

## 基于无源控制的车用双管升压变换器研究<sup>\*</sup>

范灿明<sup>1</sup> 李惠林<sup>1</sup> 边东生<sup>2</sup> 何 锋<sup>1</sup>

(1. 贵州大学机械工程学院 贵阳 550025; 2. 奇瑞万达贵州客车股份有限公司 贵阳 550025)

**摘 要:**新能源汽车能处于正确的电压级别下安全可靠地运行,DC/DC 变换器发挥着重要作用,针对其现有控制方法多为线性控制,难以应对负载与输入电压参数多变的情况的问题;在非线控制既无源控制的基础上引入了 PI 阻抗反馈补偿环路的概念,提出了一种 PI 阻抗补偿无源控制策略。为证明其优越性,与现有方法进行了比较。并针对负载与输入电压参数变化情况进行了模拟仿真,结果表明,该策略在输入电压跌落 8 V 后,仅产生了 2 V 的波动;负载突变为初值的一半时,仅用了不到 0.01 s 便重新抬升至给定电压值。由仿真结果可得,该策略不仅响应速度快、不会产生超调现象,而且在负载和输入电压发生较大变化的情况下,仍能很好的抵御外部干扰并保持输出电压的稳定性和优秀的电压纹波抑制效果,具有良好的鲁棒性。

**关键词:**无源控制;双管升压变换器;DC/DC 变换器;鲁棒性

**中图分类号:** TM46      **文献标识码:** A      **国家标准学科分类代码:** 510.10

## Research on automotive dual-switches boost converter based on passive control

Fan Canming<sup>1</sup> Li Huilin<sup>1</sup> Bian Dongsheng<sup>2</sup> He Feng<sup>1</sup>

(1. School of Mechanical Engineering, Guizhou University, Guiyang 550025, China;

2. Chery & Wanda Guizhou Bus Co., Ltd., Guiyang 550025, China)

**Abstract:** New energy vehicles are designed to operate reliably at precise voltage levels, and the DC/DC converters play a pivotal role in this operation. However, the existing control methods for these converters are predominantly linear and struggle to adapt to varying load and input voltage conditions. To address this, we propose the "PI Impedance Compensation Passive Control Strategy," which incorporates a PI impedance feedback compensation loop based on non-linear control principles. To establish its superiority, a comparative analysis was conducted against existing methods. Simulations focused on assessing the strategy's performance under varying load and input voltage conditions. Results showed a mere 2 V fluctuation after an 8 V drop in input voltage. In the scenario of a sudden load transition to half of its initial value, the strategy swiftly readjusted to the designated voltage in under 0.01 seconds. These simulations confirmed the strategy's rapid response without overshooting. Even in instances of significant load and input voltage variations, the strategy effectively mitigated external disturbances, maintaining output voltage stability and achieving outstanding voltage ripple suppression, highlighting its robustness.

**Keywords:** passive control; dual-switches boost converter; DC/DC converter; robustness

### 0 引言

DC/DC 变换器在电子电力领域应用广泛,分为非隔离型和隔离型两大类拓扑结构。非隔离型拓扑如 BUCK、BOOST、BUCK-BOOST 等拓扑结构具有简单的设计和结构,新能源汽车也多以此类拓扑为基础进行 DC/DC 变换器设计,然而在需求较高升压比的情况下,器件应力较

高<sup>[1]</sup>。虽然隔离型拓扑在升压比和安全性方面具有优势,但体积较大,不适合应用于新能源汽车。为了优化新能源汽车驱动车辆的电池堆和动力电池之间的电压匹配,文献[2]引入了非隔离型拓扑中的双管升压变换器。该拓扑结构具有低输出电压纹波、低器件应力和高效等优点。此外,还可以通过同一 PWM 波来控制两个开关管,使控制更加简单,相较于传统 DC/DC 变换器,性能更为卓越<sup>[2]</sup>。

收稿日期:2023-09-08

<sup>\*</sup> 基金项目:黔科合支撑[2021]一般 283 项目资助

在新能源汽车 DC/DC 变换器控制方面,PI 控制仍是应用最主要的控制方法之一<sup>[3]</sup>,文献[3]采用基于电感电流和输出电压的双闭环 PI 控制系统,成功地增强了双管升压变换器拓扑的安全性和可靠性。然而,这种方法未充分考虑到新能源汽车负载多变的情况。为改善 DC/DC 变换器在车辆行驶状态切换过程中呈现的严重非线性问题,文献[4]提出了电流环沿用传统 PI 控制,电压环采用模糊 PI 控制的双闭环斩波控制方案;针对双向 DC/DC 变换器设计了模糊 PI 控制器。该方案有效提高了变换器的鲁棒性,减小了输出电压波动,但其响应速度提升空间仍然巨大。因此,一些研究者将非线性控制方法引入到 DC/DC 变换器中。文献[5]将滑模控制应用在了双向 DC/DC 变换器中,通过实验验证了变换器的总电感电流纹波、动态响应特性、抗干扰能力与整机效率都满足电动汽车对双向 DC/DC 变换器的要求;但未解决滑模控制所带来的抖振现象。于是,部分研究将转向了具备良好动态响应特性的无源控制策略。文献[6]专注于 BOOST 变换器,对该拓扑进行了无源性验证,并设计了一种无源控制器,通过仿真验证了无源控制器在 DC/DC 变换器领域可行性。文献[7]在此基础上进行了改进,提出了一种具备期望输入电流调整功能的无源控制器,该控制器利用输出电压与期望输出电压之间的差值来调整期望输入电流,以减小输出电压的稳态误差。以上两种无源控制器均针对 BOOST 变换器,仅验证了控制策略的可行性,未考虑到如新能源汽车实际应用环境中的各种情况。文献[8]基于功率守恒原理改进了无源控制方法,并通过仿真验证了无源控制器在 DC/DC 变换器平台上具有良好的动态性能和鲁棒性。尽管这项研究取得了进展,但它使用的三相交错并联变换器拓扑,电气元件众多、成本高且体积偏大,因此在实际工程应用中可能效果不佳<sup>[9]</sup>。

本文针对双管升压变换器提出了一种以无源控制为基础的 PI 阻抗补偿无源控制策略,以无源控制充当电压环路,同时在外环增加了 PI 阻抗补偿环路。建立能量函数并对双管升压变换器进行了无源性验证,并完成了控制器的选取。通过在 MATLAB/SIMULINK 模块下进行仿真实验,将其与文献[3]的结果进行对比,验证了该策略的可行性。

### 1 双管升压变换器(DBC)状态空间方程

双管升压变换器由两个功率开关管,两个储能电感,一个二极管以及一个输出滤波电容构成<sup>[10]</sup>。该拓扑所包含的电气元件少,故体积较小,制造成本较低。双管升压变换器拓扑如图 1 所示。

根据开关管一个周期结束时电感电流状态的不同,可以将双管升压变换器的工作模式分为 3 种,分别为连续导通、断续导通和临界导通<sup>[11-12]</sup>。连续导通工作模式具有较好的工作特性,可以满足较小的电压纹波和电流纹波且功率较大,更适用于汽车领域,则本文以此为前提对该拓扑

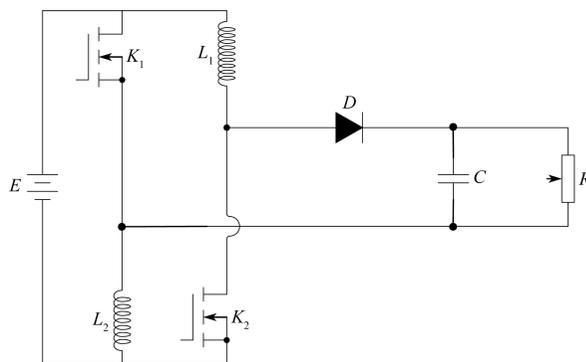


图 1 双管升压变换器电路

进行分析与建模。

假定图 1 中各器件均为理想元件,电感  $L_1$  与  $L_2$  相等,开关管  $K_1$  与  $K_2$  参数相等且同时导通与关断,则当开关管导通和关断时,双管升压变换器的工作模式如图 2、3 所示。

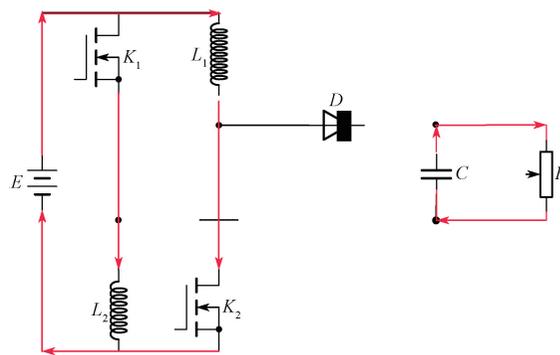


图 2 开关管导通时拓扑工作模式

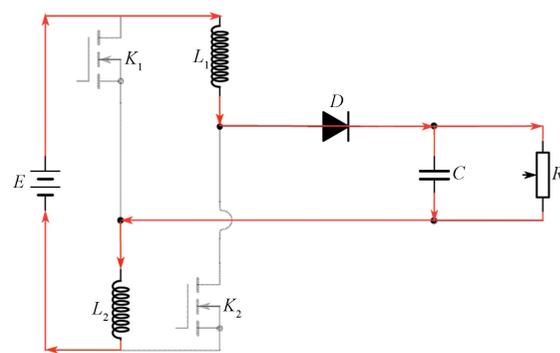


图 3 开关管关断时拓扑工作模式

设 PWM 的占空比为  $d$ , 电感电流为  $i_{L1}$  和  $i_{L2}$ ; 当开关管导通时,电容  $C$  单独向负载  $R$  供电, $R$  两端电压为  $u_o$ , 输入电压  $U_s$  对电感  $L_1$  和  $L_2$  供能,此时,加在电感两端的电压  $u_{L1}$ 、 $u_{L2}$  为:

$$u_{L1} = u_{L2} = U_s \tag{1}$$

当开关管关断时,二极管导通,电感  $L_1$  和  $L_2$  对负载供电,此时,加在电感两端的电压  $u_{L1}$ 、 $u_{L2}$  为:

$$u_{L1} = u_{L2} = \frac{U_s - u_o}{2} \quad (2)$$

由电感的伏秒平衡可知:

$$2dU_s + (1-d)(U_s - u_o) = 0 \quad (3)$$

化简式(3)可得理想状态下变换器连续导通模式下的电压增益  $G$  为:

$$G = \frac{u_o}{U_s} = \frac{1+d}{1-d} \quad (4)$$

分析图2可知,在一个开关周期  $T_s$  内,变换器的状态空间方程为:

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + \frac{1-d}{2}u_o = \frac{1+d}{2}U_s \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + \frac{1-d}{2}u_o = \frac{1+d}{2}U_s \\ C \frac{du_o}{dt} + \frac{d-1}{2}i_{L1} + \frac{d-1}{2}i_{L2} + \frac{u_o}{R_L} = 0 \end{cases} \quad (5)$$

## 2 变换器 EL 方程与能量函数

变换器的状态空间方程如式(5)所示,选取状态向量  $\mathbf{x}_s = [i_{L1} \ i_{L2} \ u_o]^T$ , 则双管升压变换器的 EL 方程可表述为:

$$\mathbf{M}\dot{\mathbf{x}}_s + \mathbf{J}\mathbf{x}_s + \mathbf{R}\mathbf{x}_s = \mathbf{u} \quad (6)$$

式中:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1-d}{2} \\ 0 & 0 & \frac{1-d}{2} \\ \frac{d-1}{2} & \frac{d-1}{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_L} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} \frac{1+d}{2}U_s \\ \frac{1+d}{2}U_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

假定电感  $L_1, L_2$  大小相等,流经电感的电流大小也相等,由式(5)可得:

$$\begin{cases} L_1 i_{L1} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1+d}{2}U_s i_{L1} + \frac{d-1}{2}u_o i_{L1} \\ L_2 i_{L2} \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1+d}{2}U_s i_{L2} + \frac{d-1}{2}u_o i_{L2} \\ C_1 u_o \frac{du_o}{dt} = (1-d)u_o i_{L1} - \frac{u_o^2}{R_L} \end{cases} \quad (11)$$

由式(11)可得变换器能量函数  $H$  为:

$$H = H_L + H_C = \frac{1}{2}(L_1 i_{L1}^2 + L_2 i_{L2}^2 + C u_o^2) \quad (12)$$

式中:  $H_L$  为电感储能和  $H_C$  为电容储能,设变换器期望达到的状态量为  $\mathbf{x}^* = [i_{L1}^* \ i_{L2}^* \ u_o^*]^T$ , 取  $x_e$  为实际状态量与期望状态量之间的差值,则  $\mathbf{x}_e = \mathbf{x}_s - \mathbf{x}^*$ , 式(12)中变换器的能量函数  $H$  可以用矩阵形式表述为:

$$H = \frac{1}{2} \mathbf{x}_s^T \mathbf{M} \mathbf{x}_s \quad (13)$$

因  $i_{L1} = i_{L2}$ , 联立式(6)可将能量函数的导数写成如下形式:

$$\dot{H} = \mathbf{x}_s^T \mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}_s = \mathbf{x}_s^T \mathbf{u} - \mathbf{x}_s^T \mathbf{R} \mathbf{x}_s = (1+d)i_{L1}U_s - \frac{u_o^2}{R_L} \quad (14)$$

将式(14)进行积分,可得变换器的能量分布函数为:

$$\underbrace{H(t_0)}_{t_0 \text{时刻能量}} = \underbrace{H(0)}_{\text{初始能量}} + \underbrace{\int_0^{t_0} (1+d)i_{L1}(t)U_s dt}_{\text{供给能量}} - \underbrace{\int_0^{t_0} \frac{u_o^2(t)}{R_L} dt}_{\text{耗散能量}} \quad (15)$$

由式(15)能量分布函数可以得知,任意时刻  $t_0 (t_0 > 0)$  系统所储存的能量均小于外部供给的能量,可证明该系统是严格无源的。

误差能量函数用矩阵形式表述为:

$$H_e = \frac{1}{2} \mathbf{x}_e^T \mathbf{M} \mathbf{x}_e \quad (16)$$

## 3 PI 阻抗补偿无源控制设计

两个储能电感令双管升压变换器具有更高升压比的同时也导致了更大的阻抗,使得传统无源控制器输出直流母线电压降落明显。因此在传统无源控制的基础上,引入了PI阻抗补偿环路的概念;利用期望输出电压与实际输出电压的比较值,实时调节阻抗大小来达到稳定输出电压的目的。该策略的控制框图如图4所示。

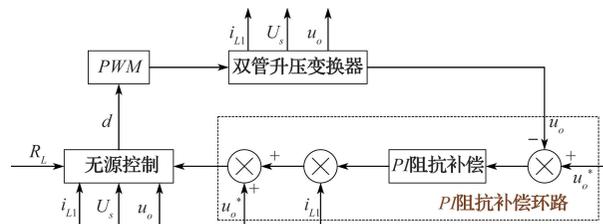


图4 变换器控制方法框图

### 3.1 无源控制器设计

无源控制本质上是能量的控制,无源控制器的最终目的是使系统的误差能量函数收敛到0,从而使系统稳定在期望的能量状态<sup>[13-15]</sup>。为了更直接地观察误差能量函数的变化对式(14)进行求导得到:

$$\dot{H}_e = \mathbf{x}_e^T \mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}_e \quad (17)$$

为了具备更快的响应速度,让系统更快收敛,使用阻尼注入法增大误差能量函数的导数。由式(6)可得:

$$M\dot{x}_e = u - M\dot{x}^* - J_s(x_e + x^*) - R_x x^* - R_x x_e \quad (18)$$

则误差能量函数对时间的导数可以写为:

$$\dot{H}_e = x_e^T [u - M\dot{x}^* - J_s(x_e + x^*) - R_x x^*] - x_e^T R_x x_e \quad (19)$$

注入阻尼令  $R_d x_e = (R + R_a) x_e$ , 其中  $R$  为负载矩阵, 而  $R_a$  为正定对焦阻尼矩阵  $\text{diag}\{r_1, r_2, 1/r_3\}$ , 则式(19)可以变换为:

$$\dot{H}_e = x_e^T [u - M\dot{x}^* - J_s(x_e + x^*) - R_x x^* + R_a x_e] - x_e^T R_d x_e \quad (20)$$

这里取:

$$u - M\dot{x}^* - J_s(x_e + x^*) - R_x x^* + R_a x_e = 0 \quad (21)$$

由于矩阵  $R_d$  为正定矩阵, 此时误差能量函数导数  $< 0$ , 所以误差能量函数会快速收敛到 0, 这样就可以实现  $x_e$  快速收敛到期望值。展开式(21)可得:

$$\begin{cases} (1-d)u_o - 2r_1(i_{L1} - i_{L1}^*) = (1+d)U_s \\ (1-d)u_o - 2r_2(i_{L2} - i_{L2}^*) = (1+d)U_s \\ \frac{d-1}{2}i_{L1} + \frac{d-1}{2}i_{L2} + \frac{u_o^*}{R_L} - \frac{(u_o - u_o^*)}{r_3} = 0 \end{cases} \quad (22)$$

因为理想状态下, 两个电感完全相同, 则可将式(22)简化为:

$$\begin{cases} (1-d)u_o - 2r_1(i_{L1} - i_{L1}^*) = (1+d)U_s \\ (d-1)i_{L1} + \frac{u_o^*}{R_L} - \frac{(u_o - u_o^*)}{r_3} \end{cases} \quad (23)$$

求解可得  $d_1$  和  $d_2$  两个占空比为:

$$\begin{cases} d_1 = \frac{u_o - U_s - 2r_1(i_{L1} - i_{L1}^*)}{u_o + U_s} \\ d_2 = 1 - \frac{r_3 u_o^* + R_L(u_o - u_o^*)}{R_L r_3 i_{L1}} \end{cases} \quad (24)$$

### 3.2 控制器选取

当变换器稳定时, 式(5)的中变量电容电压  $u_o$  和电感电流  $i_{L1}, i_{L2}$  收敛至期望值, 将  $d_1$  代入第 1 行化简得到:

$$i_{L1}^* - i_{L1} = \frac{U_s(u_o - u_o^*)}{r_1(u_o + U_s)} \quad (25)$$

由式(25)可知, 电流收敛到期望值时, 电压亦能在  $d_1$  的作用下收敛到期望值。

将  $d_2$  代入式(5)第 3 行化简得到:

$$\frac{u_o - u_o^*}{u_o^*} = \frac{r_3}{R_L} \left( \frac{i_{L1} - i_{L1}^*}{i_{L1}^*} \right) \quad (26)$$

电容电压的上升需要电感电流进行充电, 电感电流需先快速上升再收敛至期望值<sup>[16]</sup>, 故式(26)不成立, 占空比  $d_2$  不可用。综上, 采用占空比  $d_1$  的无源控制器(24)。

由式(4)和(14)可推得, 期望电感电流与期望电容电压具有如下关系:

$$i_{L1}^* = \frac{(u_o^* + U_s)^2}{2U_s R_L} \quad (27)$$

则占空比  $d_1$  可化为:

$$d_1 = \frac{u_o - U_s - 2r_1 \left( i_{L1} - \frac{(u_o^* + U_s)^2}{2U_s R_L} \right)}{u_o + U_s} \quad (28)$$

### 3.3 PI 阻抗补偿环路设计

引入补偿环路后可将期望输出电压值表示为:

$$u_{onew}^* = u_o^* + R_i i_{L1} \quad (29)$$

式中:  $u_{onew}^*$  为新的期望输出电压, 将变换器的输出电压即电容电压作为反馈量, 与期望输出电压进行比较, 通过 PI 阻抗补偿器得到阻抗系数  $R_i$ 。

$$R_i = k_p b_u + \int k_i b_u dt \quad (30)$$

式中:  $b_u$  为输出电压与期望输出电压的比较值;  $k_p$  和  $k_i$  分别为 PI 阻抗补偿器的比例和积分增益。

通过以上设计的控制器可以对线路阻抗进行补偿, 并且在保持直流母线电压不降落的基础上, 拥有良好的电压纹波抑制作用。

## 4 仿真分析

### 4.1 仿真环境与横向对比

为验证上述所提出的 PI 阻抗补偿无源控制策略的可行性, 在 MATLAB/SIMULINK 中搭建了仿真模型, powergui 设置为连续模式, 仿真步长设为  $5 \times 10^{-7}$ 。参考文献[3]中的仿真条件与硬件参数使用本文策略, 得到了输出电压波形以及纹波如图 5 所示。

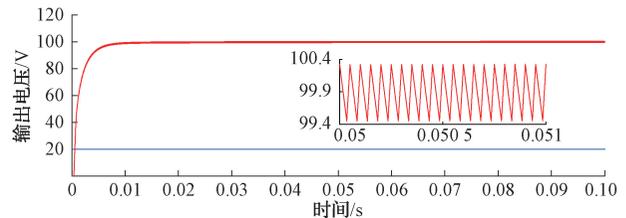


图 5 输出电压波形以及纹波

由文献[3]可知, 系统输出电压上升时间大约为 0.03 s, 且有部分超调, 输出电压纹波峰峰值为 1 V, 符合纹波系数为 1% 的设计要求。由图 5 可知, 本文策略输出电压上升时间大约为 0.01 s, 且没有超调, 输出电压纹波峰峰值小于 1 V, 符合纹波系数为 1% 的设计要求。

在保证控制器性能的同时, 针对文献[3]未考虑到如何在当输入电压和负载分别发生变化的情况下稳定输出电压, 进行进一步的仿真分析。

### 4.2 输入电压与负载变化

模拟在输入电压与负载变化的情况下, 比较 PI 单闭环电压控制策略与 PI 阻抗补偿无源控制策略的鲁棒性和响应速度。

无源控制器中取阻尼  $r_1 = 20$ , PI 控制器的比例增益

设置为  $k_p = 0.001$ ,  $k_i = 0.9$ 。双管升压变换器电路参数如表 1 所示。

表 1 变换器电路参数

名称	物理量/单位	数值
输入电压	$E/V$	24
期望输出电压	$u_o^*/V$	48
电感 1 和电感 2	$L_1 \& L_2/mH$	350
电容	$C/\mu F$	1 000
开关频率	$f_s/kHz$	20
负载	$R_L/\Omega$	4

设仿真时间为 1 s, 当输入电压发生变化时, 两种控制策略输出电压波形如图 6 所示。当时间为 0.4 s 时输入电压由最初的 24 V 跌落至 16 V, PI 阻抗补偿无源控制策略相比于 PI 单闭环电压控制策略的巨幅下降, 仅产生了 2 V 的微小波动, 且经过大约 0.1 s 后便重新达到目标输出电压。可以看出, PI 阻抗补偿无源控制策略具有极强的抗输入电压扰动能力。

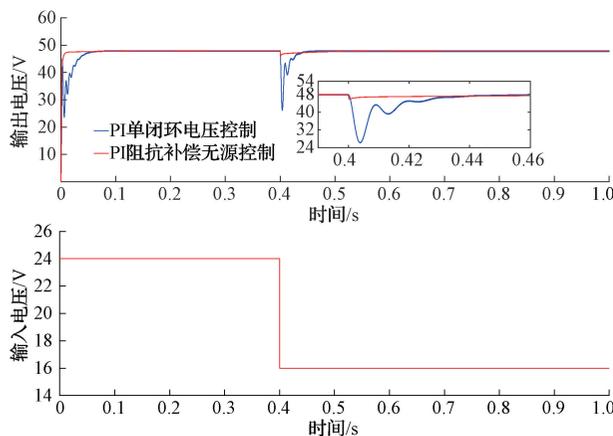


图 6 输入电压变化时输出电压波形

仿真时长设为 1 s, 当负载发生变化时, 两种控制策略输出电压波形如图 7 所示。负载最初设为 4  $\Omega$ , 当时间为

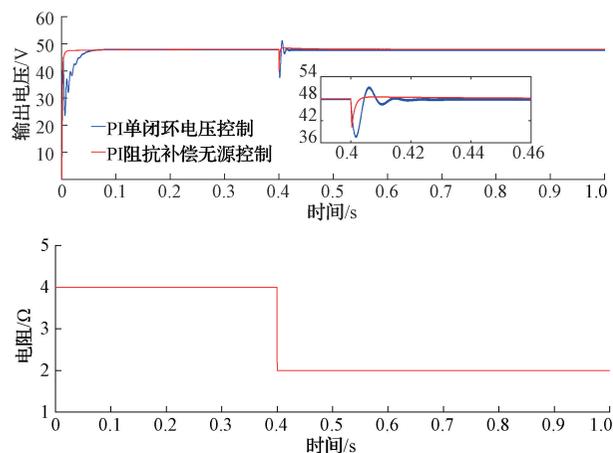


图 7 负载变化时输出电压波形

0.4 s 时负载阻值跌落至 2  $\Omega$ 。

PI 单闭环电压控制时输出电压有明显下降, 重新达到稳态约需要 0.15 s; 达到稳态后电压略低于给定值且电压纹波有所增大。

PI 阻抗补偿无源控制时, 能够在无静态误差的情况下跟踪扰动, 保持直流电压稳定在 48 V; 在扰动较大的情况下, 输出电压仅下降了约 10 V 随后不到 0.01 s 的时间内便快速攀升并稳定在给定值附近。

## 5 结论

针对新能源汽车所使用 DC/DC 变换器现有控制策略多为线性控制, 在面对负载及输入电压波动时控制效果不理想的问题。选用了双管升压变换器拓扑并采用了传统无源控制进行控制器设计, 发现由于该拓扑存在较大的阻抗, 使得输出电压难以到达理想的控制效果。于是在传统无源控制的基础上, 结合 PI 控制与下垂控制的思想引入了 PI 阻抗反馈补偿环路的概念, 提出了一种 PI 阻抗补偿无源控制策略。仿真实验表明, 该策略不仅可以在稳定条件下实现理想的控制效果以及电压纹波抑制效果; 而且在负载或输入电压发生改变的情况下, 依旧拥有良好的鲁棒性和响应速度, 还具有快速地抵御外部干扰并保持输出电压以及电压纹波稳定性的能力。

## 参考文献

- [1] 巩恒亮. 氢燃料电池电动汽车用 DC/DC 变换器研究与设计[D]. 马鞍山: 安徽工业大学, 2019.
- [2] WU X, SHI W, DU J. Dual-switch boost DC-DC converter for use in fuel-cell-powered vehicles [J]. IEEE Access, 2019, 7: 74081-74088.
- [3] 石文文. 燃料电池用高增益 DC/DC 变换器设计与控制[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2019.
- [4] 冷文鹏, 逢海萍. 双向 DC/DC 变换器 Boost 模式下的建模及控制[J]. 电子测量技术, 2019, 42(6): 6-11.
- [5] 刘洋. 基于滑模控制电动汽车双向 DC/DC 变换器的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2021.
- [6] 王久和. 基于 EL 模型的 Boost 型 DC/DC 变换器无源控制器[J]. 北京信息科技大学学报(自然科学版), 2012, 27(5): 17-20.
- [7] 王勉, 王志和. Boost 型 DC-DC 变换器无源控制研究[J]. 电工技术学报, 2015(S1): 80-85.
- [8] TANG X, LI J, CHEN Q, et al. Research on bidirectional D-C/DC converter based on passive control [C]. 2019 34rd Youth Academic Annual Conference of Chinese Association of Automation (YAC). IEEE, 2019: 392-396.
- [9] 周大林, 陈昊, ORABI M, 等. 一种前端级联 DC/DC 变换器的开关磁阻电机驱动拓扑[J]. 电子测量与仪器学报, 2022, 36(9): 45-52.

- [10] 孙宝文,张波.复合电源系统双向 DC/DC 变换器拓扑研究[J].电子测量技术,2018,41(15):5-10.
- [11] 王静,李建国,张雅静,等.宽电压范围双向 DC-DC 变换器的控制策略研究[J].电气传动,2021,51(18):3-9.
- [12] 党乐.一种基于滑模控制的双向 DC/DC 变换器的研究[J].软件,2019,40(6):212-218.
- [13] 刘卫朋,崔晓锋,侯明宣,等.基于混合无源控制的变换器并联研究[J].电测与仪表,2023,60(8):26-31.
- [14] 周志勇,郑柏超,闫振彬.坐标变换下的 DC-DC 升压变换器复合控制器设计[J].国外电子测量技术,2020,39(6):70-75.
- [15] 薛耀平.DC/DC 变换器控制新方法探究[J].山西电子技术,2023(3):102-104,107.
- [16] 唐星.燃料电池用 DC/DC 变换器无源控制研究与实现[D].武汉:武汉理工大学,2020.

## 作者简介

范灿明,硕士研究生,主要研究方向为燃料电池 DC/DC 变换器控制。

E-mail:2587810767@qq.com

李惠林(通信作者),博士,副教授,硕士生导师,主要研究方向为机械振动及噪声控制、新能源汽车。

E-mail:1404251074@qq.com