

一种基于输入/输出反馈线性化的 Boost型DC/DC变换器非线性控制方案

刘锦波, 明文龙

(山东大学控制科学与工程学院, 山东省 济南市 250061)

A Novel Scheme of Nonlinear Control Strategy Based on Input-output Linearization for Boost Type DC/DC Converter

LIU Jinbo, MING Wenlong

(School of Control Science and Technology, Shandong University, Ji'nan 250061, Shandong Province, China)

ABSTRACT: In view of nonlinearity and unstable zero-dynamics in Boost type DC/DC converter (BTDC) when taking capacitor voltage as output, that causes a great limitation on its performance such as low-bandwidth and sluggish dynamic response. This paper, based on input-output feedback linearization method, proposed a novel control scheme with inductor current which utilizes nonlinear control as inner-loop, capacitor voltage with proportional-integral (PI) control being taken as outer-loop as well. This novel cascade-structure control scheme can not only solve nonlinearity and unstable zero-dynamics problems in direct method when taking capacitor voltage as output, but also overcome lack due to power source fluctuation and large load variation in indirect method when taking inductor current as output. Experimental results of a self-manufactured prototype show that, compared with traditional cascade proportional-integral (PI) control, this control scheme can significantly improve BTDC's dynamic and steady-state performances such as output voltage regulation range, steady-state error, and dynamic settling time.

KEY WORDS: Boost type DC/DC converter (BTDC); nonlinear control strategy; input-output feedback linearization; zero dynamics; cascade control

摘要: 针对 Boost 型 DC/DC 变换器以电容电压作为输出时存在非线性和不稳定的零动态, 从而导致系统带宽较窄、动态响应缓慢等问题, 基于输入/输出反馈线性化提出一种新的非线性控制方案。这一控制方案采用以非线性控制的电感电流作为内环、具有 PI 控制的电容电压作为外环的串级结

构。该方案既可以很好地解决以电容电压作为输出进行直接控制时所存在的不稳定零动态问题, 又克服了单纯采用电感电流作为输出间接控制电容电压时易受电源波动和负载变化影响的不足。对自制的样机进行实验研究, 结果表明, 与传统的 PI 控制方案相比, 该方案可以明显改善 Boost 型 DC/DC 变换器的诸如输出电压调节范围、稳态静差、动态调整时间等动、静态性能。

关键词: Boost 型 DC/DC 变换器; 非线性控制策略; 输入/输出反馈线性化; 零动态; 串级控制

0 引言

Boost 型 DC/DC 变换器(Boost type DC/DC converter, BTDC)广泛应用于各类直流升压场合如军工、航空航天、激光电源、LED 照明、电动与混合动力汽车以及新能源并网等领域。随着特殊场合的增多, 对由变流器组成电源系统性能指标的要求也逐渐提高, 传统的波形分析法以及不基于模型的控制策略如简单的 PI 控制、模糊控制等方案已经很难满足对性能指标的苛刻要求。为了适应新的发展形势, 研究人员做了大量的工作^[1-12], 其研究成果主要体现在: 1) 建立了电力电子变流器基于开关函数的数学模型, 并由此获得了用状态空间描述的变流器的数学模型; 2) 考虑到上述模型的开关非线性特点, 运用非线性控制领域的最新成果, 对电力电子变流器开展了基于模型的非线性控制策略的研究。本文的研究内容即是在上述研究成果的基础上, 针对 BTDC 展开的。

通过分析数学模型(即状态空间平均模型)可以发现^[9,13-14]: 1) BTDC 属于典型的仿射非线性对象;

基金项目: 山东省自然科学基金重点项目(ZR2009FZ002)。

Project Supported by Natural Science Foundation of Shandong Province (ZR2009FZ002).

2) 与 Buck 型 DC/DC 变流器不同, 若将电容电压作为输出量对电压进行直接控制, BTDC 存在不稳定的零动态(类似于线性系统中的非最小相位系统中右半平面的零点), 由此导致带宽变窄, 系统的动态响应缓慢, 增加了 BTDC 的控制难度^[4-11]。针对 DC/DC 变换器的非线性特点, 已有研究人员将多种非线性控制策略成功应用于 DC/DC 变换器的控制, 其中有基于模型的滑模变结构控制、反馈线性化方法、无源性控制、自适应控制、内模控制以及不基于模型的智能控制方法如模糊、神经网络控制等^[15-20]。值得一提的是, 近十多年来迅速发展起来的反馈线性化方法, 它可以在系统满足一定条件的前提下, 通过适当的状态反馈和坐标变换实现状态或输入输出的精确线性化, 从而将复杂的非线性控制问题转化为线性系统的控制器设计问题, 最后通过极点配置等方法设计相应的控制器^[15-18]。应当指出的是, 上述非线性控制方案直接应用于 Buck 型 DC/DC 变流器时不存在任何问题^[10,12], 但将其应用于 BTDC 时将面临上文提到的不稳定零动态问题。

针对这一问题, 笔者根据文献[3-20], 从控制与系统角度上分析发现, 上述问题的解决方案主要有: 1) 通过改变变流器的拓扑结构以改变其数学模型, 从而消除变流器所存在的不稳定零动态^[5-7], 再根据变流器的非线性特点设计相应的非线性控制策略; 2) 重新选择新的输出变量, 以达到消除不稳定零动态的目的, 再利用新的输出变量与实际输出量(具体到 BTDC 即电容电压)之间的关系间接控制输出电压^[8-9]。前一类解决方案的优点是可以保持对电容电压的直接控制, 容易获得满意的控制效果, 代价是需在变流器中附加电力电子开关器件, 增加了变流器的成本和控制策略的复杂性。后一类解决方案则是在不改变变流器原来拓扑结构的基础上完成对电容输出电压的控制, 缺点是由于采用间接控制方案, 电容输出电压易受电源电压波动以及负载变化等因素的影响。文献[9]即属于后者, 它采用电感电流作为输出, 基于输入/输出反馈线性化设计了控制策略, 该控制策略考虑了 BTDC 的非线性特点, 取得了不错的稳态和动态效果, 但考虑到输出电容电压是通过电感电流的间接控制实现的, 因此易受电源电压波动和负载电阻变化等影响。

鉴于此, 本文提出一种新的非线性控制方案。该方案采用串级结构: 针对其中的不稳定零动态问题, 采用类似文献[9]中以电感电流作为输出量的内

环控制方案, 并基于输入输出线性化设计相应的非线性控制策略; 在内环基础上又设计了以电容电压为输出的外环结构。为了克服输出电压易受电源电压波动以及负载电阻变化影响的不足, 外环采用了具有一定鲁棒性的 PI 控制器。对自制样机进行实验研究, 验证该控制策略的有效性。

1 BTDC 的状态空间平均模型

BTDC 变换器的主电路图如图 1 所示。考虑到主开关器件的开关频率较高, BTDC 可采用下列大信号状态空间平均数学模型^[1,10,13]表示

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{E}{L} - \frac{1}{L}(1-d)u_C \\ \frac{du_C}{dt} = \frac{1}{C}(1-d)i_L - \frac{u_C}{RC} \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_L 、 u_C 分别为电感电流和电容电压在开关周期内的平均值; d 为主开关 S 的占空比; E 为直流电源输入电压; L 、 C 分别为回路中的电感和电容; R 为负载电阻。由式(1)可知, BTDC 呈现典型的仿射非线性特点。

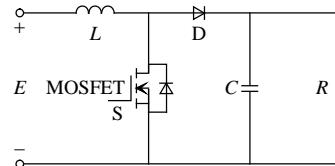


图 1 BTDC 变换器的主电路图
Fig. 1 Main circuit of BTDC

2 BTDC 输入/输出线性化及其内动态分析

2.1 SISO 仿射非线性系统的输入/输出反馈线性化
典型的 SISO 仿射非线性系统可由下列状态方程^[15-19]给出

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})u \\ y = h(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n$ 为状态变量; u 为控制输入; y 为系统输出; \mathbf{f} 、 \mathbf{g} 为光滑向量场; h 为光滑标量函数。

对于 BTDC 而言, 利用式(1)选取状态变量为: $\mathbf{x} = [x_1, x_2] = [i_L, u_C]$, 则其它各量变为 $y = h(\mathbf{x})$, $\mathbf{f}(\mathbf{x}) =$

$$\begin{bmatrix} -\frac{1}{L}x_2 + \frac{1}{L}E \\ \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L}x_2 \\ -\frac{1}{C}x_1 \end{bmatrix}.$$

对式(2)中的 $y = h(\mathbf{x})$ 微分得

$$\dot{y} = L_f h(\mathbf{x}) + L_g h(\mathbf{x})u \quad (3)$$

式中 $L_f h$ 、 $L_g h$ 分别为 $h(\mathbf{x})$ 沿 $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ 和 $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ 的李导数。

若 $L_g h_i = 0$ ，即微分过程中控制变量未出现，则对式(3)继续微分，于是有

$$y^{(r)} = L_f^r h(\mathbf{x}) + L_g L_f^{r-1} h(\mathbf{x}) u \quad (4)$$

直至 $L_g L_f^{r-1} h(\mathbf{x}) \neq 0$ ，控制变量出现为止，由此获得系统的相对阶为 r 。

为了简化系统，取新的控制量为 $v = L_f^r h(\mathbf{x}) + L_g L_f^{r-1} h(\mathbf{x}) u$ ，于是有

$$y^{(r)} = v \quad (5)$$

式(5)表明，在新的控制量作用下，原系统变为线性系统。原系统与新系统控制量之间的坐标变换可由式(4)求得，具体为

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{r-1} h(\mathbf{x})} [-L_f^r h(\mathbf{x}) + v] \quad (6)$$

考虑到式(5)仅反映了系统(2)的部分动态，而整个系统为 n 阶的，系统的剩余动态是由 $n-r$ 个状态变量组成，这部分动态称为内动态。内动态的稳定性直接决定了整个系统的稳定性^[15-18]。零动态即保持输出为 0 的内动态，它反映了系统不能观的部分，若零动态稳定则内动态稳定^[13,15]。经分析可知，对于 BTDC，若取电容电压作为输出，则系统存在不稳定的零动态；若取电感电流作为输出，则系统的零动态是稳定的^[9]。下文将作简要介绍。

2.2 BTDC 内动态的稳定性分析

2.2.1 电容电压作为输出时的内动态稳定性分析

对于 BTDC，取电容电压作为输出，则

$$y = h(\mathbf{x}) = x_2 \quad (7)$$

式(7)经微分得

$$\dot{y} = \frac{x_1}{C} - \frac{x_2}{RC} - \frac{1}{C} x_1 u \quad (8)$$

显然，系统的相对阶 r 等于 1。

设内动态对应的状态变量为 η ，则 η 应满足：

$$\frac{\partial \eta(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} [\mathbf{g}(\mathbf{x})] = 0 \quad (9)$$

即

$$\frac{\partial \eta}{\partial x_1} \left(\frac{x_2}{L} \right) - \frac{\partial \eta}{\partial x_2} \left(\frac{1}{C} x_1 \right) = 0$$

解上述偏微分方程，得

$$\eta(\mathbf{x}) = \frac{1}{C} x_1^2 + \frac{1}{L} x_2^2 \quad (10)$$

于是新的状态变量为

$$\begin{cases} \xi = x_2 \\ \eta(\mathbf{x}) = \frac{1}{C} x_1^2 + \frac{1}{L} x_2^2 \end{cases} \quad (11)$$

其对应的状态空间方程变为

$$\begin{cases} \dot{\xi} = \frac{1-u}{C} \sqrt{C\eta - \frac{C}{L} \xi^2} - \frac{1}{RC} \xi \\ \dot{\eta} = \frac{2E}{LC} \sqrt{C\eta - \frac{C}{L} \xi^2} - \frac{2}{LRC} \xi^2 \end{cases} \quad (12)$$

系统的内动态即式(12)中的第 2 式。当 $\xi=0$ 时，系统的零动态为

$$\dot{\eta} = \frac{2E}{LC} \sqrt{C\eta} \quad (13)$$

式(13)表明，当取电容电压作为输出时，系统存在不稳定的零动态，因此不能对电容电压采用直接输入/输出反馈线性化控制。

2.2.2 电感电流作为输出时的内动态稳定性分析

若取电感电流作为输出，即

$$y = h(\mathbf{x}) = x_1 \quad (14)$$

对式(14)微分得

$$\dot{y} = -\frac{x_2}{L} + \frac{E}{L} + \frac{x_2}{L} u \quad (15)$$

显然，系统的相对阶 r 等于 1。

重复上述步骤，并取新的状态变量：

$$\begin{cases} \xi = x_1 \\ \eta(\mathbf{x}) = \frac{1}{C} x_1^2 + \frac{1}{L} x_2^2 \end{cases} \quad (16)$$

其对应的状态空间方程变为

$$\begin{cases} \dot{\xi} = -\frac{1-u}{L} \sqrt{L\eta - \frac{L}{C} \xi^2} + \frac{1}{L} E \\ \dot{\eta} = \frac{2E}{LC} \xi - \frac{2\eta}{RC} + \frac{2\xi^2}{RC^2} \end{cases} \quad (17)$$

系统的内动态即式(17)中的第 2 式。当 $\xi=0$ 时，系统的零动态为

$$\dot{\eta} = -2\eta/(RC) \quad (18)$$

式(18)表明，当取电感电流作为输出时，系统的零动态是稳定的。为此，本文以电感电流作为输出，设计相应的内环输入/输出反馈线性化控制策略。

3 基于输入/输出反馈线性化 BTDC 非线性控制策略设计

取电感电流作为输出，即 $y = h(\mathbf{x}) = x_1$ ，同时对输出求导得

$$\dot{y} = \dot{x}_1 = \left(-\frac{x_2}{L} + \frac{E}{L} \right) + \frac{x_2}{L} u \quad (19)$$

为了确保变换后的系统为线性系统，取新的控制量：

$$v = \left(-\frac{x_2}{L} + \frac{E}{L} \right) + \frac{x_2}{L} u \quad (20)$$

则经坐标变换后的系统变为

$$\dot{y} = v \tag{21}$$

由式(20)得电流环的控制率:

$$u = 1 - (E - Lv) / x_2 \tag{22}$$

定义电感电流的跟踪偏差为: $e_i = y_{ref} - y$, 其中, $y_{ref} = I_{Lref}$ 为电感电流的参考值。对于式(21), 为了确保系统稳定, 取新的控制输入为

$$v = \dot{y}_{ref} + k_i e_i = k_i (I_{Lref} - i_L) \tag{23}$$

这里输出为恒值给定, 故 $\dot{y}_{ref} = 0$ 。需确保 $k_i > 0$, 并根据配置极点确定其大小(具体数值取决于收敛速度)。联立式(23)和(22)得到系统的控制率:

$$u = 1 - [Lk_i (i_L - I_{Lref}) + E] / x_2 \tag{24}$$

考虑到经过输入输出反馈线性化后整个系统已变为线性系统(见式(21)), 因此可对电压外环设计其线性控制器, 外环控制器的输出即为电感电流的参考值 I_{Lref} 。为了消除结构参数、电源电压以及负载大小的变化对输出电容电压的影响, 采用具有一定鲁棒性和确保稳态无静差的 PI 外环控制器。该 PI 控制器可取下列增量的离散形式^[21]:

$$I_{Lref}(kT) = I_{Lref}[(k-1)T] + K_P \{e_u(kT) - e_u[(k-1)T]\} + K_I T e_u(kT) \tag{25}$$

式中: 电压偏差 $e_u = U_{ref} - u_C$, U_{ref} 为电容电压的参考值; T 为刷新周期。

根据式(24)、(25)得到整个控制系统的框图, 如图 2 所示。

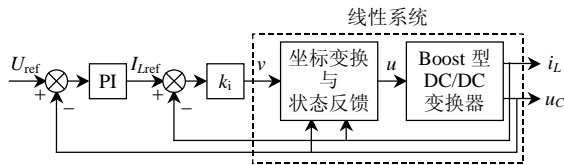


图 2 BTDC 的控制系统框图

Fig. 2 Block diagram of Control system for BTDC

4 样机与实验结果分析

为了验证上述控制方案的有效性, 本文利用 TI 公司的 TMS320LF2407DSP 设计制作了 BTDC 的样机。图 3、4 分别给出了整个样机的系统结构和实验配置。样机的具体参数如下: 输入电源电压 $E = 5\text{V}$; 输入电感 $L = 275\ \mu\text{H}$; 滤波电容 $C = 57\ \mu\text{F}$; 负载电阻 $R = 45\ \Omega$; 辅助负载电阻 $R_{ad} = 110\ \Omega$; 霍尔电流传感器型号为 VSM025; 霍尔电压传感器型号为 CS010GT; 主开关器件 Q_1 和辅助开关器件 Q_2 均为 IRF3205; 快恢复二极管为 SR360。图 3 中辅助开关器件 Q_2 用以切换负载以检验负载变化时系统对负载的抗扰能力。

考虑到电感线圈中存在损耗电阻, 主开关存在

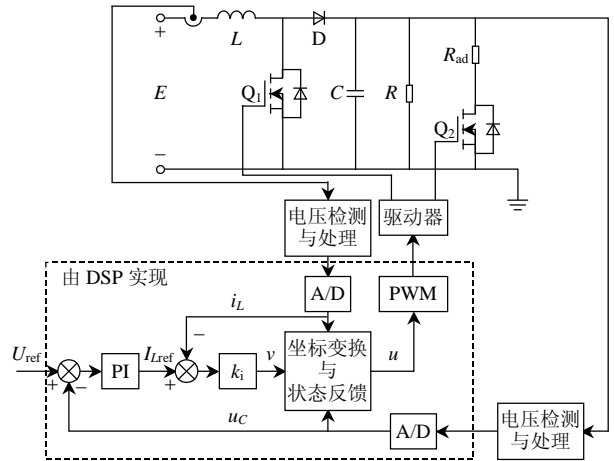
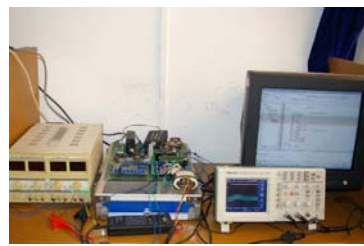


图 3 样机的实验配置

Fig. 3 Set-up of the prototype



(a) 实验配置



(b) 硬件电路

图 4 样机实物图

Fig. 4 Photograph of the prototype

导通压降等因素, 实际 BTDC 与理想的数学模型之间自然存在差异; 为此绘出了 BTDC 开环特性的理论值与实验结果, 如图 5 所示。

由图 5 可以看出, 当 $d > 0.8$ 时理论分析与实验结果的差异急剧增大; 当 $0.1 < d < 0.8$ 时, 输出电压

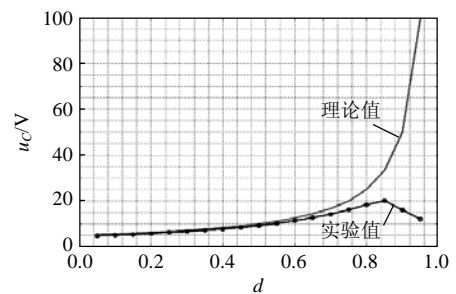


图 5 理论与实际的 BTDC 开环控制特性

Fig. 5 Theoretical and actual open-loop control characteristics of BTDC

与占空比之间满足线性关系，因此取 $0.1 < d < 0.8$ 为实际输出电压的调整范围。

控制器的参数选取如下：电流与电压的采样频率 $f_s = 100 \text{ kHz}$ ；系统的 PWM 开关频率 $f_{\text{switch}} = 10 \text{ kHz}$ ；电流内环与电压外环的刷新频率均为 $f_{\text{update}} = 2.5 \text{ kHz}$ ；电流内环的增益 $k_i = 600$ ；电压外环的 PI 参数分别为 $K_p = 1500$ ， $K_I = 100$ 。

当 $R = 45 \Omega$ ，参考输出电容电压分别为最大值 $U_{\text{Cref}} = 14.2 \text{ V}$ (对应占空比的参考值为 0.7) 和最小值 $U_{\text{Cref}} = 5.3 \text{ V}$ (对应占空比的参考值为 0.15) 时，主开关的驱动与电容电压的实验波形如图 6 所示。

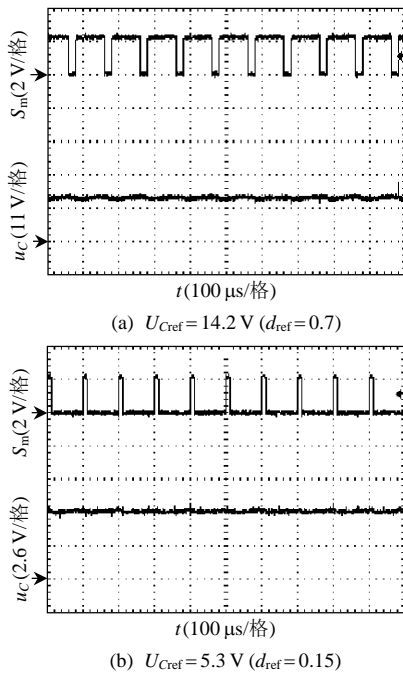


图 6 所提控制方案下主开关的驱动与输出电容电压的实验波形

Fig. 6 Waveforms of main switch drive and capacitor output voltage under proposed control scheme

图 7(a)、(b) 对应于电容参考电压 $U_{\text{Cref}} = 14.2 \text{ V}$ 且辅助开关 Q_2 通断 (见图 3) (此时负载电阻在 32Ω 与 45Ω 之间切换) 时，输出电容电压以及控制电压的实验波形，其中，控制电压为通过软件程序计算并经硬件电路的 D/A 转换后送至示波器的结果。

为了便于比较，对串级双 PI 方案 (电感电流内环采用 PI 控制，电容电压的外环也采用 PI 控制) 的结果进行了测量。该串级双 PI 控制的算法内外环结构均与式 (25) 相同，其具体参数要按内环要快、外环要稳的原则选取。本文电压外环的 PI 参数分别取为 $K_{p1} = 1000$ ， $K_{I1} = 100$ ；电流内环的 PI 参数分别取为 $K_{p2} = 4000$ ， $K_{I2} = 20$ 。

采用串级双 PI 方案，当 $R = 45 \Omega$ ，参考输出电

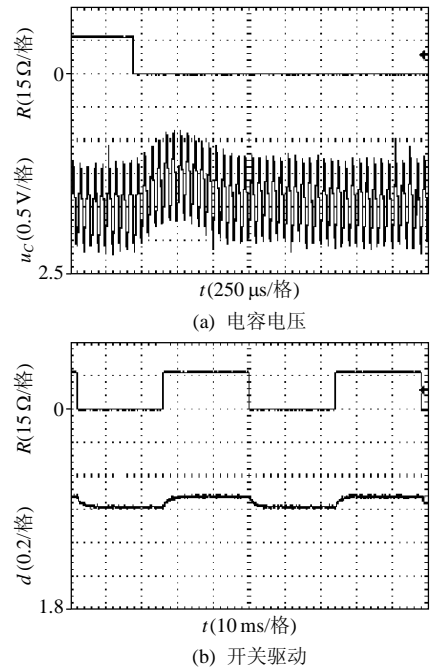


图 7 所提控制方案下辅助开关的驱动、电容电压以及控制电压输出的实验波形

Fig. 7 Waveforms of auxiliary switch drive, capacitor output voltage and control variable under proposed control scheme

容电压分别为最大值 $U_{\text{Cref}} = 14.2 \text{ V}$ (对应占空比的参考值为 0.7) 和最小值 $U_{\text{Cref}} = 6.6 \text{ V}$ (对应占空比的参考值为 0.3) 时，主开关的驱动与电容电压的实验波形如图 8 所示。图 9 为采用串级双 PI 方案，电容参

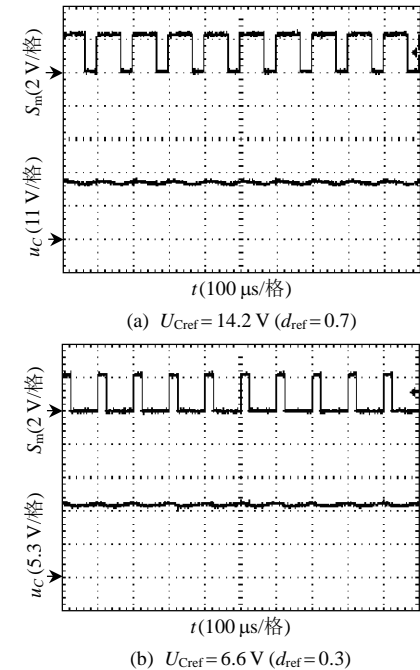


图 8 串级双 PI 控制下主开关的驱动与电容电压的实验波形

Fig. 8 Waveforms of the main switch drive and capacitor output voltage under cascade PI control

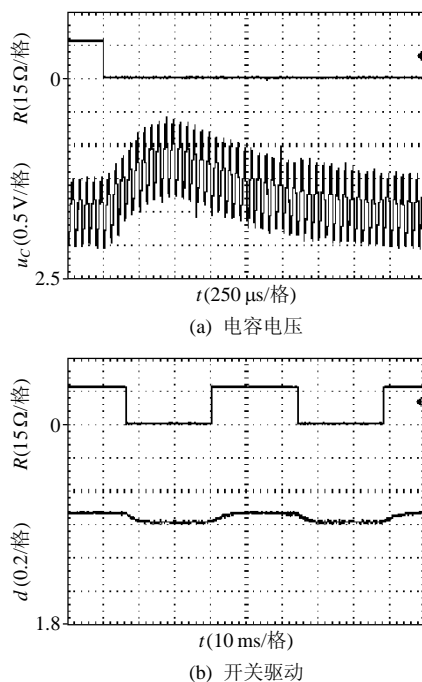


图9 串级双PI控制方案下辅助开关的驱动、电容电压以及控制电压输出的实验波形

Fig. 9 Waveforms of auxiliary switch drive, capacitor output voltage and control variable under cascade PI control

考电压 $U_{Cref} = 14.42\text{ V}$, 辅助开关 Q_2 通断(见图3)(此时负载电阻在 $32\ \Omega$ 与 $45\ \Omega$ 之间切换)时, 输出电容电压以及控制电压的实验波形。

对比图6和图8可以看出: 与采用串级双PI控制器相比, 采用输入/输出反馈线性化控制方案可以加大输出电容电压的调整范围(前者为 $14.2\sim 6.6\text{ V}$, 而后者为 $14.2\sim 5.3\text{ V}$); 采用输入/输出反馈线性化方案后, 系统输出电容电压的稳态性能明显优于串级双PI控制器方案, 这是由于Boost变流器对象具有仿射非线性特点, 当内环采用反馈线性化控制方案后系统变换为线性系统, 故可以确保系统全局稳定, 而PI控制则仅能保证局部稳定, 因而前者的调压范围宽且稳定性好; 此外, 本文所提非线性控制方案的纹波明显低于串级双PI串级控制。可见, 采用本文所提非线性控制方案无论在最大电压输出还是在最小电压输出时, 系统静差均较小。

对比图7和图9还可以发现, 与采用PI控制器相比, 采用本文所提串级非线性控制方案可以提高系统的动态性能, 从而大大降低了负载扰动时的超调量和调整时间。

5 结论

本文针对BTDC所存在的非线性和不稳定的

零动态问题, 利用BTDC的大信号状态空间平均模型, 基于输入/输出反馈线性化, 提出了一种以非线性控制电感电流作为内环、PI控制器作为电压外环的新型串级非线性控制方案, 得出如下结论:

1) 采用电感电流作为输出量设计基于输入/输出反馈线性化的内环控制策略, 可以解决以电容电压作为输出所存在的不稳定零动态问题, 拓宽了BTDC系统的带宽;

2) 与单纯采用电感电流的间接控制方案相比, 采用双环串级结构, 由内环完成电感电流的非线性控制、外环采用PI电压调解器, 实现了电感电流和输出电容电压的完全解耦, 从而降低了输出电容电压对负载参数变化与电源电压波动的灵敏度, 提高了BTDC系统对负载和电源扰动的鲁棒性;

3) 与传统的三环PI控制器相比, 采用本文所提控制方案, 系统的输出电压调整范围更宽、静差更小, 对负载电压(或电源)大范围的变化具有较强的抗扰能力。

尽管本文所提方案是针对BTDC展开的, 但考虑到一般性, 其对Boost型PWM整流器也同样具有参考价值。

参考文献

- [1] Rashid M H. Power electronics handbook[M]. London: Academic Press, 2001: 431-531.
- [2] Rashid M H. Power electronics: circuits, devices, and applications [M]. Third Edition. Beijing: Post & Telecom Press, 2007: 166-225.
- [3] Sastry J, Ojo O, Wu Zhiqiao. High-performance control of a Boost AC-DC PWM rectifier/induction generator system[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2006, 42(5): 1146-1154.
- [4] Lee T S. Input-output linearization and zero-dynamics control of three-phase AC/DC voltage-source converters[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2003; 18(11): 11-22.
- [5] Viswanathan K, Oruganti R, Srinivasan D. A novel tri-state Boost converter with fast dynamics[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2002, 17(5): 677-683.
- [6] Loh P C, Blaabjerg F, Wong C P, et al. Tri-state current source inverter with improved dynamic performance[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2008, 23(4): pp. 1631-1639.
- [7] Viswanathan K, Oruganti R, Srinivasan D. Dual-mode control of tri-state Boost converter for improved performance[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2005, 20(4): 790-797.
- [8] 邓卫华, 张波, 丘东元, 等. 电流连续型 Boost 变换器状态反馈精确线性化与非线性 PID 控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 46-50.
Deng Weihua, Zhang Bo, Qiu Dongyuan, et al. The research of state variable feedback linearization method on the CCM Boost converter and nonlinear PID control law[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(8): 45-50(in Chinese).
- [9] 帅定新, 谢运祥, 王晓刚, 等. Boost 变换器非线性电流控制方法

- [J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(15): 15-21.
- Shuai Dingxin, Xie Yunxiang, Wang Xiaogang, et al. Nonlinear current control method for Boost converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(15): 15-21(in Chinese).
- [10] Middlebrook R D, Cuk S. A general unified approach to modeling switching-converter power stages[J]. International Journal of Electronics, 1977, 42(6): 521-550.
- [11] Shuai Dingxin, Xie Yunxiang, Wang Xiaogang. The research of input-output linearization and stabilization analysis of internal dynamics on the CCM Boost converter[C]//11th International Conference on Electrical Machines and Systems, Wuhan, China, 2008.
- [12] Wei Xile, Tsang K M, Chan W L. DC/DC Buck converter using internal model control[J]. Electric Power Components and Systems, 2009; 37(3): 320-330.
- [13] Levine W S. Control system applications[M]. Florida: CRC Press, 2000: 241-251.
- [14] Hebertt S R, Ramon S O. Control design techniques in power electronics devices[M]. London: Springer, 2006: 235-355.
- [15] Alberto Isidori. Nonlinear control systems[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005: 107-171(in Chinese).
- [16] Slotine J J E, Li Weiping. Applied nonlinear control[M]. Beijing: China Machine Press, 2006: 138-185.
- [17] Hassan K K. Nonlinear systems[M]. Third Edition. New Jersey: Prentice Hall, 2002: 505-544.
- [18] 卢强, 梅生伟, 孙元章. 电力系统非线性控制[M]. 2 版. 北京: 清华大学出版社, 2008: 24-167.
- Lu Qiang, Mei Shengwei, Sun Yuanzhang. Nonlinear control of power system[M]. 2nd Edition. Beijing: Tsinghua University Press, 2008: 24-167(in Chinese).
- [19] 胡跃明. 非线性控制系统理论与应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 2005: 68-105.
- Hu Yueming. Nonlinear systems theory and applicaiton[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2005: 68-105(in Chinese).
- [20] 李啸骥, 程时杰, 韦化, 等. 输出函数在单输入单输出非线性控制系统设计中的重要应用[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(10): 50-56.
- Li Xiacong, Cheng Shijie, Wei Hua, et al. Important effecttion of the output function in SISO nonlinear control system design[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(10): 50-56(in Chinese).
- [21] Ogata K. Discrete-time control system[M]. 2nd Edition. Beijing: China Machine Press, 2006: 85-124.



刘锦波

收稿日期: 2009-12-22。

作者简介:

刘锦波(1964), 男, 博士, 教授, 研究方向为在电力电子与电力传动、非线性控制策略在电力电子与运动控制中的应用, mejinbo@sdu.edu.cn;

明文龙(1984), 男, 硕士, 从事电力电子变流器的建模与非线性控制策略的研究, wenlongming@gmail.com。

(编辑 李婧妍)