

一种改进型多单元开关电感升压变换器的 自适应电流控制方法

何卓霖¹, 张桂东¹, 林伟群², 乐卫平²

(1. 广东工业大学 自动化学院, 广东省 广州市 510006;

2. 深圳市恒运昌真空技术有限公司, 广东省 深圳市 518101)

Adaptive Current-mode Control of Improved Multi-cell Switched-inductor Boost Converter

HE Zhuolin¹, ZHANG Guidong¹, LIN Weiqun², LE Weiping²

(1. School of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, Guangdong Province, China;

2. Shenzhen CSL Vacuum Science & Technology Co., Ltd., Shenzhen 518101, Guangdong Province, China)

ABSTRACT: Compared to the traditional multi-cell switched-inductor boost converters, the improved multi-cell switched-inductor boost converters (InSL-Boost) are more widely used due to its unique features of higher voltage gain and lower power loss without extra components. The conventional current mode control strategies are normally utilized in these converters, however, there are some instability problems under conditions of the variable or unknown loads. To solve this problem, an adaptive current-mode control method is developed, which may stabilize the output disturbance more accurately and timely compared to the traditional ones. The controller is designed and validated via the simulations and experiments. All results show that the proposed adaptive current-mode control method based on the InSL-Boost converter has better adaptive performance accounting for the load variations, which also reveal that the effectiveness of the proposed method under the load variations.

KEY WORDS: InSL-boost converter; adaptive current-mode control; control method; load variations

摘要: 相对传统多单元开关电感升压变换器,改进型多单元开关电感升压变换器(improved multi-cell switched-inductor boost converter, InSL-Boost)在不增加器件的前提下,能够获得更高的电压增益以及更低的功耗损失而被广泛应用。针对该变换器,一般采用传统电流型控制策略,然而,当负载多变或未知时有可能引起控制失稳等问题。对此,采用一种自适应电流模式控制方法对其进行调节,使用该控制方法能够更准确、及时地应对负载的扰动。同时,对采用自适应电

流模式控制方法的控制器进行设计,并进行了仿真和实验验证。结果表明,所提出的自适应电流模式控制策略更适合改进型多单元开关电感升压变换器的负载变化情况,同时也验证了所提出的控制方法在负载扰动下的有效性。

关键词: 改进型多单元开关电感升压变换器; 自适应电流模式控制; 控制策略; 负载扰动

DOI: 10.13335/j.1000-3673.pst.2021.1740

0 引言

考虑到当今社会日益增长的能源需求,风能、燃料电池、光伏等清洁和可再生能源的发展需得到重视,以取代传统的不可再生能源。然而,这些可再生能源产生的输出电压需要应用升压变换器以兼容并入电网。在实际应用中,基础的升压变换器由于其自身的拓扑结构和寄生参数,只能实现非常有限的电压增益,并不能满足可再生能源系统的要求^[1],采用级联升压变换器能够提供高电压增益,但级联升压变换器的开关数量和高开关电压应力是其发展的一大限制^[2]。

为解决这些问题,在模块拓扑和连接方式上进行了创新与结合^[3-12],其中的开关电容和开关电感技术得到了广泛的应用。开关电容技术是最受欢迎的一种,然而电解电容的寿命阻碍了开关电容技术的应用。

鉴于此,在可再生能源兼容并入电网的可供选择的方法中,开关电感技术^[13-14]成为了一种优选的方案。在开关电感技术中传统多单元开关电感变换器是最典型的一种^[15-16],然而此种技术存在着随着元件增加,元件的电流应力会急剧上升的限制,最

基金项目: 国家自然科学基金项目(62003091)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (NSFC) (62003091).

终导致低稳定性、高成本和高损耗方面的问题。而文献[17]中提出的一种改进型多单元开关电感升压变换器(improved multi-cell switched-inductor boost converter, InSL-Boost)(其中 n 为该变换器电感的数目)不仅可以实现更高的实际电压增益,还可以降低二极管电流,从而使得 InSL-Boost 变换器在同等组件的情况下有着比传统多单元开关电感变换器更高的效率(最高可达 94%)。

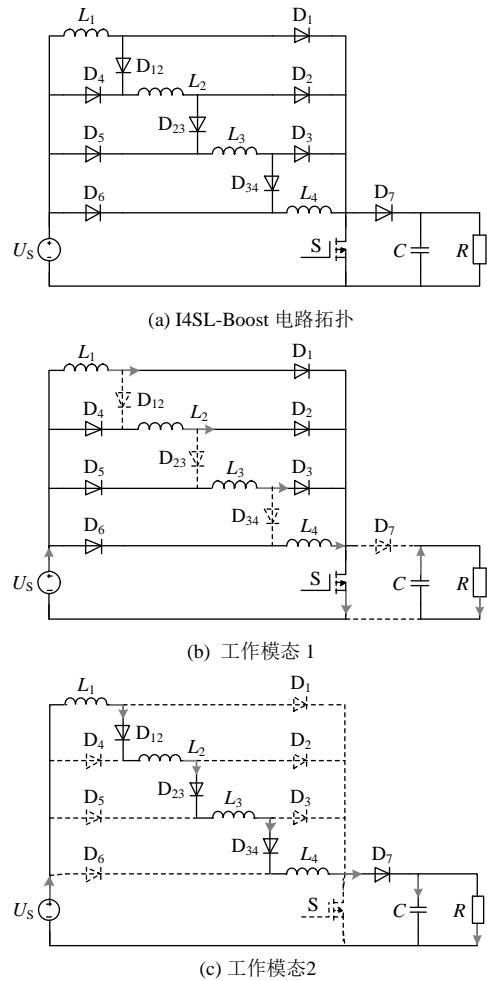
多单元开关电感升压变换器以其增益高、体积小、重量轻等独特优点在工业应用中得到了广泛应用。升压单元的数量越多使得电压增益越高,与此同时,其拓扑结构将变得更加复杂,系统也会趋于不稳定,其控制器的设计也更加困难。近年来,一系列方法已被提出来应对上述问题。文献[18-20]提出了一种多单元转换器的分布式控制方法,这种模块化设计可以在不改变物理控制机制的情况下通过添加额外的单元进行扩展。然而,这种方法只能应用于有限数量的拓扑,并且缺乏抗扰动能力。文献[21-22]中的单周期控制利用前馈控制得以抑制输入扰动和输出扰动,但其动态负载性能不理想,且需要较多的电流测量元件。

文献[23-24]中电流模式控制(current mode control)采用间接控制的思路仅用 2 个测量元件,满足了高增益直流变换器在高占空比下的控制要求,同时克服了 Boost 型变换器因其非最小相位特性导致的控制器设计难题。然而文献[23-24]中的电流模式采用的参考电感电流是根据负载 R 的标称值计算而来的,在实际系统中 R 会发生改变,当 R 未知时,也无法计算出参考电感电流的值。

因此,本文基于一种自适应电流模式控制方法^[25],通过对 InSL-Boost 变换器输出负载的逆估计来实现对实际参考电流的跟踪,使得负载发生改变时参考电感电流能够根据负载的变化而进行调整。实验结果表明,采用自适应电流模式控制的控制器有着良好的动态负载性能。

1 I4SL-Boost 变换器的建模

为便于展示自适应电流模式控制器对 InSL-Boost 变换器的控制效果,本文的 InSL-Boost 变换器选用 $n=4$, 即 I4SL-Boost 变换器^[17]。图 1 为该 I4SL-Boost 变换器工作在电感电流连续模式(continuous current mode, CCM)下的原理图,其中图 1(a)为 I4SL-Boost 的电路拓扑,图 1(b)为开关管 S 导通状态下的电路原理图,图 1(c)为开关管 S 关断状态下的原理图。



U_s —输入电压; S—开关管; D—二极管;
L—开关电感; C—输出电容; R—输出负载。

图 1 I4SL-Boost 电路拓扑及工作模式
Fig. 1 Topology and operational modes of I4SL-Boost converter

图 1 中,开关管导通时,图 1(b)的各电感电流和输出电容电压的表达式为

$$\dot{\mathbf{x}}_0 = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_0 + \mathbf{B}_1 U_s \tag{1}$$

式中: U_s 为 I4SL-Boost 变换器的输入电压; $\mathbf{x}_0 = [i_{L1} \ i_{L2} \ i_{L3} \ i_{L4} \ u_C]^T$, i_{L_i} 为流过第 i 个电感的电流, u_C 为输出电容的电压。状态矩阵 \mathbf{A}_1 和输入矩阵 \mathbf{B}_1 分别为

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_1 = [\frac{1}{L_1} \ \frac{1}{L_2} \ \frac{1}{L_3} \ \frac{1}{L_4} \ 0]^T$$

开关管关断时,图 1(c)的各电感电流和输出电容电压的表达式为

$$\dot{\mathbf{x}}_0 = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}_0 + \mathbf{B}_2 U_s \tag{2}$$

其中:

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1/(\sum_{i=1}^4 L_i) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/(\sum_{i=1}^4 L_i) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/(\sum_{i=1}^4 L_i) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/(\sum_{i=1}^4 L_i) \\ \frac{1}{4C} & \frac{1}{4C} & \frac{1}{4C} & \frac{1}{4C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

$$B_2 = [\frac{1}{\sum_{i=1}^4 L_i} \quad \frac{1}{\sum_{i=1}^4 L_i} \quad \frac{1}{\sum_{i=1}^4 L_i} \quad \frac{1}{\sum_{i=1}^4 L_i} \quad 0]^T$$

根据状态空间平均模型对 I4SL-Boost 变换器建模, 联立式(1)(2), I4SL-Boost 变换器的状态空间模型可表示为

$$\dot{x}_0 = [dA_1 + (1-d)A_2]x_0 + [dB_1 + (1-d)B_2]U_s \quad (3)$$

式中 d 为开关管 S 的占空比。

在 I4SL-Boost 变换器中, 各电感的值 $L_1=L_2=L_3=L_4=L$, 则电感电流为 $i_{L1}=i_{L2}=i_{L3}=i_{L4}=i_L$ 。

式(3)可改写为

$$\begin{cases} \dot{i}_L = (\frac{d}{L} + \frac{1-d}{4L})U_s - \frac{1-d}{4L}u_C \\ \dot{u}_C = \frac{1-d}{C}i_L - \frac{1}{RC}u_C \end{cases} \quad (4)$$

即

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d}{4L} \\ \frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{d}{L} + \frac{1-d}{4L} \\ 0 \end{bmatrix} U_s$$

式中 $x=[i_L \ u_C]$, 令 $\dot{x}=0$, 得到各个变量的稳态值:

$$\begin{cases} I_L = \frac{3D+1}{R(D-1)^2}U_s \\ U_C = \frac{3D+1}{1-D}U_s \end{cases} \quad (5)$$

式中 I_L 、 U_C 、 D 分别为 i_L 、 u_C 、 d 的稳态值。系统稳定时, 输出电压 $U_O=U_C=U_d$, 代入式(5), 得到:

$$D = \frac{U_d - U_s}{U_d + 3U_s} \quad (6)$$

则电感电流的稳态值表达式为

$$I_L = \frac{U_d(U_d + 3U_s)}{4U_s} \frac{1}{R} \quad (7)$$

2 自适应电流模式控制的设计

2.1 自适应电流模式控制

传统电流模式控制器的控制方法^[26]如下:

$$d = D - K_{Pi}(i_L - I_{La}) - K_{It} \int_0^t (u_o(\tau) - U_d) d\tau \quad (8)$$

但采用传统电流模式控制器在面对负载 R 多变以及难以测量情况时有可能会因为控制参数无法在线改变而出现控制失稳的情况^[25], 对此可以采用以下自适应电流模式控制方法设计控制器:

$$d = D - K_p(i_L - \hat{I}_{La}) \quad (9)$$

其中, 参考电流估计值表示如下:

$$\hat{I}_{La} = \frac{U_d(U_d + 3U_s)}{4U_s} \hat{\theta} \quad (10)$$

在式(10)中, $\hat{\theta}$ 是对负载电阻倒数 $\theta=1/R$ 的估计值, 采用归一化的自适应算法对该值进行逆估计^[27]:

$$\dot{\hat{\theta}} = -2\rho \frac{k e_2}{1+k^2 e_2^2} \quad (11)$$

式中 $e_2 = v_o - U_d$, k 和 ρ 为可设定的增益参数。

对式(11)求导:

$$\ddot{\hat{\theta}} = -2\rho \frac{k(1-k^2 e_2^2)}{(1+k^2 e_2^2)^2} \quad (12)$$

令式(12)左边 $\ddot{\hat{\theta}}=0$, 此时, $e_2=\pm 1/k$, 则式(11)中 $\dot{\hat{\theta}}=\pm\rho$, 即对任意时刻, $\dot{\hat{\theta}}$ 的值都满足 $|\dot{\hat{\theta}}|\leq\rho$, 因此用户可以自由设定一个估计值斜率的最大值, 保证系统的零极点都在左半平面内。

2.2 自适应电流模式控制系统的稳定性分析

对自适应电流模式控制器进行近似稳定分析, 结合 Lyapunov 间接方法^[28]及劳斯判据, 得到控制参数 K_p 、 K_a ($K_a=k\rho$) 的稳定区域如图 2 阴影部分所示(详细计算过程参见附录 A)。需要注意的是, 当 InSL-Boost 变换器的并联级数 n 过大时, 元件的寄生参数将无法忽略, 此时本节所用的近似稳定分析方法中的模型不再近似等效该系统, 若需要进行稳定性分析则应该从变换器在级数 n 下的建模开始重新进行计算。

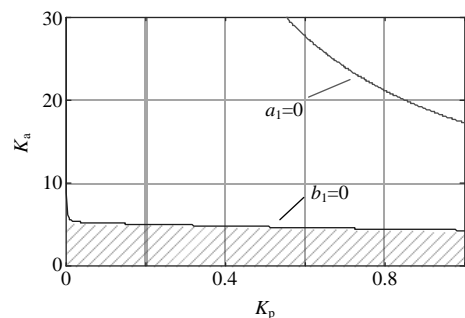


图 2 自适应电流模式控制器的稳定工作区域
Fig. 2 Stable operational area under adaptive current-mode controller

3 仿真设计和结果

根据设计要求, 仿真参数采用: $U_s=10V$; $U_d=30V$; $R=200\Omega$; $L=350\mu H$; $C=220\mu F$ 。其中主电路的参数设计可由文献[4]的结论得到, 由于篇幅有

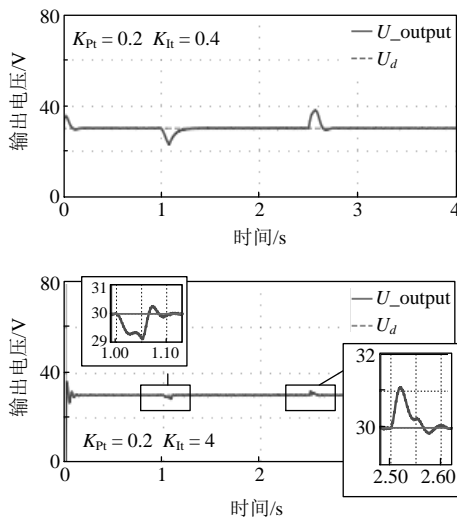
限, 本文没有给出详细的推论。为展示自适应电流模式控制器对 I4SL-Boost 变换器的控制效果, 设置 3.1、3.2 节的仿真。

3.1 与传统电流型控制方法的比较

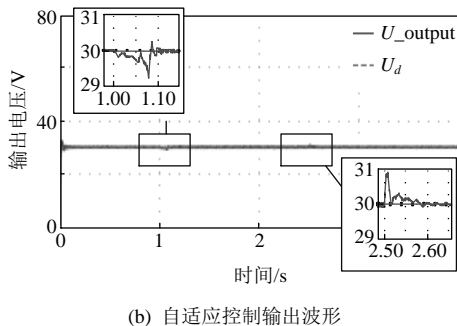
当负载变化剧烈时, 将采用传统电流控制策略的 I4SL 变换器与采用自适应电流控制策略的 I4SL 变换器输出波形进行比较。

在 $t=1s$ 时负载由 200Ω 变化到 40Ω , 在 $t=2.5s$ 时负载由 40Ω 变化到 200Ω 。图 3(a) 为采用式(8)传统控制策略的输出波形, 控制参数分别取 $K_{Pi}=0.2$ 、 $K_{Ii}=0.4$ 和 $K_{Pi}=0.2$ 、 $K_{Ii}=4$; 图 3(b) 为采用式(9)所示自适应电流型控制策略的输出波形, 其中 $K_p=0.2$ 、 $K_a=k_\rho=1 \times 1$ 。

当负载发生剧烈变化时, 采用传统电流型控制策略的 I4SL 变换器超调量最大超过 3%, 调节时间超过 0.1s, 与之对比, 采用自适应电流控制策略的 I4SL 变换器超调量最大不超过 3%, 调节时间小于 0.1s, 有着更优的调节时间以及超调量, 在负载剧烈扰动引起的电压急剧变化后能够更快地回调到参考值。



(a) 传统电流控制输出波形(分别取 $K_{Pi}=0.2$ 、 $K_{Ii}=0.4$ 和 $K_{Pi}=0.2$ 、 $K_{Ii}=4$)



(b) 自适应控制输出波形

图 3 负载由 200Ω 变化到 40Ω

Fig. 3 Load variation from 200Ω to 40Ω

3.2 受到扰动时的输出响应

采用式(9)所示自适应电流型控制策略, 其中 $K_p=0.2$, $K_a=k_\rho=1 \times 1$, 设置 3.2.1、3.2.2、3.2.3 节的

扰动。

3.2.1 负载扰动

$t=1.5s$ 时负载由 200Ω 变化到 100Ω , $t=2.5s$ 时由 100Ω 变化到 200Ω , 图 4 展示了采用自适应电流控制的 I4SL 变换器的输出波形, 以及自适应参数 $\hat{\theta}$ 跟踪负载倒数 $\theta=1/R$ 变化的波形图。

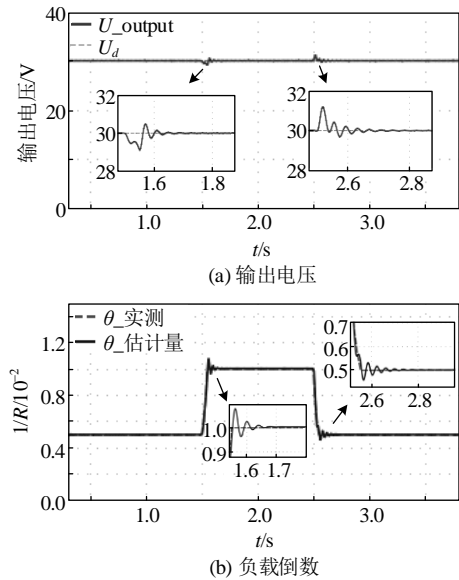


图 4 负载扰动

Fig. 4 Load disturbance

负载减小时, 占空比还没来得及变化, 仿真中非理想电路的输出电压受负载的影响而减小, 输出电压与参考电压之间的误差使得自适应参数 $\hat{\theta}$ 随着负载的实际值而发生变化, 此后式(9)中自适应参考电流估计值升高, 占空比增大, 随后输出电压在 0.1s 内达到参考值, 能够在稳定输出电压的同时快速而准确地实现对负载实际值的跟踪, 反之亦然。

3.2.2 输入电压扰动

$t=1.5s$ 时输入电压 U_s 由 $10V$ 变化到 $14V$, $t=2.5s$ 时由 $14V$ 变化到 $10V$, 图 5 展示了采用自适应电流控制的 I4SL 变换器的输出波形。

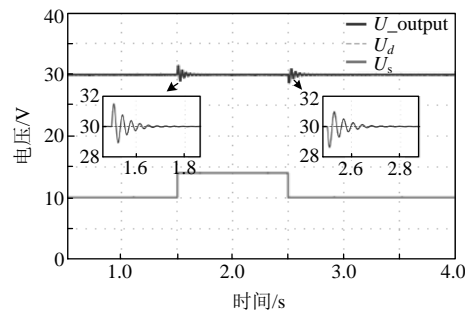


图 5 输入电压扰动

Fig. 5 Input voltage disturbance

输入电压产生 +4V 的扰动时, 输出电压将短暂升高并与参考电压产生误差, 参考电流估计值也随之减小, 导致占空比减小, 输出电压可以在产生 1V

的扰动后的 0.1s 恢复到输出电压参考值，输入电压扰动为负值时情况也与之类似，采用自适应电流模式控制的 I4SL-Boost 可以有效消除输入扰动对输出电压造成的影响。

3.2.3 参考电压变动

$t=1.5s$ 时参考电压 U_d 由 30V 变化到 36V, $t=2.5s$ 时由 36V 变化到 30V, 图 6 展示了采用自适应电流控制的 I4SL 变换器的输出波形。

参考电压发生 +6V 的变动，随后与输出电压产生的误差使参考电流估计值增加，导致占空比增加，输出电压也随之上升，且输出电压调节时间小于 0.2s, 反之亦然。通过与参考电压波形对比可以看出输出电压能够快速精准地跟随参考电压的变动。

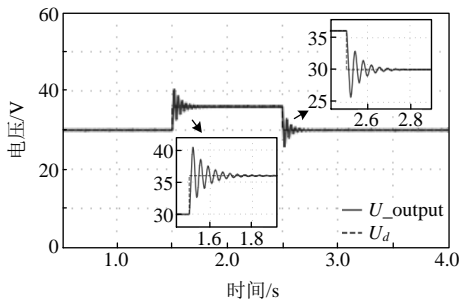


图 6 参考电压变动

Fig. 6 Reference voltage disturbance

4 实验验证

4.1 实验平台

前文对采用自适应电流控制方法的改进型多单元开关电感升压变换器进行了控制器的设计及仿真，得出对于文中的 I4SL-Boost 变换器，在其他条件相同的情况下，对比传统电流型控制策略，自适应电流控制策略有着更优的控制效果。为证实该控制策略在实际系统中的性能，在实验室搭建如图 7 所示的实验平台进行测试。其中控制器采用 dSPACE

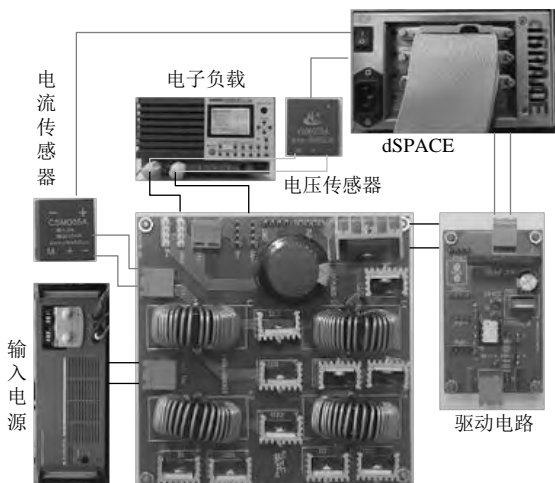


图 7 I4SL-Boost 变换器实验平台

Fig. 7 Experimental platform of I4SL-boost converter

公司型号为 DS1103 的 DSP，负载采用 KIKUSUI 公司型号为 PLZ334WH 的电子负载。使用如下电路参数进行实验： $U_s=10V$, $U_d=30V$, $R=200\Omega$, $L=350\mu H$, $C=220\mu F$ 。此外，使用的开关频率为 10kHz。

4.2 传统电流型控制策略的输出波形

采用式(8)所示控制方法，分别对使用传统电流型控制策略的 I4SL-Boost 变换器进行负载变动和输入电压变动实验，其中 $K_{p1}=0.2$, $K_{i1}=4$ 。得出的输出响应波形如图 8 所示。

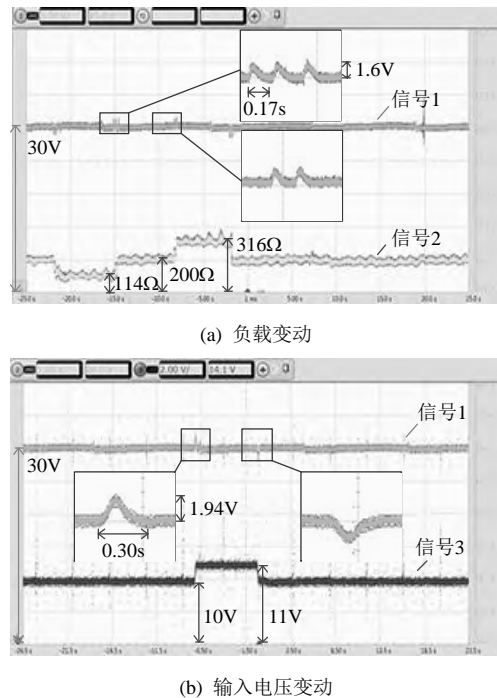


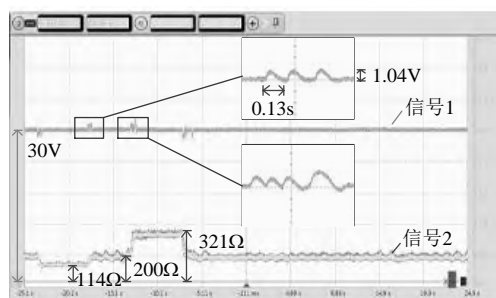
图 8 传统电流型控制策略实验波形

Fig. 8 Experimental results under traditional current-mode control

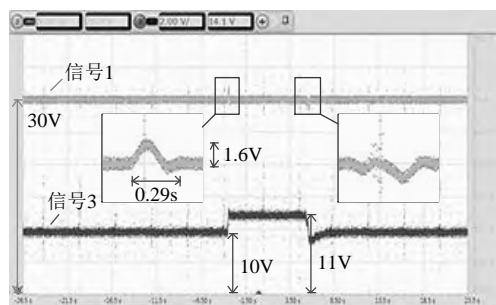
其中，图 8(a)的信号 1 为输出电压，信号 2 为负载的阻值；图 8(b)的信号 1 为输出电压，信号 3 为输入电压。负载在一次跳变过程中不是直接跳到对应阻值，而是呈阶梯式上升，在传统电流模式控制策略下输出电压将在短暂上升约 1.6V 后在 0.17s 左右迅速调整占空比，令输出电压回调至参考电压的 30V, 且因控制的动作时间小于一次跳变过程所用的时间，故在一次负载跳变过程中输出电压会呈现出多次波动回调的波形；而输入电压变动实验中输入电压可视为直接变动，输出电压在短暂上升 1.94V 后由于控制器的反馈调节，占空比减小，输出电压在 0.3s 内被迅速调节至 30V。

4.3 自适应电流模式控制策略的输出波形

采用式(9)–(11)所示的控制方法，分别对使用传统电流型控制策略的 I4SL-Boost 变换器进行负载变动和输入电压变动实验，其中 $K_p=0.2$, $K_a=k\rho=1\times 1$ 。得出输出响应波形如图 9 所示。



(a) 负载变动实验



(b) 输入电压变动实验

图9 自适应电流模式控制策略实验波形

Fig. 9 Experimental results under adaptive current-mode control

其中,图9(a)的信号1为输出电压,信号2为负载的阻值;图9(b)的信号1为输出电压,信号3为输入电压。在自适应电流模式控制策略的负载变动实验中,负载在一次跳变过程中由于与4.1节相同的原因,输出电压波形会出现多次的上升与回落,每一次输出电压的上升都会与参考电压产生误差,使得参考电流估计值 \hat{I}_{La} 随着负载的改变而减小,占空比减小,输出电压在上升约1.04V后能在0.13s内回落至30V的参考电压值;在自适应电流模式控制策略的输入电压变动实验中,输入电压的骤然升高导致输出电压升高并与参考电压产生误差,该误差将通过令参考电流估计值 \hat{I}_{La} 减小而使占空比减小,输出电压在上升1.6V后能在0.29s内被控制回到参考电压30V。

在仿真和实验结果中可以看到,使用自适应电流模式控制策略的I4SL-Boost变换器可以在负载电阻、输入电压等外界因素对输出电压产生影响调整自身的控制参数,使得该控制参数适应外界环境的变化而对自身的占空比做出调整,同时相较于使用传统电流模式控制策略的I4SL-Boost变换器,采用自适应电流模式控制策略的I4SL-Boost变换器在超调量和稳定时间等指标上都具有较好的优越性。

5 结论

本文对采用自适应电流模式控制方法的I4SL-Boost变换器的控制器进行了设计及稳定性分析,

得出相应的控制参数。与传统电流模式控制器相比,自适应电流模式控制器能根据负载的变化在线调节参考电流的参数,而不用依赖于参考电流的离线输入。通过负载扰动实验,验证了采用自适应电流模式控制的I4SL-Boost变换器能够根据负载的变化改变自身的控制参数,实现对负载扰动的自适应控制,通过输入电压扰动以及参考电压变动等试验,采用自适应电流控制策略的I4SL-Boost变换器在同等控制增益下,其在超调量以及调节时间上有着更优越的控制性能。此外,本文在自适应电流模式控制器进行近似稳定分析中仅对并联级数不高的I4SL-Boost变换器进行分析,电路的寄生参数对电路的影响可以忽略,当InSL-Boost变换器的并联级数继续增加时,应该进一步考虑寄生参数等杂散参数的功耗对电路和控制器设计的影响。

附录见本刊网络版(<http://www.dwjs.com.cn/CN/1000-3673/current.shtml>)。

参考文献

- [1] 陈艳峰, 陈曦, 张波, 等. 一种实现DC/DC变换器高增益运行的新方法[J]. 电力电子技术, 2017, 51(12): 4.
CHEN Yanfeng, CHEN Xi, ZHANG Bo, et al. A new scheme to realize the high-gain of DC/DC converters[J]. Power Electronics, 2017, 51(12): 4(in Chinese).
- [2] ZHANG Guidong, LI Zhong, ZHANG Bo, et al. Power electronics converters: past, present and future[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2018, 81: 2018-2044.
- [3] SIWAKOTI Y P, BLAABJERG F. Single switch nonisolated ultra-step-up DC-DC converter with an integrated coupled inductor for high boost applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(11): 8544-8558.
- [4] ZHANG Guidong, ZHANG Bo, LI Zhong, et al. A 3-Z-network boost converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(1): 278-288.
- [5] AMREI S R H, 徐殿国, 郭德胜. 一种大负载和变电压输入条件下大功率DC/DC变换器的新型控制策略[J]. 电网技术, 2006, 30(6): 53-58.
AMREI S R H, XU Dianguo, GUO Desheng. A new control strategy for high power DC/DC converters under large load and input voltage variations[J]. Power System Technology, 2006, 30(6): 53-58(in Chinese).
- [6] 冉岩, 刘鸿鹏, 刘宽, 等. 一种基于改进单相Y源逆变器的功率解耦方法[J]. 电网技术, 2018, 42(1): 8.
RAN Yan, LIU Hongpeng, LIU Kuan, et al. A Power Decoupling Solution Based on Improved Single-Phase Y-Source Inverter[J]. Power System Technology, 2018, 42(1): 8(in Chinese).
- [7] HUBER J E, KOLAR J W. Optimum number of cascaded cells for high-power medium-voltage AC-DC converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(1): 213-232.
- [8] 冉岩, 刘鸿鹏, 刘宽, 等. 改进Y源并网逆变器的能量成型控制策略[J]. 电网技术, 2018, 42(10): 3369-3376.
RAN Yan, LIU Hongpeng, LIU Kuan, et al. Energy-shaping control strategy of improved Y-source inverter[J]. Power System Technology,

- 2018, 42(10): 3369-3376(in Chinese).
- [9] 陈磊. 基于开关电容网络的 DC-DC 变换器研究[D]. 无锡: 江南大学, 2016.
- [10] LI Wuhua, LI Weichen, XIANG Xin, et al. High step-up interleaved converter with built-in transformer voltage multiplier cells for sustainable energy applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6): 2829-2836.
- [11] FOREST F, HUSELSTEIN J J, MARTIRÉ T, et al. A nonreversible 10-kW high step-up converter using a multicell boost topology[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 151-160.
- [12] TANG Yu, WANG Ting, FU Dongjin. Multicell switched-inductor/switched-capacitor combined active-network converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(4): 2063-2072.
- [13] 吴冬春, 吴云亚, 阚加荣, 等. 基于耦合电感的输入电流连续型高增益准 Z 源逆变器[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(22): 125-131. WU Dongchun, WU Yunya, KAN Jiarong, et al. Coupled-inductor Based High Gain Quasi-Z-source Inverters with Continuous Input Current[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(22): 125-131(in Chinese).
- [14] HO A V, CHUN T W, KIM H G. Extended boost active-switched-capacitor/switched-inductor quasi-Z-source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(10): 5681-5690.
- [15] NGUYEN M K, LIM Y C, PARK S J, et al. Family of high-boost Z-source inverters with combined switched-inductor and transformer cells[J]. IET Power Electronics, 2013, 6(6): 1175-1187.
- [16] HO A V, CHUN T W, KIM H G. Development of multi-cell active switched-capacitor and switched-inductor Z-source inverter topologies[J]. Journal of Power Electronics, 2014, 14(5): 834-841.
- [17] ZHANG Guidong, WANG Zhiyang, IU H H C, et al. Unique modular structure of multicell high-boost converters with reduced component currents[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 7795-7804.
- [18] 邓凯, 梅军, 郑建勇, 等. 改进型开关电感准 Z 源逆变器[J]. 电网技术, 2013, 37(11): 3254-3261. DENG Kai, MEI Jun, ZHENG Jianyong, et al. Improved switched-inductor quasi-Z source inverter[J]. Power System Technology, 2013, 37(11): 3254-3261(in Chinese).
- [19] PEREZ M A, ESPINOZA J R, RODRIGUEZ J R, et al. Regenerative medium-voltage AC drive based on a multicell arrangement with reduced energy storage requirements[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(1): 171-180.
- [20] DU TOIT J A, BEUKES H J. A distributed control strategy for multi-cell converters[C]//APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Anaheim: IEEE, 2001: 88-93.
- [21] MARTÍNEZ-GARCÍA H, BOLEA Y, GRAU-SALDES A. One-cycle control-based linear-assisted DC/DC regulator for photovoltaic outdoor robotic recharger[C]//2015 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP). Taormina: IEEE, 2015: 555-560.
- [22] ZHANG Guidong, ZOU Siyuan, YU S S, et al. Enhanced one-cycle control for multicell power converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8846-8856.
- [23] CERVANTES I, GARCIA D, NORIEGA D. Linear multiloop control of quasi-resonant converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(5): 1194-1201.
- [24] CHINCHOLKAR S H, CHAN C Y, et al. Investigation of current-mode controlled cascade boost converter systems: dynamics and stability issues[J]. IET Power Electronics, 2016, 9(5): 911-920.
- [25] CHAN C Y, CHINCHOLKAR S H, JIANG Wentao. Adaptive current-mode control of a high step-up DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9): 7297-7305.
- [26] CHAN C Y. Comparative study of current-mode controllers for a high-order boost DC-DC converter[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(1): 237-243.
- [27] IOANNOU P A, SUN Jing. Robust adaptive control[M]. Upper Saddle River: Prentice Hall, 1995.
- [28] LUO Fanglin, YE Hong. Advanced DC/DC converters[M]. London: CRC Press, 2003.



何卓霖

在线出版日期: 2021-10-29。

收稿日期: 2021-08-30。

作者简介:

何卓霖(1997), 男, 硕士研究生, 研究方向为 DC-DC 变换器的控制方法, E-mail: 2112004018@mail2.gdut.edu.cn;

张桂东(1986), 男, 通信作者, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为电力电子与电力传动、高性能电能拓扑设计与控制、电能拓扑阻抗机理研究、新能源发电与储能、家庭微网能量管理等, E-mail: guidong.zhang@gdut.edu.cn;

林伟群(1985), 男, 高级工程师, 研究方向为射频电源;

乐卫平(1975), 男, 高级工程师, 研究方向为射频电源。

(责任编辑 马晓华)

附录 A

自适应电流模式控制器控制参数的稳定性分析方法:

为了对自适应电流控制器进行近似稳定分析, 定义以下误差:

$$e_1 = i_L - I_L, e_2 = u_o - U_d, e_3 = \hat{\theta} - \theta. \quad (\text{A1})$$

将(11)、(A1)代入(A2), 得到误差的动态方程:

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= -\frac{1-d}{4L}(e_2 + U_d) + \frac{1+3d}{4L}U_s \\ \dot{e}_2 &= \frac{1-d}{C}(e_1 + I_L) - \frac{1}{RC}(e_2 + U_d) \\ \dot{e}_3 &= -2\rho \frac{ke_2}{1+k^2e_2^2} \end{aligned} \quad (\text{A2})$$

其中

$$d = D - K_p \left(e_1 - \frac{\hat{\theta} - \frac{1}{U_s} R U_d^2}{U_s} \right)$$

从(A2)可得到误差的平衡点:

$$e_{1\infty} = e_{2\infty} = e_{3\infty} = 0 \quad (\text{A3})$$

利用平衡点对(A2)线性化, 基于 Lyapunov 间接方法^[32]分析得到以下线性化系统:

$$\dot{z} = Mz \quad (\text{A4})$$

式中 $z = [z_1 \ z_2 \ z_3]^T$, $z_1 = e_1 - e_{1\infty}$, $z_2 = e_2 - e_{2\infty}$, $z_3 = e_3 - e_{3\infty}$;
 $M =$

$$\begin{bmatrix} -K_p \frac{3U_s + U_d}{4L} & \frac{D-1}{4L} & K_p \frac{3U_s + U_d}{4L} \\ \frac{D-1}{C} - U_d K_p \frac{3U_s + U_d}{4CRU_s} - \frac{1}{RC} & -K_p \frac{U_d^2(3U_s + U_d)^2}{16RCU_s^2} & \\ 0 & -2K_a & 0 \end{bmatrix}$$

其特征多项式 $p(s) = |sI - M| = 0$ 表示为:

$$p = s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 \quad (\text{A5})$$

令 $K_a = k\rho$, 劳斯判据如(18)所示:

$$\begin{array}{cccc} s^3 & 1 & a_1 & 0 \\ s^2 & a_2 & a_0 & 0 \\ s^1 & b_1 & 0 & 0 \\ s^0 & c_1 & 0 & 0 \end{array} \quad (\text{A6})$$

$$b_1 = \frac{a_2 a_1 - a_0}{a_2}; \quad c_1 = a_0$$

其中:

$$a_2 = (3U_s + U_d)/(4L)K_p + 1/(CR);$$

$$a_1 = [(-U_d^2(3U_s + U_d)^2)/(8CRU_s^2)K_a + (3U_s + U_d) \cdot (4U_s + U_d - DU_d)/(16CLRU_s^2)]K_p + (D^2 - 2D + 1)/(4CL);$$

$$a_0 = (-U_d(3U_s + U_d)^2(D-1))/(8CLU_s)K_a K_p.$$

为了便于说明, 对于上述所有等式, 采用以下电气参数: $U_s = 10\text{V}$; $U_d = 30\text{V}$; $R = 200\Omega$; $L = 0.00035\text{H}$; $C = 0.00022\text{F}$.

则:

$$a_2 = 42857K_p + 22.7273;$$

$$a_1 = (-92045K_p)K_a + 146100K_p + 1443000;$$

$$a_0 = 1.1688 \times 10^{10} K_a K_p;$$

$$b_1 = ((-173570000K_p^2 - 514360000K_p)/(1885.7K_p + 1))K_a + 146100K_p + 1443000;$$

$$c_1 = a_0 = 1.1688 \times 10^{10} K_a K_p; \quad K_a = k\rho.$$

根据劳斯判据, 当多项式系数和劳斯判据表的第一列系数都为大于零的数时, 系统稳定, 也即:

$$\left. \begin{aligned} &42857K_p + 22.7273 > 0 \\ &1.443 \times 10^6 - K_p(9.2045 \times 10^4 K_a - 1.461 \times 10^5) > 0 \\ &1.1688 \times 10^{10} K_a K_p > 0 \\ &\frac{-1.7357 \times 10^8 K_p^2 - 5.1436 \times 10^8 K_p K_a + 1885.7K_p + 1}{1885.7K_p + 1} > 0 \\ &(1.461 \times 10^5)K_p + 1.443 \times 10^6 > 0 \end{aligned} \right\} \quad (\text{A7})$$

$K_p > 0$, $K_a > 0$, 则在 $K_a - K_p$ 坐标系中, 得到如图 2 阴影部分所示的控制参数的稳定区域。