

# 无电压传感器双回路 DC/DC 变换器设计与仿真

王东兴<sup>1</sup> 张泽龙<sup>2</sup> 亓迎川<sup>2</sup>

(1. 上海应用物理研究所 201800 2. 空军雷达学院机电工程系 430019)

**摘要** 为了提高电源的抗扰动性,降低取样电路的复杂程度,依据降维观测器理论,提出一种无输出电压传感器的双回路 DC/DC 变换器的设计方法,并进行仿真,证实无电压传感器双环控制 DC/DC 电源设计的合理性。

**关键词** DC/DC 变换器 观测器 状态反馈 双闭环控制

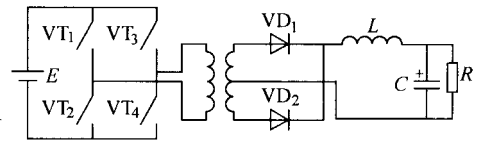
## 1 引言

DC/DC 变换电路是重要的电源电路之一。供给 DC/DC 电路的供电电源常有波动,在要求较为严格的场合为保证电源在各种扰动下有优良的品质,需要对输入电压做扰动补偿、对输出负载电压进行反馈补偿。文献 [1] 基于观测器理论提出无电流传感器模型 (SCM) 控制,改善了噪声带来的不确定性,提高了电源的动态响应范围。根据反馈理论,电流反馈改善内环路的动态性能,提高系统的抗干扰能力,电压反馈改善输出电压品质。为提高 DC/DC 电源的输出电压品质,通常需要对输出电压隔离取样做反馈控制,这样迅速准确地获得电源输出电压的测量值,就成为决定 DC/DC 变换电路品质的重要因素。但是多数电压隔离检测元件都存在温度漂移大、线性不理想、电路复杂、成本高等问题,文献 [7] 针对常用电压检测元件存在的问题,提出了运用降维观测器对输出电压进行估计的方法。实际中,能否依照反馈量合理设计调节器是决定电源品质优劣的决定因素。受文献 [1]、文献 [7] 启发提出了无电压传感器 DC/DC 电源的设计方法,依据典型 I 型二阶系统的设计理论,分别对降维观测器、电流调节器和电压调节器进行设计,实现了不需要直接测量输出电压获得双环控制,提高了电源动静态品质。

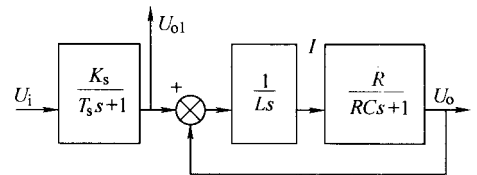
## 2 DC/DC 变换电路和降维观测器

DC/DC 变换电路的结构框图如图 1 所示,取状态变量  $X_1 = U_{o1}$ ,  $X_2 = U_o$ ,  $X_3 = I$ , 得

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = -1/T_s + K_s U_i / T_s \\ \dot{X}_2 = 0 \\ \dot{X}_3 = X_1/L - X_2/L \end{cases} \quad (1)$$



(a) DC/DC 主电路图



(b) DC/DC 变换电路框图

图 1 开环 DC/DC 主变换电路的结构框图

设输出  $Y = I = X_3$ , 则变换器的状态方程和输出方程为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \\ \dot{X}_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -1/T_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1/L & -1/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_s/T_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_i \\ &= A \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} + B U_i \end{aligned} \quad (2)$$

$$Y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \quad (3)$$

## 3 DC/DC 变换器输出电压降维观测器设计

由系统状态方程和输出方程,得能观测性矩阵

$$N = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & L & -1 \\ -1 & LT_s & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

容易证明,  $N$  的秩为 3, 由能观测性判据可知, 此系统状态完全能观测, 系统取三个状态变量, 如果估计三个状态变量, 则需要设计一个三维观测器, 考虑到输出滤波电感电流  $I(X_3)$  容易检测, 而  $U_{o1}(X_1)$  及  $U_o(X_2)$  不易检测。因此, 可以利用输入电压  $U_i$  和系统输出  $Y(X_3)$  设计出降维观测器, 将状态矩阵按两组分块, 其中

$$\begin{aligned} A_{11} &= \begin{bmatrix} -1/T_s & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & B_1 &= \begin{bmatrix} K_s/T_s \\ 0 \end{bmatrix} & A_{12} &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ A_{21} &= \begin{bmatrix} 1 & L & -1 \end{bmatrix} & C_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} & A_{22} &= \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \\ B_2 &= \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} & C_2 &= \begin{bmatrix} 1 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

设状态反馈矩阵  $G = [g_1 \ g_2]^T$ , 由观测器设计公式

$$\begin{cases} \dot{W} = (A_{11} - GA_{21})\dot{W} + (B_1 - GB_2)U_i + \\ \quad [A_{12} - GA_{22} + (A_{11} - GA_{21})G]Y \\ \dot{X} = \dot{W} + GY \end{cases} \quad (5)$$

写成矩阵形式

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{W}_1 \\ \dot{W}_2 \end{bmatrix} &= (A_{11} - GA_{21}) \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \end{bmatrix} + (B_1 - GB_2)U_i + \\ &\quad [A_{12} - GA_{22} + (A_{11} - GA_{21})G]Y \\ \begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix}Y \end{aligned} \quad (6)$$

其中观测器系统矩阵  $A' = A_{11} - GA_{21}$

由于  $A'$  是一个  $2 \times 2$  矩阵, 按典型二阶系统设计, 其闭环传递函数为

$$\varphi(s) = \omega_n^2 / (s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)$$

则特征方程为  $\lambda^2 + 2\zeta\omega_n\lambda + \omega_n^2 = 0$

$$\begin{aligned} \text{由所设计的观测器特征方程 } |\lambda I - A'| = 0 \text{ 得} \\ \lambda^2 + (1/T_s + (g_1 - g_2)L)\lambda - g_2 LT_s = 0 \end{aligned} \quad (8)$$

将两特征方程比较得

$$\begin{cases} g_1 = L / (Q\zeta\omega_n - 1/T_s) - \omega_n^2 LT_s \\ g_2 = -\omega_n^2 LT_s \end{cases} \quad (9)$$

系统参数设定为: 电压放大倍数  $K_s = 6$ , 惯性延迟  $T_s = 0.2\text{ms}$ , 输出滤波电感  $L = 1\text{mH}$ , 输出滤波电容  $C = 1000\mu\text{F}$ , 输入电压为  $U_i = 5\text{V}$  的阶跃信

号, 考虑到 DC/DC 变换电路响应特性和观测器输出的性能要求, 取  $\xi = 0.8$ ,  $\omega_n = 3000$ , 代入式 (9), 计算  $g_1, g_2$  的值, 再将其代入式 (2) 式 (3) 得到观测器矩阵

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{W}_1 \\ \dot{W}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -3000 & -2000 \\ 1800 & -1800 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \end{bmatrix} + \\ &\quad \begin{bmatrix} 9600 \\ -360 \end{bmatrix} Y + \begin{bmatrix} 3000 \\ 0 \end{bmatrix} U_i \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -2.0 \\ 1.8 \end{bmatrix} Y \quad (11)$$

## 4 无电压传感器 DC/DC 电源设计

### 4.1 电源的组成和工作原理

功率开关放大器和输出 LC 滤波器是 DC/DC 电源的基本组成部分, 无电压传感器 DC/DC 电源在此基础上, 利用前述的结果实现反馈, 并增加电流调节器和电压调节器, 如图 2 所示, 提高电源的稳定性和动态响应特性。

在突加给定  $U^*$  的起动过程中, 电压调节器和电流调节器分别依次给出控制信号, 整个起动过程分为 I、II、III 三个阶段。第 I 阶段是电流上升阶段, 突加给定电压, 由于滤波电感和滤波电容的惯性作用, 电压调节器处在饱和状态, 电流  $I$  线性增加, 直到设定的最大值  $I_{\max}$ , 进入阶段 II。阶段 II

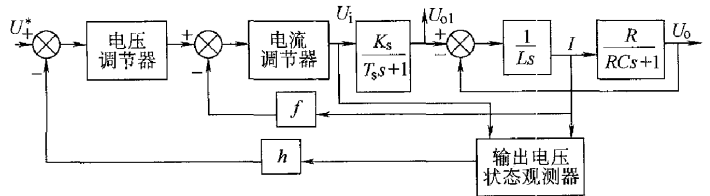


图 2 无电压传感器 DC/DC 电源框图

是对电容恒流充电过程, 此时输出电压  $U_o$  呈线性增加, 电流调节器开始发挥作用, 使电流调节器输出的调节信号按照电压  $U_o$  的增长速率升高。阶段 III 是输出电压调节阶段, 电压调节器退出饱和维持恒定的输出电压。

### 4.2 电流调节器和电压调节器的设计

上文所述调节过程表明, 调节器的好坏是决定电源品质的关键, 以下分别是电流调节器和电压调节器的设计方法。根据电源输出的实际要求设定电压反馈系数  $h = 1/6$ , 电流反馈系数  $f = 1/30$ 。假设

$\frac{du_o}{dt} \approx 0$  [7], 依据工程设计的近似原则, 忽略  $U_o$  对  $U_{o1}$  的反馈作用, 把该系统预定为典型 I 型二阶系统。鉴于本系统的实现目标是双环控制, 设计时按照先内环后外环的原则依次进行。

首先考虑内环参数的选取。电流调节器的传递函数设为  $K_{pin} \cdot C(s)$ , 由于  $\frac{du_o}{dt} \approx 0$  且忽略  $U_o$  对  $U_{o1}$  的反馈作用, 故得内环开环传递函数

$$\begin{aligned} \varphi_{in}(s) &= K_{pin} \cdot C_1(s) \cdot f \cdot \frac{K_s}{T_s s + 1} \cdot \frac{1}{Ls + r} \\ &= K_{pin} \cdot C_1(s) \cdot f \cdot \frac{K_s}{T_s s + 1} \cdot \frac{\frac{L}{r}}{\frac{L}{r} s + 1} \end{aligned}$$

其中, 电感  $L$  的电阻为  $r$ 。为使内环成为预期的典型 I 型二阶系统, 调节器的参数设置方法如下 [2]

$$\begin{aligned} G_p(s) &= K_p \cdot C(s) \\ &= \frac{\max\{T_1, T_2\}}{2K \cdot \min\{T_1, T_2\}} \cdot \frac{\max\{T_1, T_2\}s + 1}{\min\{T_1, T_2\}s} \end{aligned} \quad (12)$$

式中,  $K_p$  是调节器得比例系数;  $C(s)$  是比例-积分调节器;  $K$  是被调节系统的放大倍数;  $T_1$ 、 $T_2$  是被调节系统的惯性延迟系数。

按照式 (12), 内环调节器为

$$\begin{aligned} G_{pin}(s) &= K_{pin} \cdot C_1(s) \\ &= \frac{\max\left\{T_s, \frac{L}{r}\right\}}{2fK_s \cdot \min\left\{T_s, \frac{L}{r}\right\}} \cdot \frac{\max\left\{T_s, \frac{L}{r}\right\}s + 1}{\max\left\{T_s, \frac{L}{r}\right\}} \end{aligned} \quad (13)$$

所以内环的闭环传递函数

$$\begin{aligned} H_{in}(s) &= \frac{\varphi_{in}(s)}{1 + \varphi_{in}(s)} \\ &= \frac{G_{pin}(s) \cdot \frac{K_s}{T_s s + 1} \cdot \frac{\frac{L}{r}}{\frac{L}{r} s + 1}}{1 + G_{pin}(s) \cdot \frac{K_s}{T_s s + 1} \cdot \frac{\frac{L}{r}}{\frac{L}{r} s + 1}} \\ &= \frac{1}{2 \frac{L}{r} \cdot \min^2\left\{T_s, \frac{L}{r}\right\} + 2 \frac{L}{r} \cdot \min\left\{T_s, \frac{L}{r}\right\} + 1} \end{aligned} \quad (14)$$

用相同方法配置外环电压调节器, 设  $G_{pout}(s) = K_{pout} \cdot C_2(s)$  为外环调节器的传递函数, 把内环闭环传递函数作为外环设计的一部分, 于是外环开环传递函数

$$\varphi_{out}(s) = K_{pout} \cdot C_2(s) \cdot h \cdot H_{in}(s) \cdot \frac{R}{RCs + 1} \quad (15)$$

相应地得出  $G_{pout}(s)$  的参数。

### 5 仿真结果及分析

把前述参数以及负载工作电阻  $R = 1\Omega$ 、输出滤波电感电阻  $r = 0.01\Omega$  代入式 (13) ~ 式 (15) 得

$$G_{pin}(s) = 25 \times \frac{0.1s + 1}{0.1s} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} H_{in}(s) &= \frac{1}{8 \times 10^{-8} s^2 + 0.0004s + 1} \\ &\approx \frac{1}{0.0004s + 1} \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{out}(s) &= K_{pout} \cdot C_2(s) \times \frac{1}{6} \times \\ &\frac{1}{0.0004s + 1} \cdot \frac{1}{0.001s + 1} \end{aligned} \quad (18)$$

式 (18) 依照式 (12) 得

$$G_{pout}(s) = 0.25 \times \frac{0.001s + 1}{0.001s} \quad (19)$$

为了修正整定计算的假设条件和克服观测器估计的偏差, 在用观测器作为反馈的系统中, 电压调节器的比例系数  $K_{pout}$  调整为 0.03。在上述条件下分别对用观测器估计输出电压作为反馈量和直接取输出电压作为反馈量的系统进行仿真, 重载时  $R = 1\Omega$ , 轻载时  $R = 50\Omega$ , 其结果如图 3、图 4 所示 ( $\bar{U}_o$ 、 $\bar{U}_{fb}$  分别代表用输出电压估计作为反馈的电压输出值和电压反馈值,  $U_o$ 、 $U_{fb}$  分别代表用直接输出电压作为反馈的电压输出值和反馈值,  $U_{ref}$  是给定参考值)。仿真表明, 通过状态观测器的估计可以实现 PI 反馈调节, 系统的输出稳态性能满足预期效果, 系统静差在  $R = 1\Omega$  时为 0, 在  $R = 50\Omega$  时为 +0.25V。在动态方面, 经过 PI 调节后系统上升时间和超调量在不同负载情况下略有差别。当  $R = 1\Omega$  时, 上升时间约为 0.07s, 系统的超调量约为 0; 当  $R = 50\Omega$  时, 上升时间约为 0.025s, 系统的超调量约为 55% (可以根据二阶系统的性能指标, 精确计算该电源系统的上升时间、超调量等动态指标)。

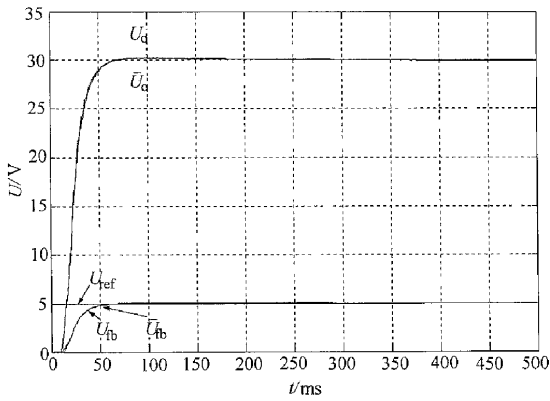


图 3 重载仿真图

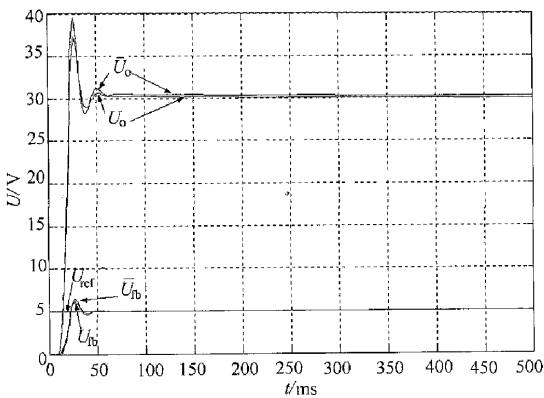


图 4 轻载仿真图

## 6 结束语

仿真结果证明,依据状态观测值实现反馈的双闭环控制系统的正确性和可行性,同时验证了双闭环控制系统的快速动态响应特性。对比  $R = 1\Omega$  和  $R = 50\Omega$  两种代表性负载的电压输出波形,重载的输出波形明显好于轻载的,轻载时调整外环调节器的

(上接第 57 页)

## 5 结束语

采用微波通信方式控制远距离现场设备不仅降低了开发成本,而且节约了系统维护费用;系统软件设计充分考虑现场干扰信号的存在,采用异或校验检错方法,保证了通信的可靠性;“看门狗”程序的设计可以及时发现远控系统故障和断电现象发生,大大缩短了查找和排除故障的时间,提高了工作效率。该系统已成功应用于锅炉供水设备中,现场运行结果表明:控制系统性能良好,具有推广应

比例系数可以得到和重载一样好的输出波形,故采用自适应调节器有望获得宽负载范围的高品质电源。

## 参考文献

- 1 Pallab Midya, Philip T Krein, Matthew F Greuel. Sensorless current mode control-an observer-based technique for DC-DC converters. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16 (4): 522~526
- 2 朱忠尼等. 现代伺服系统. 成都: 四川科学技术出版社, 2001
- 3 邹伯敏. 自动控制理论. 北京: 机械工业出版社, 1999
- 4 胡寿松. 自动控制原理. 北京: 科学出版社, 2001
- 5 刘豹. 现代控制理论. 北京: 机械工业出版社, 2002
- 6 陈坚. 电力电子学. 北京: 高等教育出版社, 2002
- 7 曾泰等. 基于状态观测器实现 DC/DC 变换电路的电压估计. 空军雷达学院学报, 2003, 17 (4)

## Design and Emulation of Voltage Sensorless DC/DC Converter with Double Loops

Wang Dongxing

(Department of Mechatronic Engineering)

**Abstract** A design of DC/DC converter without voltage sensor based descent dimension observer's theory to lift the performance from random wave and to descend complex degree of sample circuit is proposed, then the design of double-loops control based state observer is provided. It is proved the design of voltage sensorless DC/DC converter with double-loops control is feasibility by the study of emulation.

**Keywords** DC/DC converter observer state-feedback double operating loops

收稿日期: 2004-09-23

用价值。

## 参考文献

- 1 高钦和. 可编程控制器应用技术与设计实例. 北京: 人民邮电出版社, 2004
- 2 池艾文, 张继红, 司玲玲等. 基于 VB6.0 的 PC 机和 S7-200PLC 间的数据通讯. 太原理工大学学报, 2004, 4 (35)
- 3 廖常初. PLC 编程及应用. 北京: 机械工业出版社, 2002
- 4 殷洪义. 可编程序控制器选择设计与维护. 北京: 机械工业出版社, 2002

收稿日期: 2005-06-01