑模控制率施加到响应系统上从而实现并联系统的混沌同步控制。基于混沌的同步特性,可以实现电压控制型 Buck 变换器的并联均流控制。最后通过 MATLAB/Simulink 仿真平台搭建施加控制后的并联系统模型进行实验仿真。结果显示,并联系统均流误差接近于 0,并当输入电压发生突变时,均流误差未发生改变,表明施加终端滑模控制后,Buck 变换器并联均流误差小且具有较好的稳态和动态特性。

关键词: Buck 变换器;混沌同步;并联均流;终端滑模控制

中图分类号: TM132 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4

Buck converter parallel current sharing control based on chaos synchronization

Ma Youjie Wang Shuo Zhou Xuesong Wang Yulong

(School of Electrical Engineering and Automation, Tianjin University of Technology, Tianjin 300384, China)

Abstract: It is aimed at the phenomenon that the parallel current sharing effect of the buck(Buck) converter in the chaotic state is not good, and the steady-state and dynamic characteristics of the current sharing are poor. Firstly, the segmented smooth switching model and discrete model of the voltage-controlled Buck converter are established, and the path to chaos is analyzed. Then the drive and response systems with different initial values are established. The designed terminal sliding mode control rate is applied to the response system to realize the chaotic synchronization control of the parallel system. Based on the chaotic synchronization characteristics, the parallel current sharing control of the voltage-controlled Buck converter can be realized. Finally, the parallel system model after applying control is built through the MATLAB/Simulink simulation platform for experimental simulation. The results show that the current sharing error of the parallel system is close to 0, and when the input voltage changes abruptly, the current sharing error does not change, indicating that after applying terminal sliding mode control, the Buck converter parallel current sharing error is small and has a good steady state and dynamic characteristics.

Keywords: Buck converter;chaos synchronization;parallel current sharing;terminal sliding mode control

0 引 言

混沌现象是一种典型的非线性现象,当系统发生混沌现象时,由于其对初值高度敏感,系统的运动轨迹是难以预测的^[1-4]。混沌同步控制能将两个或两个以上混沌系统的运动轨迹保持一致。混沌同步控制理论与混沌控制理论属于两个独立的概念,但两者的关系密不可分^[5]。由于开关器件的高频切换,DC-DC 变换器是一种典型的非线性系统,当其处于一定的电路参数时,系统会发生混沌现象^[6]。

随着非线性动力学的发展,国内外研究者发现,当功率变换器中发生混沌现象时,系统受到的电磁干扰会减弱。随后又将混沌同步学应用到了功率变换器的领域来改善变换器的并联均流效果^[7]。现如今,大多数的研究均集中在一个变换器所发生的混沌现象,对于利用并联变换器的混沌同步实现并联均流的研究少之又少^[8]。

目前针对变换器混沌同步所提出的方法主要有状态观测器法^[9]、状态跟随同步法^[10]、线性反馈同步法^[11]等。文献[9]中,分别使用线性状态观测器与滑模状态观测器两

收稿日期:2021-11-25

^{*} 基金项目:国家自然科学基金面上项目(51877152)资助

种方法实现了并联 Buck 变换器的混沌同步控制,该方法比较简单,容易实现。但是其并联的系统是以状态观测器的形式实现混沌同步,并未真正地实现两个变换器之间的混沌同步。文献[10]中,使用了一种状态跟随同步的方法实现了初值不同的并联升压(Boost)变换器的混沌同步控制,该方法实现了两个变换器之间的混沌同步,但实验仿真部分较少,同步的效果较差且未实现变换器的并联均流。文献[11]中使用线性反馈同步实现了并联单端正激变换器的同步均流,但变换器并联均流的效果一般且动态特性和稳态特性较差。

本文设计了一种终端滑模控制器实现了初值不同的并联 Buck 变换器的混沌同步控制,基于混沌的同步特性完成了不同参数的 Buck 变换器的并联均流控制。通过 MATLAB/Simulink 仿真平台搭建施加控制后的并联系统模型进行实验仿真,结果表明,Buck 变换器的并联均流效果好,均流误差小且具有较好的稳态特性与动态特性。

1 电压控制型 Buck 变换器的数学模型

电压控制型 Buck 变换器的电路结构如图 1 所示,通过误差放大器 A_1 和比较器 A_2 组成反馈回路来控制开关管 S 的状态。

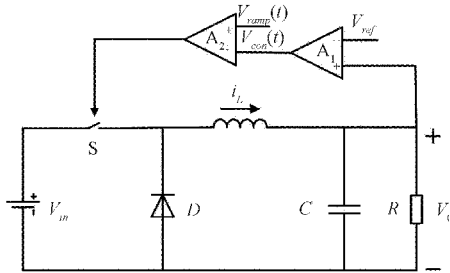


图 1 电路结构

当变换器处于连续导通模式时,在一个开关周期内,变换器中的电感电流不会降到 0。将输出电压 V_0 和参考电压 V_{ref} 进行比较形成误差,然后通过放大器 A_1 将误差放大。其中 A 为放大器的放大因数。从而得到控制电压信号 $V_{con}(t)$ 为:

$$V_{con}(t) = A(V_0(t) - V_{ref}) \quad (1)$$

锯齿波信号 $V_{ramp}(t)$ 和电压控制信号 $V_{con}(t)$ 通过比较器 A_2 进行比较。锯齿波电压信号的定义如下:

$$V_{ramp}(t) = V_L + (V_U - V_L) \left(\frac{t}{T} \bmod 1 \right) \quad (2)$$

式中: V_U 和 V_L 分别为锯齿波电压信号 $V_{ramp}(t)$ 的上限和下限电压, T 为变换器开关器件的开关周期。比较器 A_2 的输出是用来控制开关 S 的脉宽调制信号 s , 即:

$$\begin{cases} s = 0, V_{con} > V_{ramp} \\ s = 1, V_{con} < V_{ramp} \end{cases} \quad (3)$$

1.1 分段光滑开关模型

取变换器输出电压 V_0 和电感电流 i_L 作为系统的状态

变量。当开关管 S 导通时,此时电路中的二极管 D 截止,通过基尔霍夫电流定律(KCL)和基尔霍夫电压定律(KVL),可以得到电压控制型 Buck 变换器的状态方程为^[12]:

$$\begin{cases} \dot{V}_0 = \frac{i_L}{C} - \frac{V_0}{RC} \\ \dot{i}_L = \frac{-V_0}{L} + \frac{V_{in}}{L} \end{cases} \quad (4)$$

当开关管 S 截止时,电路中的二极管 D 导通,通过 KCL 与 KVL 定律,此时可以得到电压型 Buck 变换器的状态方程为^[13]:

$$\begin{cases} \dot{V}_0 = \frac{i_L}{C} - \frac{V_0}{RC} \\ \dot{i}_L = \frac{-V_0}{L} \end{cases} \quad (5)$$

通过整合式(4)和(5)以及脉宽调制信号 s ,可以得到电压控制型 Buck 变换器的分段光滑开关模型如下^[14]:

$$\begin{cases} \dot{V}_0 = \frac{i_L}{C} - \frac{V_0}{RC} \\ \dot{i}_L = \frac{-V_0}{L} + \frac{V_{in}}{L}s \end{cases} \quad (6)$$

由此可知,随着开关的闭合与关断,脉宽调制信号 s 不断变化。开关的高频切换会造成变换器产生了复杂的非线性行为。由开关状态可以判断出电压控制型 Buck 变换器具有两个模式。

1.2 精确离散迭代模型

精确离散迭代模型可以精确的表示出变换器的动态工作状态,因此建立变换器的精确离散模型有利于我们对变换器的工作特性进行分析。将式(6)化为统一形式的状态方程如下:

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}_i \mathbf{X} + \mathbf{B}_i V_{in}, i = 1, 2 \quad (7)$$

对该非线性微分方程进行求解,得其一般形式如下:

$$x(t) = e^{\mathbf{A}_i(t-t_i)} x(t_i) + \int_{t_0}^t e^{\mathbf{A}_i(t_i-\tau)} \mathbf{B}_i V_{in} d\tau \quad (8)$$

当状态矩阵 \mathbf{A}_i 可逆时,可以将上述解进行化简得到式(9):

$$x(t) = c^{\mathbf{A}_i(t-t_i)} x(t_n) + (c^{\mathbf{A}_i(t-t_i)} - \mathbf{I}) \mathbf{A}_i^{-1} \mathbf{B}_i V_{in} \quad (9)$$

本文选取频闪映射采样的方式,以电压控制型 Buck 变换器上一个模式的终值作为下一个模式的初值。因此电压控制型 Buck 变换器的动态工作情况就是 x_n 和 x_{n+1} 之间的关系式^[15-17],如式(10)所示。

$$x_{n+1} = e^{\mathbf{A}_2 \Delta t_2} e^{\mathbf{A}_1 \Delta t_1} \left[x_n + \int_{t_n}^{t_{n+1}} e^{\mathbf{A}_1(t_n-\tau)} \mathbf{B}_1 V_{in} d\tau \right] + e^{\mathbf{A}_2 \Delta t_2} \int_{t_1}^{t_{n+1}} e^{\mathbf{A}_2(t_1-\tau)} \mathbf{B}_2 V_{in} d\tau \quad (10)$$

其中, $\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -1/RC & 1/C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix}$, $\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$, $\Delta t_1 = t_1 - t_n$ 为模式 S_1 工作时间,模式 S_2 的工

作时间为 $\Delta t_2 = t_{n+1} - t_1 = T - \Delta t_1$ 。两个模式的总时间为 T 。

开关管 S 的切换条件如下:

$$S(d_n, n) = v_{con}(t) - v_{ramp}(t) = 0 \quad (11)$$

将上述矩阵参数代入,将式(10)进一步化简得到:

$$x_{n+1} = e^{A_1 \Delta t_1} e^{A_2 \Delta t_2} x_n + (\mathbf{I} - e^{A_2 \Delta t_2}) \begin{bmatrix} 1 \\ R \end{bmatrix} V_{in} \quad (12)$$

由式(12)可以看出变换器的离散模型的建立主要在于状态转移矩阵 e^{A^t} 的求解,并且离散模型的精确度也取决于状态转移矩阵 e^{A^t} 的精度,因此选取合适的方法对状态转移矩阵求解至关重要。本文应用凯莱-哈密顿定理结合欧拉公式对状态转移矩阵进行求解。凯莱-哈密顿定理如下:

$$e^{A^t} = a_0(t)\mathbf{I} + a_1(t)\mathbf{A} + \dots + a_{n-2}(t)\mathbf{A}^{n-2} + a_{n-1}(t)\mathbf{A}^{n-1} = \sum_{n=0}^{n-1} a_n(t)\mathbf{A}^n \quad (13)$$

其中, $a_n(t)$ 为待定系数, \mathbf{I} 为单位矩阵, 待定系数 $a_n(t)$ 由式(14)进行求解:

$$e^{\lambda_i t} = a_0(t)\mathbf{I} + a_1(t)\lambda_i + \dots + a_{n-2}(t)\lambda_i^{n-2} + a_{n-1}(t)\lambda_i^{n-1} = \sum_{n=0}^{n-1} a_n(t)\lambda_i^n \quad (14)$$

下面使用凯莱-哈密顿定理对状态转移矩阵进行求解:

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -1/RC & 1/C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix}, \text{ 其中含有两个互异的特征值:}$$

$$\lambda_{1,2} = -\frac{1}{2RC} \pm i\sqrt{\left(\frac{1}{2RC}\right)^2 - \frac{1}{LC}} = \alpha \pm i\beta \quad (15)$$

由式(14)得到系数方程如下:

$$\begin{cases} a_0 = \frac{\lambda_1 e^{\lambda_2 t} - \lambda_2 e^{\lambda_1 t}}{\lambda_1 - \lambda_2} \\ a_1 = \frac{e^{\lambda_1 t} - e^{\lambda_2 t}}{\lambda_1 - \lambda_2} \end{cases} \quad (16)$$

由式(16)结合欧拉公式可以得到待定系数方程如下:

$$e^{\lambda_i t} = e^{(\alpha \pm i\beta)t} = e^{\alpha t} (\cos\beta t \pm i\sin\beta t) \Rightarrow \begin{pmatrix} a_0 \\ a_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{e^{-\alpha t}}{\beta} [\alpha \sin(\beta t)] + \beta \cos(\beta t) \\ \frac{e^{-\alpha t}}{\beta} \sin(\beta t) \end{pmatrix} \quad (17)$$

将式(17)代入式(13),得到未代入具体参数的状态转移矩阵如下:

$$e^{A_1 t} = \sum_{i=0}^{n-1} a_i(t)\mathbf{A}^i = a_0(t)\mathbf{I} + a_1(t)\mathbf{A} = e^{\alpha t} \begin{bmatrix} \cos\beta t - \frac{\alpha}{\beta} \sin\beta t & \frac{1}{\beta C} \sin\beta t \\ -\frac{1}{\beta L} \sin\beta t & \cos\beta t + \frac{\alpha}{\beta} \sin\beta t \end{bmatrix} \quad (18)$$

将式(18)代入式(12)经过化简可以得到电压控制型 Buck 变换器的精确离散迭代模型。电压控制型 Buck 变换器的工作模式切换取决于开关切换条件(11)。

2 电压控制型 Buck 变换器的非线性分析

选取电压控制型 Buck 变换器的电路参数为: $V_{in} \in [20, 40] \text{V}$, $R=22 \Omega$, $C=47 \mu\text{F}$, $L=20 \text{mH}$, $T=400 \mu\text{s}$, $V_{ref}=11.3 \text{V}$, $A=8.4$, $V_U=8.2 \text{V}$, $V_L=3.8 \text{V}^{[18]}$ 。图 2 为 Buck 变换器输出电压 V_o 随输入电压 V_{in} 变化的分岔图。从分岔图可以看出,随着输入电压 V_{in} 的不断增大,系统通过发生倍周期分岔不断演化为混沌现象。

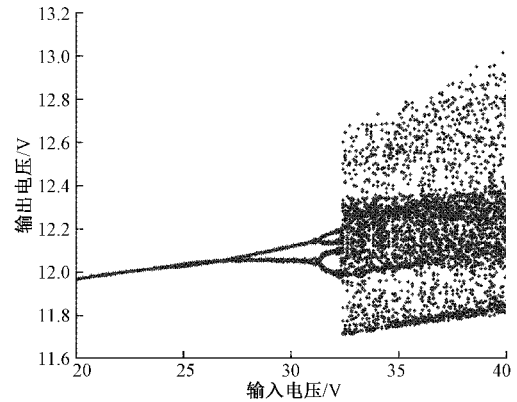


图 2 分岔图

当 $V_{in} > 33 \text{V}$ 时,电压控制型 Buck 变换器处于混沌状态,下面取输入电压 $V_{in} = 34 \text{V}$ 时对系统进行混沌特性的辨析。图 3 为系统的相图,从相图可以看出系统的相轨迹为不停环绕且永不闭合的曲线。图 4 和 5 分别为系统输出电压时域图和电感电流时域图,时域图呈现的是永不重复的非周期波形。通过相图与时域图可以判定系统此时处于混沌状态。

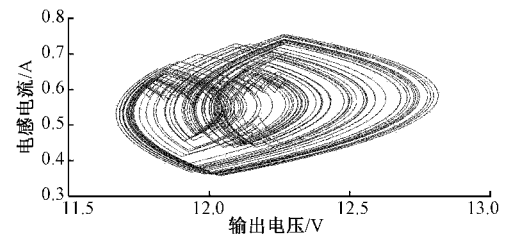


图 3 相图

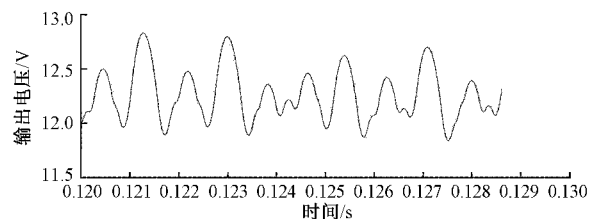


图 4 输出电压时域图

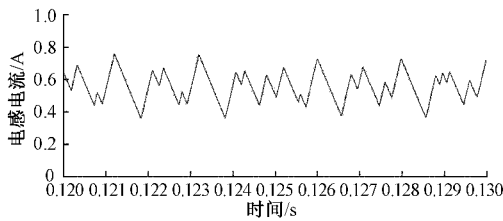


图 5 电感电流时域图

3 混沌同步控制

文中所搭建的混沌系统中含有开关函数,开关高频切换导致的非线性因素为设计混沌同步系统添加了难度,本文利用驱动-响应同步模式,施加终端滑模控制率到响应系统上,使响应系统的运动轨迹可以跟踪上驱动系统的运动轨迹,从而达到混沌同步。此处的响应系统为均流主系统,驱动系统作为均流从系统。

3.1 驱动系统与响应系统的建立

驱动系统和响应系统的模型分别表示如下。

驱动系统:

$$\begin{cases} \dot{V}_0^* = \frac{i_L^*}{C} - \frac{V_0^*}{RC} \\ \dot{i}_L^* = \frac{-V_0^*}{L} + \frac{V_{in}}{L} \end{cases} \quad (19)$$

响应系统:

$$\begin{cases} \dot{V}_0 = \frac{i_L}{C} - \frac{V_0}{RC} + u_1 \\ \dot{i}_L = \frac{-V_0}{L} + \frac{V_{in}}{L} + u_2 \end{cases} \quad (20)$$

其中, u_1 和 u_2 分别为施加的终端滑模控制率。通过驱动-响应系统确立误差系统如下:

$$\begin{cases} e_1 = i_L - i_L^* \\ e_2 = V_0 - V_0^* \\ \dot{e}_1 = -\frac{1}{L}e_2 + u_2 \\ \dot{e}_2 = \frac{1}{C}e_1 - \frac{1}{RC}e_2 + u_1 \end{cases} \quad (21)$$

3.2 终端滑模控制率设计

滑模控制器对系统内部不确定性和外部非线性干扰具有天然鲁棒性,通过设计终端滑模控制率来实现误差系统沿着所设计的终端滑模面收敛到零点。

本文所设计的滑模面如下:

$$s_i(t) = e_i(t) + r_i \int_0^t (e_i(\tau) + \text{sgn}(e_i(\tau)) |e_i(\tau)|^\delta) d\tau, \quad i = 1, 2 \quad (22)$$

其中, r_i 和 δ 均属于正常数,且 $\delta \in (0, 1)$ 。该滑模面可以收敛于零点,即 $e_i(t) = 0$

滑模运动能够收敛于滑模面的条件如下:

$$\begin{cases} s_i(t) = e_i(t) + r_i \int_0^t (e_i(\tau) + \text{sgn}(e_i(\tau)) |e_i(\tau)|^\delta) d\tau = 0 \\ \dot{s}_i(t) = \dot{e}_i(t) + r_i e_i(t) + r_i \text{sgn}(e_i(t)) |e_i(t)|^\delta = 0 \end{cases} \quad (23)$$

当误差系统的状态轨迹到达且收敛于滑模面时:

$$\dot{e}_i(t) = -r_i e_i(t) - r_i \text{sgn}(e_i(t)) |e_i(t)|^\delta \quad (24)$$

结合误差系统的状态方程组(21)可以得出最终的控制率为:

$$\begin{cases} u_1 = \frac{1}{RC}e_2(t) - \frac{1}{C}e_1(t) - r_2 e_2(t) - r_2 \text{sgn}(e_2(t)) |e_2(t)|^\delta \\ u_2 = \frac{1}{L}e_2(t) - r_1 e_1(t) - r_1 \text{sgn}(e_1(t)) |e_1(t)|^\delta \end{cases} \quad (25)$$

下面对控制器的有效性进行分析,零点是有限时间稳定点,且收敛时间满足:

$$T_1 \leq \frac{1}{r_i(1-\delta)} \ln \frac{2r_i(1/2 \sum_{i=1}^2 e_i^2(0))^{(1-\delta)/2} + 2^{(1-\delta)/2} r_i}{2^{(1-\delta)/2} r_i} \quad (26)$$

证明:选择李亚普诺夫函数为:

$$V(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 e_i^2 \quad (27)$$

将 $V(t)$ 对时间 t 求得:

$$\dot{V}(t) = \sum_{i=1}^2 e_i \dot{e}_i \quad (28)$$

将式(24)代入式(28)得:

$$\dot{V}(t) = \sum_{i=1}^2 [-r_i e_i^2(t) - r_i |e_i(t)|^{\delta+1}] \quad (29)$$

由于 $0 < \delta + 1 < 2$, 根据式(26)可得:

$$\dot{V}(t) \leq -2r_i V(t) - 2^{(1+\delta)/2} r_i V^{(1+\delta)/2}(t) \leq 0 \quad (30)$$

即本文所设计的终端滑模控制器可以使误差系统沿所设计的滑模面趋近于零点,证明了该控制策略的有效性。

3.3 实验仿真

取合适的电路参数使电压控制型 Buck 变换器处于混沌状态,具体参数为: $V_{in} = 34 \text{ V}$, $R = 22 \text{ } \Omega$, $C = 47 \text{ } \mu\text{F}$, $L = 20 \text{ mH}$, $T = 400 \text{ } \mu\text{s}$, $V_{ref} = 11.3 \text{ V}$, $A = 8.4$, $V_U = 8.2 \text{ V}$, $V_L = 3.8 \text{ V}$ 。取终端滑模控制器参数为: $r_1 = r_2 = 1000$, $\delta_1 = \delta_2 = 0.8$ 。

图 6 为在 MATLAB/Simulink 仿真平台中搭建的并联系统模型,用此模型来验证初值不同的并联系统能否实现混沌同步。

为了研究系统对初值高度敏感,设置响应系统与驱动系统初值不同进行仿真,其中响应系统的初值设置为 $[V_0(0), i_L(0)] = (0, 0)$, 驱动系统的初值为 $[V_0^*(0), i_L^*(0)] = (2, 0.25)$, 由图 7 和 8 可以看出当处于混沌状态的并联变换器系统初值不同时,其运动轨迹完全不同。

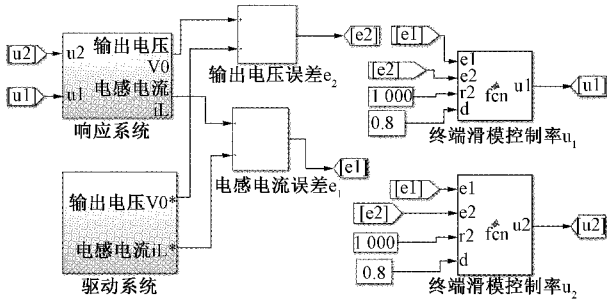


图 6 仿真模型

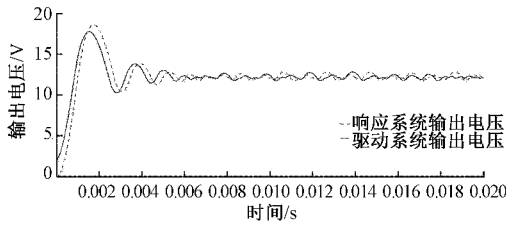


图 7 输出电压对比图

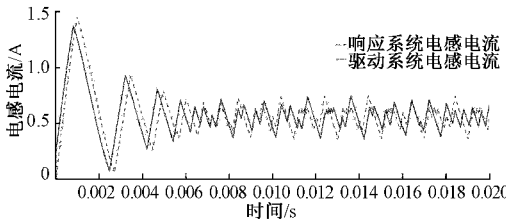


图 8 电感电流对比图

对响应系统施加本文所设计的终端滑模控制率,仿真结果如图 9~12 所示。从图 9 与 10 中可以看出,施加终端滑模控制率到响应系统后,响应系统的输出电压与电感电流在 0.02 s 左右时追踪上驱动系统。从图 11 与 12 可以看出,混沌同步误差 $e_1(t)$ 与 $e_2(t)$ 在 0.02 s 左右镇定到 0。结果表明系统达到混沌同步的时间响应快,实现了初值不同的并联 Buck 变换器的混沌同步控制。

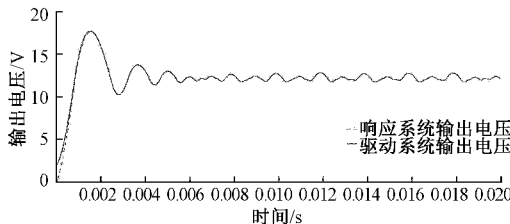


图 9 施加控制率后输出电压对比图

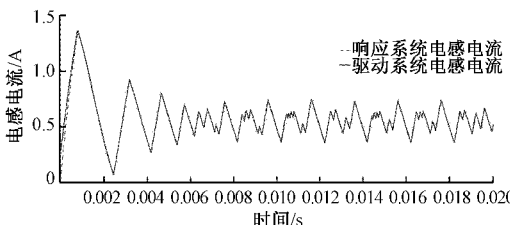


图 10 施加控制率后电感电流对比图

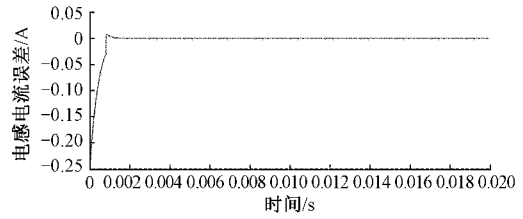


图 11 电感电流误差图

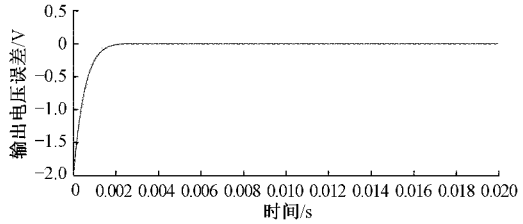


图 12 输出电压误差图

4 基于混沌同步特性的 Buck 变换器均流控制

现有的研究成果大多为使用状态观测器的形式实现混沌同步进而实现变换器并联均流,该方法达到均流的时间响应较慢,在 1~1.5 s 左右,均流误差在 5% 左右且均流效果并不稳定。本文设计了一种终端滑模控制器,将其施加至并联均流的主系统来实现并联系统的混沌同步,基于混沌同步特性实现并联 Buck 变换器的均流控制,可以解决并联 Buck 变换器的均流效果不佳以及均流的稳态特性和动态特性差的问题。首先对并联 Buck 变换器系统进行设计,确立主系统与从系统,改变从系统中负载的大小,通过观察并联均流误差的大小来判断变换器均流的效果,通过观察达到均流的时间来判断并联变换器均流的稳态特性。在实验过程中使输入电压发生突变,观察均流误差的大小是否发生改变,来验证并联变换器均流的动态特性。

均流主系统如下:

$$\begin{cases} \dot{V}_0 = \frac{i_L}{C} - \frac{V_0}{R_1 C} + u_1 \\ \dot{i}_L = \frac{-V_0}{L} + \frac{V_{in}}{L} s + u_2 \end{cases} \quad (31)$$

均流从系统如下:

$$\begin{cases} \dot{V}_0^* = \frac{i_L^*}{C} - \frac{V_0^*}{R_2 C} \\ \dot{i}_L^* = \frac{-V_0^*}{L} + \frac{V_{in}}{L} s \end{cases} \quad (32)$$

取控制率 u 如下:

$$\begin{cases} u_1 = \frac{V_0}{R_1 C} - \frac{V_0^*}{R_2 C} - \frac{1}{C} e_1(t) - r_2 e_2(t) - r_2 \operatorname{sgn}(e_2(t)) |e_2(t)|^\delta \\ u_2 = \frac{1}{L} e_2(t) - r_1 e_1(t) - r_1 \operatorname{sgn}(e_1(t)) |e_1(t)|^\delta \end{cases} \quad (33)$$

均流误差计算公式如下:

$$CS_{error} = \frac{\Delta I_L}{I_L/N} \quad (34)$$

其中, ΔI_L 为并联模块的电感电流的差值, I_L 为输出总电流, N 为并联模块数。

选取电压控制型 Buck 变换器的电路参数为: $V_m = 34 \text{ V}$, $R_1 = 22 \ \Omega$, $R_2 = 18 \ \Omega$, $L = 20 \text{ mH}$, $C = 47 \ \mu\text{F}$, $T = 400 \ \mu\text{s}$, $V_{ref} = 11.3 \text{ V}$, $A = 8.4$, $V_U = 8.2 \text{ V}$, $V_L = 3.8 \text{ V}$ 取终端滑模控制器参数为: $r_1 = r_2 = 10$, $\delta_1 = \delta_2 = 0.5$ 。在图 6 仿真模型加入了输入电压突变模块, 当 $t = 0.02 \text{ s}$ 时输入电压发生突变, 由 34 V 变化至 24 V 。在 MATLAB/Simulink 中搭建施加控制后的并联系统模型进行仿真。

仿真结果如图 13~17 所示。由图 13 可以看出, 主系统电感电流波形与从系统电感电流波形重合。从图 14~16 可以看出, 由于系统中开关的高频切换, 并联模块的电感电流的差值在 $-1.3 \times 10^{-9} \sim 1.3 \times 10^{-9} \text{ A}$ 之间呈周期状态波动, 并联均流误差接近于 0, 远小 5%, 表明系统的均流效果好。从图 15 可以看出, 系统启动后, 系统达到均流状态的时间为 0.05 ms , 远小于 $1 \sim 1.5 \text{ s}$, 这表明系统达到均流的时间响应快且系统的稳态特性好。从图 13 与 16 可以看出, 在 $t = 0.02 \text{ s}$ 时, 输入电压突变至 24 V , 系统不再处于混沌状态, 实现了由混沌态到周期态的跳变, 此时系统的均流误差的大小并未发生改变, 这说明系统具有较好的动态特性。由图 17 可以看出, 变换器并联工作后提高了输出电流的大小。

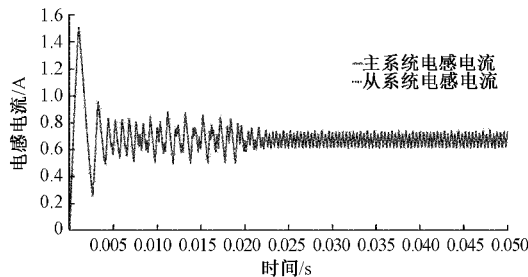


图 13 电感电流

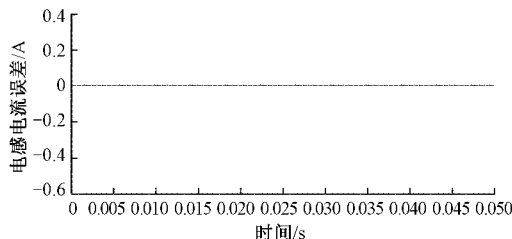


图 14 电感电流误差

与现有的研究成果相比, 本文所提出的方案均流误差更小, 系统的稳态特性更好, 并通过输入电压突变使系统由混沌态转换为周期态, 验证了并联系统具有较好的动态特性。

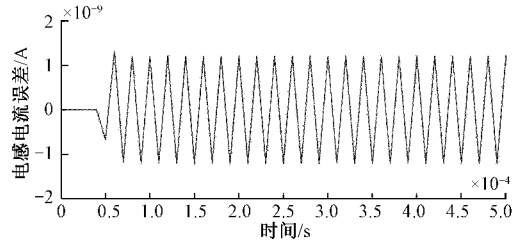


图 15 启动时电感电流误差局部放大图

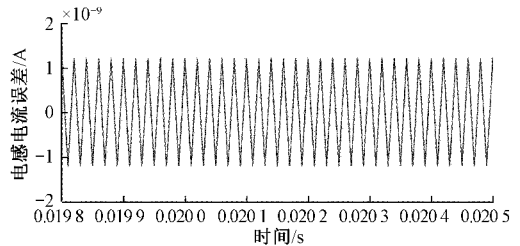


图 16 输入电压突变时电感电流误差局部放大图

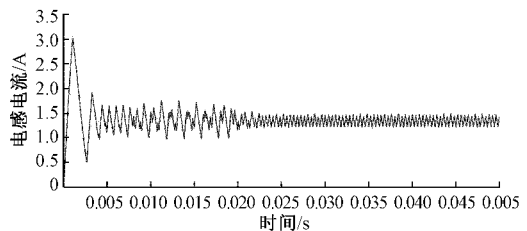


图 17 输出总电流

5 结 论

针对处于混沌状态的 Buck 变换器并联均流效果不佳且均流的稳态和动态特性差的现象, 从控制角度入手, 设计了一种终端滑模控制器, 先使初值不同的并联系统实现混沌同步, 然后基于混沌同步特性实现了不同参数的 Buck 变换器的均流控制。利用终端滑模控制器对系统内部具有天然的鲁棒性, 克服了系统中开关高频切换的干扰, 进而提高了并联系统的均流效果, 稳态特性以及动态特性, 并证明了控制器的有效性。最后经过仿真验证, 施加终端滑模控制器后的并联系统均流误差接近于 0 且具有较好的动态特性与稳态特性。此外, 当面对未知扰动时, 如何实现控制率的自动调整使系统保持稳定的均流效果, 还有待解决, 希望在日后的研究工作中不断改善该问题。

参 考 文 献

- [1] 吴智, 张小平. 电流模式 Buck-Boost 变换器的混沌控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2018, 30(8): 51-57.
- [2] 颜秀秀, 徐辉. 四翼混沌系统分析和同步控制[J]. 控制工程, 2021, 28(4): 681-686.
- [3] YANG Y, LI D, WANG D. Dynamic analysis of the switched-inductor Buck-Boost converter based on the memristor[J]. Electronics, 2021, 10(4): 452.

- [4] ZHU B, FAN Q, LI G. et al. Chaos suppression for a Buck converter with the memristive load[J]. *Analog Integr Circ Sig Process*, 2021, 107(2), 309-318.
- [5] 左兆伦, 俞翔. 混沌同步控制策略构造方法研究[J]. *振动与冲击*, 2020, 39(13): 170-175.
- [6] 张秀丽. 峰值-谷值电流控制 Buck 变换器输出电容对称时间常数研究[J]. *电子测量技术*, 2021, 44(6): 6-10.
- [7] 张笑笑, 储昭碧, 董学平. 基于滑动平均的并联 Buck 变换器均流控制[J]. *电子测量与仪器学报*, 2018, 32(10): 177-182.
- [8] 余文婷. 基于混沌同步的 DC/DC Boost 变换器并联均流控制[D]. 广州: 华南理工大学, 2010.
- [9] 杨汝, 许百如, 陈滢. 基于混沌同步的均流电路研究[J]. *广州大学学报(自然科学版)*, 2006(1): 15-19.
- [10] 蒋永年, 冯平, 王维俊, 蹇洁. Boost 变换器的混沌现象与同步仿真研究[J]. *电源技术*, 2012, 36(11): 1717-1721.
- [11] 杨汝, 张超. 单端正激电路的并联分叉和混沌同步均流[J]. *广州大学学报(自然科学版)*, 2005(5): 415-419.
- [12] 冷文鹏, 逢海萍. 双向 DC/DC 变换器 Boost 模式下的建模及控制[J]. *电子测量技术*, 2019, 42(6): 6-11.
- [13] GAO P, MIN F, LI C. et al. Dynamical analysis of boundary behaviors of current-controlled DC-DC Buck converter [J]. *Nonlinear Dyn*, 2021, 106 (3): 2203-2228.
- [14] 贾美美, 张国山, 牛弘. 基于改善关联性 Buck 变换器的混沌控制[J]. *物理学报*, 2013, 62(13): 116-123.
- [15] 靳惠雅. DC-DC Buck 变换器分岔和混沌现象分析及控制研究[D]. 哈尔滨: 东北农业大学, 2017.
- [16] 罗辞勇, 肖发福, 唐书窗. 电压模式 Buck 变换器混沌建模与控制研究[J]. *计算机仿真*, 2014, 31(9): 151-155.
- [17] SINGHA A, KAPAT S, BANERJEE S, et al. Nonlinear analysis of discretization effects in a digital current mode controlled boost converter [J]. *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, 2015, 5(3): 336-344.
- [18] 贾美美, 张国山. 电压控制型 Buck 变换器的混沌控制[J]. *电子科技大学学报*, 2016, 45(2): 208-214.

作者简介

马幼捷, 博士, 教授, 主要研究方向为新能源发电技术、智能电网等。

E-mail: zxsmyj@126.com

王硕, 硕士研究生, 主要研究方向为 DC-DC 变换器的混沌控制。

E-mail: ws99111@126.com

周雪松, 博士, 教授, 主要研究方向为电力系统及其自动化、新能源发电技术。

E-mail: zxsmyj@126.com

王宇隆, 硕士研究生, 主要研究方向为智能控制、大型充电桩并网技术。

E-mail: wyl210@126.com