

多重化双向 Buck/Boost 变换器控制策略仿真研究

陈亚爱, 梁新宇, 周京华, 王世杰

(北方工业大学北京市变频技术工程技术研究中心, 北京 100144)

摘要: 多重化双向 Buck/Boost 变换器常作为能量交换接口用于储能系统中。采用基本建模法对三重化双向 Buck/Boost 变换器建立交流小信号模型, 基于变换器的开环特性, 设计了电压、电流补偿网络, 在此基础上提出一种新的基于前馈校正的复合双闭环控制策略。为验证所提控制策略的正确性进行了 MATLAB 仿真研究。仿真结果表明: 该控制策略可为三重化双向 Buck/Boost 变换器提供良好的动、稳态性能, 同时对大范围的负载变化等扰动均具有很好的鲁棒性。

关键词: 三重化; 双向 Buck/Boost; 交流小信号; 前馈校正; 控制策略

中图分类号: TN 624 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)07-0038-07

Simulation Research on Control Strategy for Multi-Channel Bidirectional Buck/Boost Converter

CHEN Yaai, LIANG Xinyu, ZHOU Jinghua, WANG Shijie

(Inverter Technologies Engineering Reshearch Center of Beijing, North China University of Technology, Beijing 100144, China)

Abstract: Multi-channel bidirectional Buck/Boost converters, served as energy exchange interfaces had often been used in energy storage systems. The basic modeling method was used to build small signal AC model for three-channel bidirectional Buck/Boost converter. Base on the open loop characteristic of the converter, the voltage and current compensation network were designed, following this, a new double closed-loop control strategy based on feedforward correction was proposed. The paper adopted the MATLAB simulation research to prove the correctness of the proposed control strategy. The Simulation results showed that the control strategy could provide good dynamic and steady-state performance for the three-channel bidirectional Buck/Boost converters, and at the same time, it demonstrates good robustness which could adapt to wide range of load variation.

Key words: three channel; bidirectional Buck/Boost; small signal AC model; feedforward correction; control strategy

0 引言

三重化双向 Buck/Boost 变换器具有功率等级高, 开关器件承受电压、电流应力等级低, 纹波系数小, 开关损耗低等优点^[1], 被广泛应用于储能系统中(如电动汽车的电池系统和直流牵引网系统等)。作为能量双向传输的接口, 变换器对双向传输切换时的瞬态特性有较高的要求, 且需有较强的鲁棒性, 因此研究其控制策略具有重要的

现实意义。文献[2]介绍了三重化双向 Buck/Boost 变换器采用传统电压、电流双闭环反馈控制策略, 仿真和试验结果显示系统能实现均流控制, 并能保证输出电压稳定, 但变换器的响应时间相对较长(约 10 ms), 其动态性能有待进一步提高。文献[3]将交错并联双向 DC-DC 变换器应用于电动汽车储能系统中, 采用传统电压、电流双闭环反馈控制策略, 其稳定性能好, 对应负载突变系统的响应时间为几十毫秒, 动态响应性能需进一步提

作者简介: 陈亚爱(1961—), 女, 硕士, 教授, 研究方向为电力电子与电气传动。

梁新宇(1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电气传动。

高。文献[4]针对多重化 DC-DC 变换器设计了一种改进型双闭环控制策略,主要针对负载变化等大信号的扰动,鲁棒性较好,但并没有缩短其动态响应时间(几十毫秒)。为了优化控制系统,进一步提高系统响应速度,有必要对三重化双向 Buck/Boost 变换器控制策略做深入的研究。

1 三重化双向 Buck/Boost 变换器数学模型的建立

图 1 所示为三重化双向 Buck/Boost 变换器主电路拓扑,由 3 个结构和参数完全相同的 Buck/Boost 变换器并联而成,当开关管 S1、S2、S3 工作时电路处于 Boost 状态,当 S4、S5、S6 工作时电路处于 Buck 状态^[5]。由于三重化双向 Buck/Boost 变换器每一重的电路结构相同,因此可只对其中一重(如图 2 所示)在 CCM 模式下进行建模分析。现以 Boost 工作模式为例,开关管 S 工作, S' 不工作或与 S 互补导通(忽略死区)。

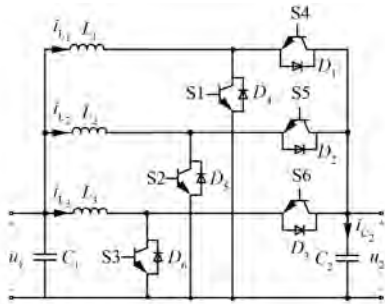


图 1 三重化双向 Buck/Boost 变换器主电路拓扑

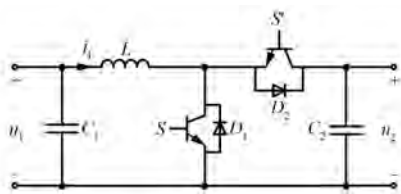


图 2 双向 Buck/Boost 变换器拓扑

由图 2 可知, S 导通时电感 L 两端电压为

$$u_{L_1}(t) = L \frac{di_{L_1}(t)}{dt} = u_1(t) \quad (1)$$

开关管 S 关断时,电感 L 两端电压为

$$u_{L_1}(t) = L \frac{di_{L_1}(t)}{dt} = u_1(t) - u_2(t) \quad (2)$$

同理,在三重化双向 Buck/Boost 变换器中

(见图 1),开关管 S1、S2、S3 导通时,电感 L_1 、 L_2 、 L_3 两端的电压分别为

$$\begin{cases} u_{L_1}(t) = L_1 \frac{di_{L_1}(t)}{dt} = u_1(t) \\ u_{L_2}(t) = L_2 \frac{di_{L_2}(t)}{dt} = u_1(t) \\ u_{L_3}(t) = L_3 \frac{di_{L_3}(t)}{dt} = u_1(t) \end{cases} \quad (3)$$

开关管 S1、S2、S3 关断时,电感 L_1 、 L_2 、 L_3 两端的电压分别为

$$\begin{cases} u_{L_1}(t) = L_1 \frac{di_{L_1}(t)}{dt} = u_1(t) - u_2(t) \\ u_{L_2}(t) = L_2 \frac{di_{L_2}(t)}{dt} = u_1(t) - u_2(t) \\ u_{L_3}(t) = L_3 \frac{di_{L_3}(t)}{dt} = u_1(t) - u_2(t) \end{cases} \quad (4)$$

为消除开关纹波的影响,当变换器满足小纹波假设 $f_0 \ll f_s$ (f_0 为变换器的转折频率, f_s 为变换器的开关频率)与低频假设 $f_g \ll f_s$ (f_g 为交流小信号频率)时^[6],输入电压 $u_1(t)$ 和负载电压 $u_2(t)$ 在一个开关周期 T_s 内连续且变化很小^[7],故可近似等效为其在一个开关周期 T_s 内的平均值,即

$$\begin{cases} u_1(t) \approx [u_1(t)]_{T_s} \\ u_2(t) \approx [u_2(t)]_{T_s} \end{cases} \quad (5)$$

综合式(3)、式(4)可知,电感 L_1 、 L_2 、 L_3 在一个开关周期内的平均电压分别为

$$\begin{cases} [u_{L_1}(t)]_{T_s} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{d_1 T_s} u_{L_1}(t) dt + \int_{d_1 T_s}^{T_s} u_{L_1}(t) dt \right] = [u_1(t)]_{T_s} - (1 - d_1) [u_2(t)]_{T_s} \\ [u_{L_2}(t)]_{T_s} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{d_2 T_s} u_{L_2}(t) dt + \int_{d_2 T_s}^{T_s} u_{L_2}(t) dt \right] = [u_1(t)]_{T_s} - (1 - d_2) [u_2(t)]_{T_s} \\ [u_{L_3}(t)]_{T_s} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{d_3 T_s} u_{L_3}(t) dt + \int_{d_3 T_s}^{T_s} u_{L_3}(t) dt \right] = [u_1(t)]_{T_s} - (1 - d_3) [u_2(t)]_{T_s} \end{cases} \quad (6)$$

对电感特性方程作平均化处理得:

$$\begin{cases} [u_{L_1}(t)]_{T_s} = L_1 \frac{d[i_{L_1}(t)]_{T_s}}{dt} \\ [u_{L_2}(t)]_{T_s} = L_2 \frac{d[i_{L_2}(t)]_{T_s}}{dt} \\ [u_{L_3}(t)]_{T_s} = L_3 \frac{d[i_{L_3}(t)]_{T_s}}{dt} \end{cases} \quad (7)$$

将式(7)代入式(6),有:

$$\begin{cases} L_1 \frac{d[i_{L_1}(t)]_{T_s}}{dt} = [u_1(t)]_{T_s} - d'_1[u_2(t)]_{T_s} \\ L_2 \frac{d[i_{L_2}(t)]_{T_s}}{dt} = [u_1(t)]_{T_s} - d'_2[u_2(t)]_{T_s} \\ L_3 \frac{d[i_{L_3}(t)]_{T_s}}{dt} = [u_1(t)]_{T_s} - d'_3[u_2(t)]_{T_s} \end{cases} \quad (8)$$

其中: $d'_i = 1 - d_i$ ($i = 1, 2, 3$)。

由基尔霍夫电流定律可知,电容 C_2 在一个开关周期内平均电流为

$$\begin{aligned} [i_{C_2}(t)]_{T_s} = C_2 \frac{d[u_2(t)]_{T_s}}{dt} = \\ d'_1[i_{L_1}(t)]_{T_s} + d'_2[i_{L_2}(t)]_{T_s} + \\ d'_3[i_{L_3}(t)]_{T_s} - \frac{[u_2(t)]_{T_s}}{R} \end{aligned} \quad (9)$$

至此已建立了理想变换器中各电压与电流之间的关系,但式(8)、式(9)是一组非线性方程,各变量中包含着直流分量和低频小信号分量。求解非线性方程可采用近似的分析方法,即寻找变换器的静态工作点,在工作点处作线性化处理,将直流分量和交流小信号分量分离。为了保证在静态工作点处对变换器所作的线性化处理不会引起较大误差,又需满足小信号,假设 $|\hat{x}(t)| \ll |X|$ ($|\hat{x}(t)|$ 为各变量交流分量幅值, $|X|$ 为相应的直流分量)^[6]。

对于变换器中变量 $x(t)$ 在 1 个开关周期内的平均值 $[x(t)]_{T_s}$,可将其分解为直流分量 X 与交流小信号分量 $\hat{x}(t)$ 两项之和,即

$$[x(t)]_{T_s} = X + \hat{x}(t) \quad (10)$$

因此可假设

$$\begin{cases} [u_1(t)]_{T_s} = V_1 + \hat{v}_1(t) \\ [u_2(t)]_{T_s} = V_2 + \hat{v}_2(t) \\ [i_{L_1}(t)]_{T_s} = I_{L_1} + \hat{i}_{L_1}(t) \\ [i_{L_2}(t)]_{T_s} = I_{L_2} + \hat{i}_{L_2}(t) \\ [i_{L_3}(t)]_{T_s} = I_{L_3} + \hat{i}_{L_3}(t) \end{cases} \quad (11)$$

将式(11)代入式(8)可得:

$$\begin{cases} L_1 \frac{d[I_{L_1} + \hat{i}_{L_1}(t)]}{dt} = [V_1 + \hat{v}_1(t)] - [D'_1 - \hat{d}_1(t)][V_2 + \hat{v}_2(t)] \\ L_2 \frac{d[I_{L_2} + \hat{i}_{L_2}(t)]}{dt} = [V_1 + \hat{v}_1(t)] - [D'_2 - \hat{d}_2(t)][V_2 + \hat{v}_2(t)] \\ L_3 \frac{d[I_{L_3} + \hat{i}_{L_3}(t)]}{dt} = [V_1 + \hat{v}_1(t)] - [D'_3 - \hat{d}_3(t)][V_2 + \hat{v}_2(t)] \end{cases} \quad (12)$$

整理式(12),同时忽略二阶微小项可得:

$$\begin{cases} L_1 \frac{d\hat{i}_{L_1}(t)}{dt} = \hat{v}_1(t) - D'_1\hat{v}_2(t) + V_2\hat{d}_1(t) \\ L_2 \frac{d\hat{i}_{L_2}(t)}{dt} = \hat{v}_1(t) - D'_2\hat{v}_2(t) + V_2\hat{d}_1(t) \\ L_3 \frac{d\hat{i}_{L_3}(t)}{dt} = \hat{v}_1(t) - D'_3\hat{v}_2(t) + V_2\hat{d}_1(t) \end{cases} \quad (13)$$

同理,对输出电容有:

$$\begin{aligned} C_2 \frac{dv_2(t)}{dt} = D'_1\hat{i}_{L_1}(t) - I_{L_1}\hat{d}_1(t) + D'_2\hat{i}_{L_2}(t) - \\ I_{L_2}\hat{d}_2(t) + D'_3\hat{i}_{L_3}(t) - \\ I_{L_3}\hat{d}_3(t) - \frac{v_2(t)}{R} \end{aligned} \quad (14)$$

假设变换器处于理想条件,3 个通路参数完全一致,即 $L_1 = L_2 = L_3 = L, I_{L_1} = I_{L_2} = I_{L_3} = I_L, d_1 = d_2 = d_3 = d$,现对其中一重进行频域分析。

对式(13)、式(14)进行拉氏变换后的频域方程为

$$\begin{cases} Ls\hat{i}_L(s) = \hat{v}_1(s) - D'\hat{v}_2(s) + V_2\hat{d}(s) \\ Cs\hat{v}_2(s) = 3D'\hat{i}_L(s) - 3I_L\hat{d}(s) - \frac{v_2(s)}{R} \end{cases} \quad (15)$$

由式(15)经过一系列简化计算可得从 $d(s)$

到 $i_L(s)$ 的传递函数 $G_{id}(s)$ 为

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_1(s)=0} = \frac{V_2 C s + \frac{2V_2}{R}}{L C s^2 + \frac{L s}{R} + 3D'^2} \quad (16)$$

从 $d(s)$ 到 $u_2(s)$ 的传递函数 $G_{vd}(s)$ 为

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}_2(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_1(s)=0} = \frac{3D' - \frac{Ls}{RD'}}{L C s^2 + \frac{L s}{R} + 3D'^2} \quad (17)$$

从 $i_L(s)$ 到 $u_2(s)$ 的传递函数 $G_{vi}(s)$ 为

$$G_{vi}(s) = \left. \frac{\hat{v}_2(s)}{\hat{i}_L(s)} \right|_{\hat{v}_1(s)=0} = \left. \frac{\hat{v}_2(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_1(s)=0} \cdot \left. \frac{\hat{d}(s)}{\hat{i}_L(s)} \right|_{\hat{v}_1(s)=0} = \frac{3D'^2 R - Ls}{CRD's + 2D'} \quad (18)$$

以上,采用基本建模法对三重化双向 Buck/Boost 变换器建立了交流小信号模型。

2 系统控制策略研究

2.1 反馈校正的双闭环控制策略

反馈校正的双闭环控制策略是用反馈校正网络包围被控对象并对系统的动态性能有改善作用的一种控制策略。通常,系统需要添加补偿网络才能获得较好的静、动态特性。三重化双向 Buck/Boost 变换器采用反馈校正控制策略的系统框图如图 3 所示。图 3 中 $G_{VA}(s)$ 为电压补偿网络传递函数, $G_{CA}(s)$ 为电流补偿网络传递函数, $G_M(s)$ 为 PWM 环节传递函数, $G_{id1}(s)$ 、 $G_{id2}(s)$ 、 $G_{id3}(s)$ 分别为每一重从 $d(s)$ 到 $i_L(s)$ 的传递函数, $G_{vi}(s)$ 为总的从 $i_L(s)$ 到 $v_2(s)$ 的传递函数。为便于补偿网络的设计,三重化双向 Buck/Boost 变

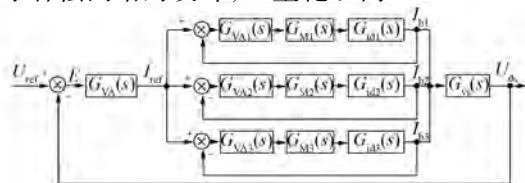


图 3 反馈控制系统框图

换器参数如表 1 所示。

表 1 三重化双向 Buck/Boost 变换器参数

参数名称	参数值
高压侧电压 U_2/V	24
低压侧电压 U_1/V	12
电感 L/mH	0.55
电容 $C/\mu F$	22
高压侧等效电阻 R_2/W	6
低压侧等效电阻 R_1/W	1.5
开关频率 f_s/kHz	25

2.1.1 电流补偿网络参数设计

将变换器参数代入式 (16) 可得电流环被控对象传递函数为

$$G_{id}(s) = \frac{5.28 \times 10^{-4} \times s + 8}{1.21 \times 10^{-8} \times s^2 + 9.17 \times 10^{-5} \times s + 0.75} \quad (19)$$

其对应的开环特性如图 4 所示。可见被控对象幅频特性的低频段曲线平坦,系统存在稳态误差,若要消除误差,补偿网络至少应含有一个积分环节使其低频段以 -20 dB/dec 的斜率下降;中频段的穿越频率为 7370 Hz ,显然过高,对于开关变换系统,过高的穿越频率可能导致高频开关频率及其谐波和寄生振荡引起的高频分量得不到有效抑制,系统不能稳定工作^[6],因此需要增加一个以 -40 dB/dec 斜率下降的频段,达到降低中频段以限制过高的穿越频率。理想的高频特性是至少以 -40 dB/dec 斜率下降,才能具有较好的鲁棒性^[8]。通过分析可得出电流补偿网络的传递函数表达式为

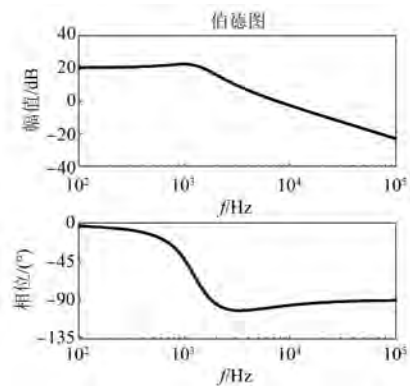


图 4 G_{id} 系统开环特性

$$G_{CA}(s) = \frac{K_1(s + \omega_{z1})(s + \omega_{z2})}{s(s + \omega_{p1})(s + \omega_{p2})} \quad (20)$$

其中： ω_{z1} 、 ω_{z2} 分别抵消被控对象中双重极点引起的相位滞后； ω_{p1} 抵消输出电容 ESR 引起的零点； ω_{p2} 保证开环传递函数有一个较好的相位裕量，同时使高频段以-40 dB/dec 斜率下降，对高频干扰有较好的抑制作用。

将参数代入式(20)可得电流补偿器传递函数为

$$G_{CA}(s) = \frac{4 \times 10^4(s + 7\,892)(s + 7\,892)}{s(s + 15\,200)(s + 157\,000)} \quad (21)$$

经电流补偿网络补偿后的开环特性如图 5 所示。由图 5 可见，在低频段由于补偿网络提供一个积分环节，因此其稳态误差等于零；在中频段，穿越频率为 2.5 kHz，相位裕量为 64°，满足要求；在高频段，幅频特性的下降斜率为-40 dB/dec，对高频干扰有良好的抑制作用。因此，电流补偿网络设计合理。

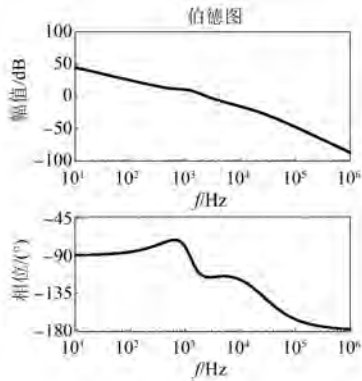


图 5 电流补偿后系统开环特性

2.1.2 电压补偿网络参数设计

将变换器参数代入式(18)可得电压环被控对象传递函数为

$$G_{vi}(s) = \frac{4.5 - 0.55 \times 10^{-3} \times s}{6.6 \times 10^{-5} \times s + 1} \quad (22)$$

其对应的开环特性如图 6 所示。由图 6 可见被控对象幅频特性的低频段曲线平坦，存在稳态误差，由于该控制对象传递函数存在右半平面零点且小于极点，无穿越频率。若要补偿系统的右半平面零点，首先需在低频段引入一个积分环节，使其在的低频段以-20 dB/dec 的斜率下降，消除稳态误

差，并在被控对象的极点附近引入一个零点 ω_{z3} ，使幅频特性的穿越频率达到一个合理的位置，最后引入一个极点 ω_{p3} 使其在高频段继续以-20 dB/dec的斜率下降。通过分析可得出电压补偿网络的传递函数表达式为

$$G_{VA}(s) = \frac{K_2(s + \omega_{z3})}{s(s + \omega_{p3})} \quad (23)$$

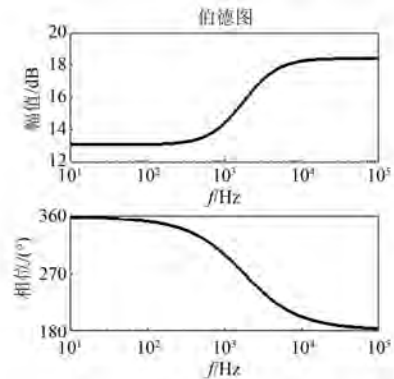


图 6 G_{vi} 系统开环特性

将参数代入式(23)可得电压补偿网络传递函数为

$$G_{VA}(s) = \frac{200(s + 10\,000)}{s(s + 5\,000)} \quad (24)$$

补偿后的开环特性如图 7 所示，可见低频段以-20 dB/dec 斜率下降，其稳态误差等于零；中频段的穿越频率 $f_c = 270$ Hz，约为电流环穿越频率对的十分之一，穿越频率合适，具有较理想的带宽，满足要求；电流环中高频段的幅频特性下降斜率已达-40 dB/dec，对高频干扰有良好的抑制作用，无需在电压环加入额外极点，避免控制器的复杂化。

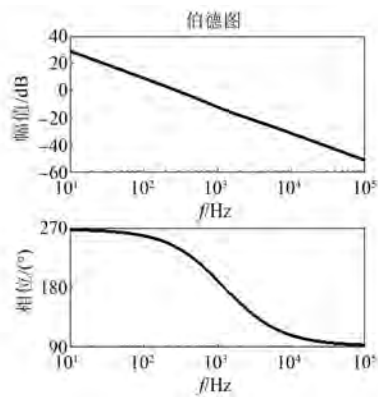


图 7 电压补偿后系统开环特性

2.2 反馈校正的双闭环控制策略仿真验证

用 MATLAB/Simulink 仿真软件搭建仿真试验平台。

2.2.1 额定负载起动机态特性的仿真

系统采用传统电压电流双闭环反馈校正控制策略仿真得到的输出电压波形,如图 8 所示。

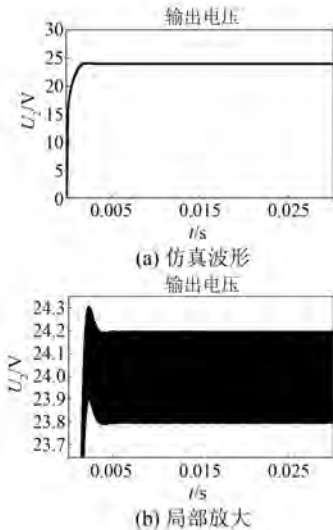


图 8 系统采用传统电压电流双闭环反馈校正控制策略输出电压波形

由图 8 可见,反馈控制策略下的系统输出电压能够稳定在 24 V,纹波 1.6% 大小为 0.4 V;超调量 1.25% 大小为 0.3 V;响应时间 3 ms。

2.2.2 负载突变的仿真

图 9 所示为负载突变的仿真波形。变换器满载起动后,0.02 s 时突加 25% 负载,0.03 s 时加至 50% 负载,0.04 s 时突降 25% 负载,0.05 s 时再突降 25% 负载,表 2 列出了负载突变参数,可见传统反馈校正控制策略的动态、稳态性能均较好,可较好地控制目标。

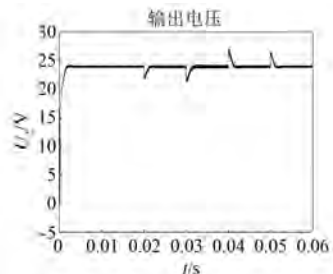


图 9 反馈校正双闭环控制策略下突变负载输出电压波形

表 2 反馈校正控制仿真负载突变参数

时间/s	加减载	变化量/%	峰值时间/ms	调节时间/ms
0.02	突加 25% 负载	下冲 8.3	0.2	1.5
0.03	再加 25% 负载	下冲 14.5	0.2	2.0
0.04	突降 25% 负载	超调 13.3	0.2	1.5
0.05	再降 25% 负载	超调 10.4	0.2	1.5

对于双向 DC-DC 变换器,在双向切换传输过程中,响应时间是一个非常重要的参数,仿真结果表明反馈控制策略下的响应时间约为 3 ms,还需进一步研究提高动态性能的控制策略。

2.3 前馈校正的复合双闭环控制策略

前馈校正是在反馈校正回路中加入前馈通路的一种控制策略^[9],其控制系统如图 10 所示。图 10 中 $G_2(s)$ 为反馈系统中开环传递函数, $G_1(s)$ 为反馈补偿网络传递函数, $G_r(s)$ 为前馈补偿网络的传递函数。由图 10 可知,系统的输出量为

$$C(s) = [E(s)G_1(s) + Gr(s)R(s)]G_2(s) \tag{24}$$

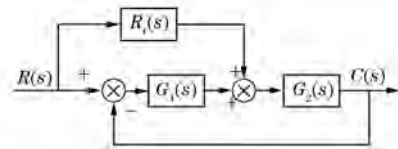


图 10 前馈复合校正控制系统

由系统的误差表达式 $E(s) = R(s) - C(s)$ 可推得:

$$C(s) = \frac{[G_1(s) + G_r(s)]G_2(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)}R(s) \tag{25}$$

若选择前馈补偿网络的传递函数为

$$G_r(s) = \frac{1}{G_2(s)} \tag{26}$$

则式(25)可化简为

$$C(s) = R(s) \tag{27}$$

式(27)表明在式(26)成立的条件下,系统可以无差别地跟随输入参考量,故式(26)称为对输入量的误差全补偿条件^[9]。一般 $G_r(s)$ 均具有较复杂的形式,物理实现相当困难,在实际工程应用中,大多采用满足跟踪精度要求的近似补偿,以使 $G_r(s)$ 形式简单并易于物理实现。

将前馈校正应用于三重化双向 Buck/Boost 变换器控制系统中,其控制系统框图如图 11 所

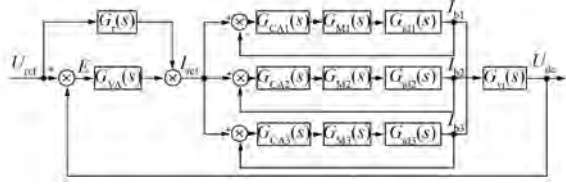


图 11 前馈校正的复合双闭环控制系统框图

示。图 11 中 $G_{VA}(s)$ 为电压补偿网络传递函数, $G_{CAi}(s)$ ($i=1,2,3$) 为各重电流补偿网络传递函数, $G_M(s)$ 为 PWM 环节传递函数。

由前面推导知,若前馈补偿网络传递函数为

$$G_r(s) = \frac{1 + G_{CA1}(s)G_{M1}(s)G_{id1}(s)}{3G_{CA1}(s)G_{M1}(s)G_{id1}(s)G_{vi}(s)} \quad (28)$$

则系统能够快速无差别地跟随给定量 U_{ref} 。

2.4 前馈校正的复合双闭环控制策略仿真验证

为研究前馈校正的复合双闭环控制策略,用 MATLAB/Simulink 仿真软件搭建仿真试验平台。

2.4.1 额定负载起动瞬态特性的仿真

仿真研究是在与反馈控制仿真相同条件下进行的。图 12 所示为两种控制策略的输出电压波形,其中曲线①为前馈校正控制下的输出波形。由图 12 可见前馈控制策略下的系统输出电压能够稳定在 24 V,纹波 1.6% 大小为 0.4 V;超调量 1.25% 大小为 0.3 V;响应时间小于 1 ms,较之反馈控制策略,在超调量不变的情况下,缩短了响应时间。

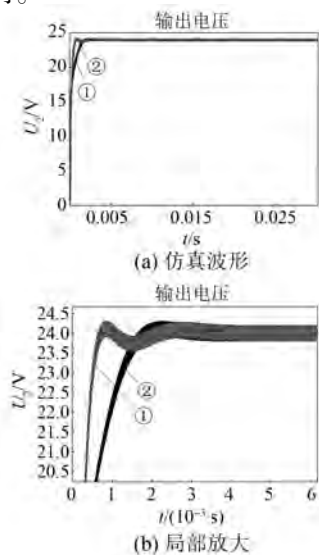


图 12 两种控制策略下的输出电压波形

2.4.2 负载突变的仿真

图 13 所示为前馈校正复合控制策略的负载突变仿真波形。变换器满载起动后,0.02 s 突加 25% 负载,0.03 s 突加至 50% 负载,0.04 s 突降 25% 负载,0.05 s 再突降 25% 负载。表 3 列出了负载突变参数,可见相比于传统双闭环反馈控制策略,前馈校正控制策略对负载变动具有更高的动、稳态性能,可更好地控制目标。

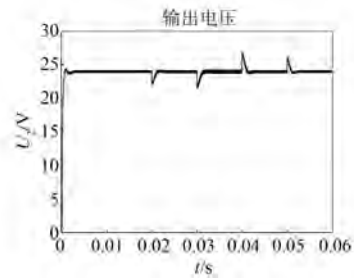


图 13 前馈校正复合控制策略下突变负载输出电压波形

表 3 前馈校正控制仿真负载突变参数

时间/s	加减载	变化量/%	峰值时间/ms	调节时间/ms
0.02	突加 25% 负载	下冲 7	0.2	1.3
0.03	再加 25% 负载	下冲 12	0.2	1.8
0.04	突降 25% 负载	超调 12.5	0.2	1.3
0.05	再降 25% 负载	超调 9.5	0.2	1.3

3 结 语

本文采用基本建模法建立了双向 Buck/Boost 变换器的数学模型,针对三重化双向 Buck/Boost 变换器提出了一种基于前馈校正复合双闭环控制策略。仿真研究表明,较之传统双闭环控制策略的优越性:

(1) 前馈校正复合双闭环控制策略可提高双向 Buck/Boost 变换器的响应速度,缩减了能量双向传输切换时的调节时间,最短的时间达到稳态。

(2) 能很好地兼顾动、稳态性能指标,对欠载和过载均具有较好的鲁棒性。

【参考文献】

[1] 陈明,汪光森,马伟明,等.多重化双向 DC-DC 变换器电流纹波分析[J].电力系统保护与控制,2007, 35(4): 53-57.

(下转第 72 页)

- Improved concept and model of eddy current damper [J]. *Journal of Vibration and Acoustics*, 2006, 128 (3): 294-302.
- [2] EBRAHIMI B. Development of hybrid electromagnetic dampers for vehicle suspension systems [D]. Waterloo: University of Waterloo, 2009.
- [3] GOSLINE A H C, HAYWARD V. Eddy current brakes for haptic interfaces: design, identification, and control [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2008, 13(6): 669-667.
- [4] JANG S M, LEE S H. Comparison of three types of permanent magnet linear eddy-current brakes according to magnetization pattern [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2003, 39(5): 3004-3006.
- [5] WALLACE A, JOUANNE A V, WILLAMSON S, et al. Performance prediction and test of adjustable, permanent-magnet, load transmission systems [C] // *Proceedings of Conference on Industry Applications*, USA, 2001: 1648-1655.
- [6] GÜLEÇ M, AYDIN M. Comparison of non-linear magnetic modelling techniques for an open slotted axial flux eddy current brake [C] // *2016 National Conference on Electrical, Electronics and Biomedical Engineering (ELECO)*, 2016: 313-317.
- [7] GULEC M, YOLACAN E, AYDIN M. Design, analysis and real time dynamic torque control of single motor—single-stator axial flux eddy current brake [J]. *IET Electric Power Applications*, 2016, 10 (9): 869-876.
- [8] 陈东, 范帅. 基于 Maxwell 的盘式制动器辅助电磁制动装置的有限元分析 [J]. *新技术新工艺*, 2013, (9): 32-35.
- [9] 陈东, 范帅. 盘式制动器辅助电磁制动装置的结构优化设计 [J]. *机械设计*, 2013, 30(5): 48-52.
- [10] GULBAHCE M O, KOCABAS D A, ATALAY A K. A study to determine the act of excitation current on braking torque for a low power eddy current brake [C] // *2013 International Electric Machines & Drives Conference*, 2013: 1321-1325.
- [11] GULBAHCE M O, KOCABAS D A, NAYMAN F. Investigation of the effect of pole shape on braking torque for a low power eddy current brake by finite elements method [C] // *2013 8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, 2013: 263-267.
- [12] GULBAHCE M O, KOCABAS D A, ATALAY A K. Determination of the effect of conductive disk thickness on braking torque for a low power eddy current brake [C] // *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, 2013: 1272-1276.
- [13] LABBE N, MARECHAL Y, MEUNIER G, et al. 2D nonlinear finite element modelling of electromagnetic retarders using time-stepping algorithms, and the petrov-galerkin method with homogenization techniques [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1992, 32(3): 772-775.
- [14] 胡东海, 何仁, 汤宝. 电涡流缓速器涡流折算系数的计算方法 [J]. *重庆交通大学学报 (自然科学版)*, 2015, 34(1): 144-148.
- [15] 何仁, 胡东海, 张端军. 汽车电磁制动技术的研究与进展 [J]. *汽车安全与节能学报*, 2013, 4(3): 202-214.

收稿日期: 2017-12-04

(上接第 44 页)

- [2] 黄林森. 三相交错并联 BUCK-BOOST 双向 DC/DC 变换器的研究 [D]. 株洲: 湖南工业大学, 2015.
- [3] 孙文. 用于电动汽车的交错并联双向 DC/DC 变换器设计 [D]. 杭州: 浙江大学, 2012.
- [4] 刘正兰. 双向 DC-DC 变换器设计技术研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2012.
- [5] 许海平. 大功率双向 DC-DC 变换器拓扑结构及其分析理论研究 [D]. 北京: 中国科学院研究生院 (电工研究所), 2005.
- [6] 张卫平. 开关变换器的建模与控制 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2006.
- [7] 杨刚. 基于 DSP 的交错并联双向 DC/DC 变换器研究 [D]. 成都: 西南交通大学, 2015.
- [8] CHUNG H, IOINOVICI A. Large-signal stability of PWM switching regulators [J]. *Circuits & Systems. IEEE International Symposium on*, 1995 (2): 1123-1126.
- [9] 胡寿松. 自动控制原理 [M]. 4 版. 北京: 科学出版社, 2001.

收稿日期: 2018-01-20