

文章编号:0258-8013 (2002) 01-0110-06

DC/DC 升压变换器串级控制

吴 忠, 李 红, 左 鹏, 刘伟志

(铁道部科学研究院机车车辆研究所, 北京 100081)

CASCADE CONTROL OF DC/DC BOOST CONVERTERS

WU Zhong, LI Hong, ZUO Peng, LIU Wei-zhi

(Locomotive and Car Research Institute, China Academy of Railway Sciences, Beijing 100081, China)

ABSTRACT: In order to improve the control performance of DC/DC boost converters, a cascade controller is adopted. The outer loop of the cascade controller adopts conventional PI control algorithm and takes the capacitor voltage as the controlled variable; the inner one adopts self-tuning PI control algorithm and takes the inductor current as the controlled variable. This kind of controller not only can overcome the difficulties resulted from the non-minimum phase property of DC/DC boost converters, but also can make the controlled system achieve excellent dynamic characteristics, and have strong robustness to the variations of system parameters. Simulation results of a certain DC/DC boost converter indicate that the controller presented above is feasible.

KEY WORDS: DC/DC converters; non-minimum phase; cascade control

摘要:为改善 DC/DC 升压变换器的控制性能,设计了一种串级结构的控制器。控制器的外环采用 PI 控制算法,以电容电压为被控量;内环则采用积分增益可调的 PI 控制算法,以电感电流为被控量。该种结构的控制器不但有效解决了系统非最小相位特性给控制器设计带来的难题,而且可使被控系统获得良好的动态特性,并对系统参数变化有着很强的鲁棒性。对 DC/DC 升压变换器的仿真结果表明,该控制方案是可行的。

关键词:DC/DC 变换器;非最小相位;串级控制

中图分类号:TN624 文献标识码:A

1 引言

DC/DC 变换器可将不控的直流输入变为可控的直流输出,广泛应用于可调整直流开关电源和直流电机驱动中。作为 DC/DC 变换器的一种,升压变换器则主要用于输出电压高于输入电压的场合。为控制 DC/DC 升压变换器输出期望的直流电压,

可通过调节功率开关器件的开通或关断来实现。然而,由于 DC/DC 升压变换器的非线性以及由升压带来的非最小相位特性,使得其控制问题遇到了一定的挑战。

对于 DC/DC 升压变换器,文[1]曾基于双线性大信号模型设计了线性二次型调节器,虽然在一定程度上抑制了负载变化对系统响应的影响,但对如何抑制输入电压扰动,没有作更深入的探讨;文[2]虽引入了非线性前馈来抑制输入电压扰动的影响,但两者对于系统参数变化而造成的系统控制性能的恶化,均无能为力;文[3]曾采用滑模变结构控制来改善系统的动态、稳态性能,并可使被控系统具有较强的鲁棒性,但此种控制不能使功率开关元件工作在固定的频率下,输出电压纹波较大,对滤波器的设计要求也较高;文[4,5]中的自适应状态反馈控制器则可避免以上问题,并对系统参数、输入电压及负载扰动具有较强的鲁棒性,但此种方法均需在线辨识系统参数,实时性差,不易实现;文[6]中的非线性动态补偿器虽不用在线辨识系统参数,但控制器结构复杂,计算量依然较大;文[7]中的非线性 PI 调节器结构相对简单些,但控制器参数在线调整算法比较复杂,实时性差,且没有严格的理论证明。

为改善 DC/DC 升压变换器的控制性能,本文设计了一种串级结构的控制器。控制器的外环采用 PI 控制算法,以电容电压为被控量;内环则采用积分增益可调的 PI 控制算法,以电感电流为被控量。此种结构的控制器不但有效解决了系统非最小相位特性给控制器设计带来的难题,而且可使被控系统获得良好的动态特性,并对输入电压、负载电阻、电感、电容等系统参数变化或不确定性有着很强的鲁棒性。

2 DC/DC 升压变换器的数学模型

DC/DC 升压变换器的原理结构如图 1 所示。为方便分析,作以下 3 个假设。

假设 1:功率开关元件为理想器件,具有理想的开关特性,忽略感抗和容抗上的损耗。

假设 2:直流环节电压 V_{in} 是理想的电压源,内阻为零。

假设 3:负载可以用一个等效电阻代替。

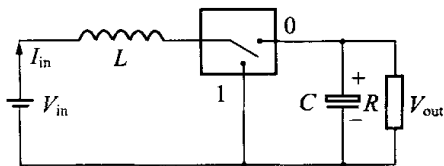


图 1 DC/DC 升压变换器
Fig. 1 DC/DC boost converters

由此,可以写出图 1 所示的 DC/DC 升压变换器的数学模型如下^[3~7]:

$$\dot{x}_1 = - (1 - \mu) x_2 / L + V_{in} / L \quad (1a)$$

$$\dot{x}_2 = (1 - \mu) x_1 / C - x_2 / RC \quad (1b)$$

$$y = x_2 \quad (1c)$$

式中 $x_1 = I_{in}(t)$ 为电感电流; $x_2 = V_{out}(t)$ 为电容电压, $t \in [0, +\infty)$, V_{in} 为 DC/DC 升压变换器的输入电压; μ 为 DC/DC 升压变换器中开关的状态,在集合 $\{0, 1\}$ 内取值。

通常情况下,DC/DC 升压变换器的调节采用脉宽调制(PWM)策略。此时,开关状态 μ 可表示为

$$\mu = \begin{cases} 1 & t \in (iT, (i + \mu_c) T] \\ 0 & t \in ((i + \mu_c) T, (i + 1) T] \end{cases} \quad (2)$$

式中 T 为 PWM 周期; μ_c 为 PWM 的占空比; $i = 0, 1, \dots$

当 PWM 的频率充分高时 ($T \rightarrow 0$), 可用 PWM 的占空比 μ_c 替代式(1)中的 μ , DC/DC 升压变换器则可用如下平均模型来描述

$$\overline{\dot{x}}_1 = - (1 - \mu_c) \overline{x}_2 / L + V_{in} / L \quad (3a)$$

$$\overline{\dot{x}}_2 = (1 - \mu_c) \overline{x}_1 / C - \overline{x}_2 / RC \quad (3b)$$

$$\overline{y} = \overline{x}_2 \quad (3c)$$

显然,式(3)是一个典型的双线性系统。

3 DC/DC 升压变换器串级控制研究的基本思路

根据式(3),易证出 DC/DC 升压变换器的平均模型是非最小相位的。图 1 所示的 DC/DC 升压变

换器可以近似为一个非最小相位的双线性系统。正是由于这种非线性和非最小相位特性,使得 DC/DC 升压变换器的控制问题复杂化。

非最小相位系统的控制是当前一个十分活跃的研究课题。虽然非最小相位线性系统的控制已较成熟,但对于非最小相位非线性系统的控制,还没有较为系统的设计方法。输出重定义法是一个令人感兴趣的方法,其原理是定义一个新的输出函数,使得由它产生的零动态子系统是稳定的。假定所定义的这个新输出函数在期望的频率范围内与原来的输出函数一致,则对新定义的输出函数的严格跟踪即意味着对原输出函数的良好跟踪^[8]。

同样,在 DC/DC 升压变换器的控制中,可首先定义一个新的输出变量,改变整个系统的非最小相位特性。考察式(3)可发现,如果把平均系统的输出由电容电压换成电感电流,则新得到的平均系统是最小相位的。因此,对 DC/DC 升压变换器电容电压的控制问题,可以转化为对电感电流的控制。

然而,在 DC/DC 升压变换器电感电流的控制过程中,如何保证获得期望的电容电压呢?考察式(3a)(3b),可以发现电容电压与电感电流的稳态值之间存在以下比例关系:

$$\overline{x}_1(\infty) = \overline{x}_2(\infty) / RV_{in} \quad (4)$$

式中 $\overline{x}_1(\infty)$ 、 $\overline{x}_2(\infty)$ 分别为平均状态 \overline{x}_1 、 \overline{x}_2 的稳态值。

根据式(4),可知 DC/DC 升压变换器电容电压的控制是可以通过对电感电流的控制来实现的。同时,在期望电容电压已知的情况下,可根据式(4)设定电感电流的期望值,即

$$\overline{x}_{1d} = \overline{x}_{2d} / RV_{in} \quad (5)$$

式中 \overline{x}_{1d} 、 \overline{x}_{2d} 分别为电感电流、电容电压的期望值。

但是,直接根据期望输出电压计算期望电感电流的方法存在以下 2 个问题:当 DC/DC 升压变换器的参数不确定时,无法根据期望的输出电压计算期望的电感电流值;式(4)表达的仅是系统的一种稳态特性,无法保证电容电压控制的动态性能。

为解决以上问题,可在电感电流控制器的前级加一个电容电压控制器,组成串级控制系统,如图 2 所示。其中:电压控制器的任务是根据输出电压设定值与当前输出电压的差值产生电感电流的设定值,并适当限幅,以免超过系统允许的电流最大值;电流控制器的任务则根据前级控制器产生的设定

值,完成系统控制。这样,新组成的 DC/DC 升压变换器串联控制系统不但抗干扰能力强,对系统参数

变化具有很强的鲁棒性,而且可使电容电压、电感电流具有满意的动态特性。

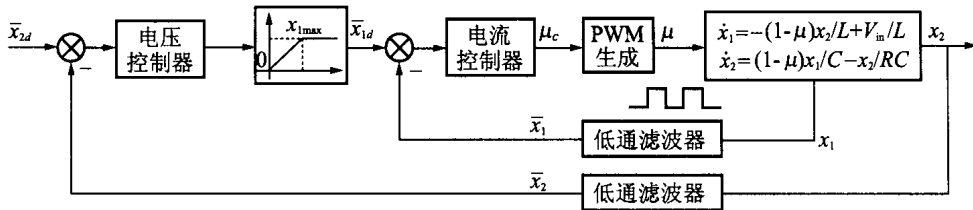


图2 DC/DC升压变换器串联控制示意图
Fig.2 Schematics of cascade control in DC/DC boost converters

4 串联控制器设计

DC/DC 升压变换器控制系统的结构确定以后,就需为系统设计合适的电压控制器和电流控制器。在设计过程中,先基于式(3)所示的平均模型进行,然后再把得到的控制器应用到实际系统中。不失一般性,在控制器设计之前,可对 DC/DC 升压变换器作以下假设:

假设 4:DC/DC 升压变换器的参数 V_{in} 、 L 、 C 不确定,但知其位于一有界区域内,且设 $V_{in} \in [V_{in,min}, V_{in,max}]$, $L \in [L_{min}, L_{max}]$, $C \in [C_{min}, C_{max}]$ 。

假设 5:输出负载是可以变化的,其等效电阻 R 未知。

假设 6:电感电流、电容电压皆可量测。

4.1 电流控制器设计

为使电流控制器结构简单、易于实现,本文根据 DC/DC 升压变换器的特点,设计了一种特殊的 PI 控制算法。和一般的 PI 控制算法不同,该算法包含 4 个待整定参数,其具体形式如下:

$$\mu_c = 1 - \text{sat}_{[0,1]}(\mu_m) \quad (6a)$$

$$\text{sat}_{[0,1]}(\mu_m) = \begin{cases} 0 & \mu_m \leq 0 \\ \mu_m & 0 < \mu_m < 1 \\ 1 & \mu_m \geq 1 \end{cases} \quad (6b)$$

$$\mu_m = [k_{c2} - k_{c3}(\bar{x}_{1d} - \bar{x}_1) - k_{c4} \int_0^t (\bar{x}_{1d} - \bar{x}_1) dt] / k_{c1} \quad (6c)$$

式中 k_{c1} 、 k_{c2} 、 k_{c3} 、 k_{c4} 皆为大于 0 的常数,其取值需满足

$$k_{c1} = \bar{x}_2 / L_{max} \quad (7a)$$

$$k_{c2} = V_{in,max} / L_{min} \quad (7b)$$

$$k_{c3}^2 = 4k_{c4} \quad (7c)$$

根据式(7)的参数整定原则,即可找到一组使电流控制获得满意性能的控制参数。但是,这些参

数是如何对 DC/DC 升压变换器的电流控制起作用的,其物理意义又如何解释呢,现具体介绍如下。

由式(6b)可知,在电流控制中起作用的 μ_m 位于区间 $[0, 1]$ 内。因此,在对电流控制器的分析过程中,只考察 $0 < \mu_m < 1$ 的情况。

将式(6c)代入式(3a),可得

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}}_1 = & - [k_{c2} - k_{c3}(\bar{x}_{1d} - \bar{x}_1) - \\ & k_{c4} \int_0^t (\bar{x}_{1d} - \bar{x}_1) dt] / k_{c1} \cdot \bar{x}_2 / L + V_{in} / L \end{aligned} \quad (8)$$

由于 $k_{c1} = \bar{x}_2 / L_{max} > \bar{x}_2 / L$, 且 $\mu_m > 0$, 因此式(8)可放大为

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}}_1 = & - k_{c2} + k_{c3}(\bar{x}_{1d} - \bar{x}_1) + \\ & k_{c4} \int_0^t (\bar{x}_{1d} - \bar{x}_1) dt + V_{in} / L \end{aligned} \quad (9)$$

由此可以看出, k_{c1} 的作用是抑制 \bar{x}_2 / L 的变化(或不确定性)对电流控制过程的影响。又由于 $k_{c2} = V_{in,max} / L_{min} > V_{in} / L$, 则式(9)又可放大为:

$$\dot{\bar{x}}_1 = k_{c3}(\bar{x}_{1d} - \bar{x}_1) + k_{c4} \int_0^t (\bar{x}_{1d} - \bar{x}_1) dt + q(t) \quad (10)$$

由此则可以看出, k_{c2} 的作用是抑制 V_{in} / L 的不确定性对电流控制过程的影响。

考察式(10),知必存在 $q(t) > 0$, 使得

$$\dot{\bar{x}}_1 = k_{c3}(\bar{x}_{1d} - \bar{x}_1) + k_{c4} \int_0^t (\bar{x}_{1d} - \bar{x}_1) dt + q(t) \quad (11)$$

如设 $\bar{x}_{1e} = (\bar{x}_{1d} - \bar{x}_1)$, $\dot{\bar{x}}_{1e} = -\dot{\bar{x}}_1$, 并对式(11)两端取 Laplace 变换,可得:

$$\begin{aligned} \bar{x}_{1e}(s) = & s \bar{x}_{1e}(0) / (s^2 + k_{c3}s + k_{c4}) + \\ & sq(s) / (s^2 + k_{c3}s + k_{c4}) \end{aligned} \quad (12)$$

如设 $k_{c3}^2 > 4k_{c4}$, 且 r_1 、 r_2 为方程 $s^2 + k_{c3}s + k_{c4} = 0$ 的两相异实根,则由式(12)可得

$$\bar{x}_1 = \bar{x}_{1d} - \frac{\bar{x}_{1d} - \bar{x}_1(0)}{r_1 - r_2} (r_1 e^{-r_1 t} - r_2 e^{-r_2 t}) + \frac{1}{r_1 - r_2} \int_0^t [r_1 e^{-r_1(t-\tau)} - r_2 e^{-r_2(t-\tau)}] q(\tau) d\tau \quad (13)$$

如设 $k_{c3}^2 = 4k_{c4}$, 且 $r_1 = r_2 = r$ 为方程 $s^2 + k_{c3}s + k_{c4} = 0$ 的两相等实根, 则由式(12) 可得:

$$\bar{x}_1 = \bar{x}_{1d} - [\bar{x}_{1d} - \bar{x}_1(0)](1 - rt) e^{-rt} + \int_0^t [1 - r(t-\tau)] e^{-r(t-\tau)} q(\tau) d\tau \quad (14)$$

如设 $k_{c3}^2 < 4k_{c4}$, 且 $-b \pm j$ 为方程 $s^2 + k_{c3}s + k_{c4} = 0$ 的两共扼复根, 则由式(12) 可得

$$\bar{x}_1 = \bar{x}_{1d} - [\bar{x}_{1d} - \bar{x}_1(0)] e^{-bt} (\cos t - b/\omega \sin t) + \int_0^t e^{-b(t-\tau)} [\cos(t-\tau) - b/\omega \sin(t-\tau)] q(\tau) d\tau \quad (15)$$

由式(13) ~ 式(15) 可以看出, 当 k_{c3} 、 k_{c4} 的取值关系不同时, 式(11) 的解的结构形式亦不同。 k_{c3} 的主要作用是加速电流控制的动态过程; 而 k_{c4} 的主要作用则是消除电流控制的静差。为使电流控制过程呈现良好的品质, 减小超调, 通常可取 $k_{c3}^2 = 4k_{c4}$ 。

另外, 为防止电流控制器的积分饱和, 改善系统的动态响应, k_{c4} 不必选取一个固定的值, 可根据下式进行在线自调整:

$$k_{c4}(i) = k_{c4}(i-1) + \frac{|\bar{x}_{1d} - \bar{x}_1(i)|}{\max\{|\bar{x}_{1d} - \bar{x}_1|, 1\}} \quad (16)$$

式中 $(0, 1]$ 为常数; $\max(\cdot)$ 为 (\cdot) 的最大值, $i = 0, 1, \dots$

显然, 式(16) 能根据误差大小自动调整积分增益, 不但可最终消除系统静差, 而且能使 DC/DC 升压变换器的电流控制获得满意的动态响应。

4.2 电压控制器设计

电压控制器采用带输出限幅的 PI 控制算法, 其形式为

$$u_v = k_v [(\bar{x}_{2d} - \bar{x}_2) + 1/T_i \int_0^t (\bar{x}_{2d} - \bar{x}_2) dt] \quad (17)$$

$$\bar{x}_{1d} = \begin{cases} u_v & u_v < \bar{x}_{1max} \\ \bar{x}_{1max} & u_v \geq \bar{x}_{1max} \end{cases} \quad (18)$$

式中 \bar{x}_{1max} 为系统允许的最大电流值; k_v 、 T_i 为大于零的控制器参数。

4.3 实现中的具体考虑

本部分设计的电压控制器及电流控制器都是把 DC/DC 升压变换器的平均系统作为被控对象, 要应用在实际系统中, 还需考虑如何得到平均系统的状

态变量 \bar{x}_1 、 \bar{x}_2 。

平均系统的状态变量 \bar{x}_1 、 \bar{x}_2 可通过对实际状态 x_1 、 x_2 滤波得到, 其离散滤波算法如下:

$$\bar{x}_1(i) = (1 - \alpha) \bar{x}_1(i-1) + \alpha x_1(i) \quad (19)$$

$$\bar{x}_2(i) = (1 - \alpha) \bar{x}_2(i-1) + \alpha x_2(i) \quad (20)$$

式中 $\alpha = 1 - e^{-T/T_f}$, T 为采样周期; T_f 为滤波器时间常数, 其值须适当选取, 并使得该滤波器能滤掉 x_1 、 x_2 中因脉宽调制引起的脉动, $i = 0, 1, \dots$

5 仿真结果及分析

为验证串级控制器的有效性, 对图 2 所示的 DC/DC 升压变换器串级控制系统进行仿真分析。在仿真分析中, 取 $L = 8 \text{ mH}$, $C = 4700 \mu\text{F}$, $V_{in} = 110 \text{ V}$, PWM 频率为 15.625 kHz , 控制系统采样周期为 $640 \mu\text{s}$, 低通滤波器常数 $\alpha = 0.1$, 电压控制器的参数为 $k_v = 0.122$, $T_i = 0.05$, 系统允许的最大电流值 $\bar{x}_{1max} = 130 \text{ A}$, 电流控制器的参数为 $k_{c1} = 11000$, $k_{c2} = 22000$, $k_{c3} = 215$, k_{c4} 依式(16) 取值, 且 $k_{c4}(0) = 0$, $\alpha = 1$ 。在不同的工作条件下, 可得 DC/DC 升压变换器的仿真结果如图 3 ~ 图 6 所示。

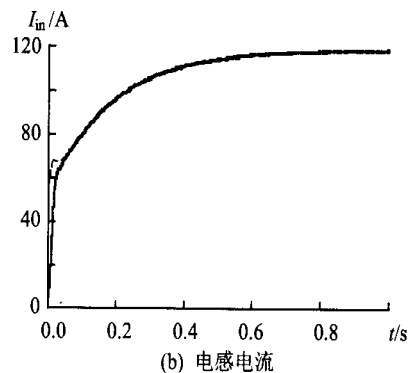
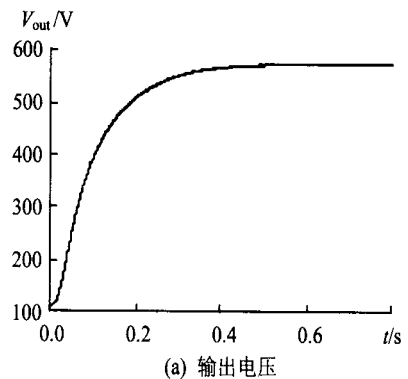


图 3 负载电阻 R 为 25 时的仿真波形
Fig.3 Simulation waveform when the load resistance R is 25

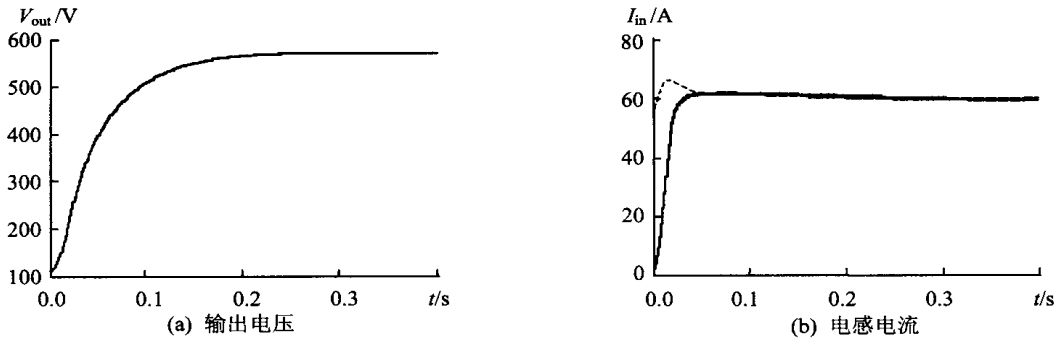


图4 负载电阻 R 为 50 时的仿真波形
Fig.4 Simulation waveform when the load resistance R is 50

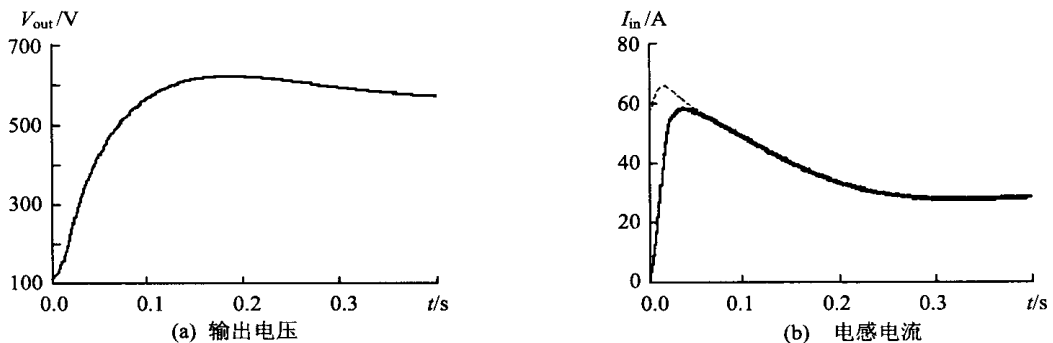


图5 负载电阻 R 为 100 时的仿真波形
Fig.5 Simulation waveform when the load resistance R is 100

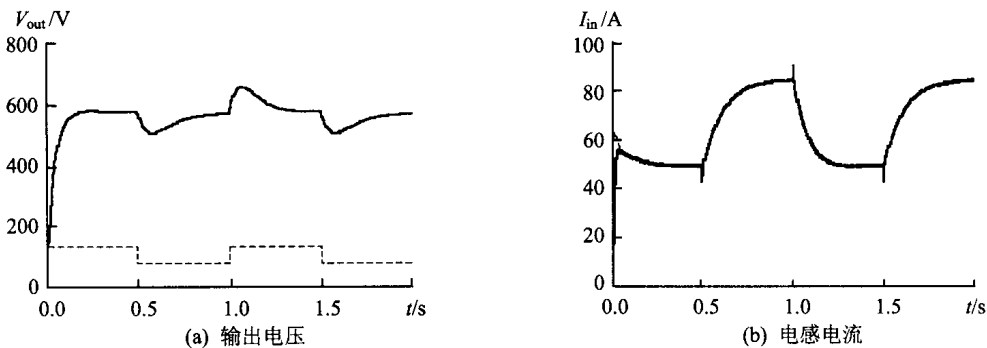


图6 输入电压突变时的仿真波形
Fig.6 Simulation waveform when abrupt change of input voltage arises

当输出电压设定值为 570 V, 负载电阻 R 为 25、50、100 时, DC/DC 升压变换器的仿真结果分别如图 3、图 4、图 5 所示。其中: 在图 3(b) ~ 图 5 (b) 中, 实线表示 DC/DC 升压变换器的电感电流, 虚线表示电感电流的设定值。由图 3 ~ 图 5 可以看出, 在使用同样控制器参数的情况下, 虽然负载电阻成倍数变化, 但 DC/DC 升压变换器依然具有良好的动态及稳态响应。然而, 负载电阻的大幅度变化, 虽并不能对系统的响应造成本质的影响。但会直接影响输出电压调节过程的快慢。在图 3 ~ 图 5 中, 可以清楚地看到负载电阻的变化对输出电压调节过程的影响。

当输出电压设定值为 570 V, 负载电阻 R 为 50, 而系统输入电压 V_{in} 为 77 ~ 132 V 之间变化的矩形波时, DC/DC 升压变换器的仿真结果如图 6 所示, 其中: 在图 6(a) 中, 实线表示 DC/DC 升压变换器的输出电压, 虚线表示输入电压; 在图 6(b) 中, 实线表示 DC/DC 升压变换器的电感电流, 虚线表示电感电流的设定值。由图 6 可以看出, 虽然输入电压的快速变化在瞬间可引起 DC/DC 升压变换器输出电压的波动, 但在串级控制器的作用下, 输出电压很快就进入稳态。这一调节过程表明, DC/DC 升压变换器串级控制系统对输入电压的变化引起的扰动有着很好的抑制作用。

综合可知,根据 DC/DC 升压变换器的平均模型设计的串级控制器,可以很方便地应用到实际系统中。同时可知,DC/DC 升压变换器串级控制系统不但具有良好的动态性能,而且对负载变化、输入电压波动等干扰有着良好的抑制能力。另外,该控制方案对电感、电容等参数变化同样具有很强的鲁棒性。

6 结论与展望

本文在 DC/DC 升压变换器的控制中,采用了串级结构的电压和电流控制器,从而把 DC/DC 升压变换器电容电压的控制问题转化为对电感电流的控制。这一措施,不但有效解决了系统非最小相位特性给控制器设计带来的难题,而且可使 DC/DC 升压变换器的电压与电流控制具有良好的动态性能,对系统参数的变化亦具有很强的鲁棒性。同时,由于本文用 2 个串级结构的 PI 控制器取代了以往复杂的控制器,进一步简化了控制器结构,甚至用模拟器件即可实现,在实际应用中具有很重要的价值。

然而,本文仅是针对 DC/DC 升压变换器设计了一个串级控制器,还有很多工作值得进一步研究,如 DC/DC 升压变换器串级控制系统的稳定性证明、其它类型 DC/DC 变换器串级控制系统设计等等。

参考文献:

- [1] Chen F, Cai X S. Design of feedback control laws for switching regulators based on the bilinear large signal model [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1990, 5(2): 236-240.
- [2] Garofalo F, Marino P, Scala S, et al. Control of DC/DC converters with linear optimal feedback and nonlinear feedforward [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1994, 9(6): 607-615.
- [3] Sirar-Ramirez H, Ilic M. A geometric approach to the feedback control of switch mode DC-to-DC power supplies [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 1988, 35(10): 1291-1298.
- [4] Sirar-Ramirez H, Tarantino-Alvarado R, Llanes-Santiago O. Adaptive feedback stabilization in PWM-controlled DC-to-DC power supplies [J]. International Journal of Control, 1993, 57(3): 599-625.
- [5] Sirar-Ramirez H, Garcia-Esteban M, Zinober A S I. Dynamical adaptive pulse-width modulation control of DC-to-DC power supplies [J]. International Journal of Control, 1996, 65(2): 205-222.
- [6] Sirar-Ramirez H, Lischinsky-Arenas P. Differential algebraic approach in non-linear dynamical compensator design for DC-to-DC power supplies [J]. International Journal of Control, 1991, 54(1): 111-133.
- [7] Sirar-Ramirez H. Nonlinear P-I controller design for switchmode DC-to-DC power converters [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 1991, 38(4): 410-417.
- [8] Slotine J-J E, Li W P. Applied Nonlinear Control [M]. Prentice-Hall, Inc., 1991.

收稿日期:2000-09-29; 改回日期:2001-05-10。

作者简介:

吴 忠(1970-),男,博士后,现为北京航空航天大学宇航学院副教授,从事交流电机拖动控制、非线性控制等方面的研究;

李 红(1958-),女,学士,副研究员,研究方向为机车电传动;

左 鹏(1965-),男,硕士,副研究员,研究方向为机车电传动;

刘伟志(1970-),男,学士,助理研究员,研究方向为机车电传动。

(责任编辑 丁玉瑜)