

适用于新能源发电系统的三端口 DC/DC变换器研究

王 正, 张 华, 范立海, 陈金钰, 隋东旭, 郭 杰

(国网冀北电力有限公司廊坊供电公司, 河北 廊坊 065000)

摘要: 三端口变换器在新能源发电系统中发挥着越来越重要的作用, 能够将电压源或电流源、储能元件和负载同时连接起来, 并对能量流动进行统一管理。然而现有的三端口拓扑通常存在很多问题, 例如没有储能环节充电的回路、电路结构过于复杂和输出效率低等。对一种新型的三端口 DC/DC 变换器进行了研究, 给出了不同端口电压与开关频率下的 13 种控制模式, 并利用数字控制的手段完成复杂的控制策略, 从而实现宽范围的电源调整率与多端口间能量的自由流动。之后通过对占空比平面的优化, 使模式切换过程变得更加稳定和平滑。最后搭建三端口电源变换器系统平台, 利用实验对控制策略的灵活性和系统的稳定性进行验证。

关键词: 新能源发电; 三端口变换器; 控制策略; 模式切换; 占空比平面

Research on three-port DC/DC converter for new energy power generation system

WANG Zheng, ZHANG Hua, Fan Lihai, CHEN Jinyu, SUI Dongxu, GUO Jie

(Langfang Power Supply Branch, State Grid Jibei Electric Power Supply Co., Ltd., Langfang 065000, China)

Abstract: Three-port converters play an increasingly important role in new energy generation systems. They are commonly used to connect voltage (current) sources, energy storage element and loads, and to manage power in a unified manner. However, most three-port topologies often have the disadvantages of complicated circuit structure, no battery charging loop, and low efficiency. In this paper, a new type of three-port DC/DC converter is studied, and 13 control modes under different port voltages and switching frequencies are given. The digital control method is used to complete complex control strategies to achieve a wide range. The power regulation rate and the free flow of energy between the multiple ports are implemented. The mode switching process is then more stable and smooth by optimizing the optimized duty cycle plane. Finally, the physical debugging platform of the three-port power converter was built to carry out experiments to verify the flexibility of the control strategy and the stability of the system.

Key words: new energy generation; three-port converter; control strategy; mode switching; duty cycle plane

0 引言

在新能源发电系统中, 使用独立的风力发电或光伏发电通常难以提供连续稳定的输出, 通常需要增加蓄电池或超级电容等储能单元, 可以起

到削峰填谷的作用^[1-5]。三端口DC/DC变换器能够将电压源或电流源、储能元件和负载同时连接起来, 并对能量流动进行统一有效的管理^[6-9], 因此新能源发电系统中发挥着极其重要的作用。

另一方面, 由于数字电源能将鲁棒控制、模糊控制和自适应控制等先进的控制算法应用进来, 能够实现遥测遥控、实时通信和在线调试等功能^[10-13], 且随着控制的复杂程度与功能的增多, 硬件系统不会变得复杂, 大幅减少了硬件系统的占版面积, 提高了电源变换器的功率密度^[14-18]。同时, 比起传统的模拟电路, 数字信息更方便移植与保存, 便于在多套设备上反复使用^[19-21]。

研究出一种新型的用于新能源发电系统的三端口电源变换器, 并通过数字控制手段完成灵活的控制逻辑, 实现多端口间能量的自由流动, 成为行业的研究趋势, 同时对新能源领域具有巨大的经济价值与研究意义。

1 三端口主拓扑结构的研究

1.1 三端口主拓扑的工作原理

本文研究的三端口变换器拓扑结构如图1所示。该变换器由一个四开关管Buck-Boost的基础衍生而来, 即在四开关管Buck-Boost电感的中间引出一条支路, 该支路通过两个开关管分别与一个新电容的高边和低边相连, 形成一个新端口。拓扑结构简单、电源调整率高, 同时能够实现多端口间能量的自由流动。

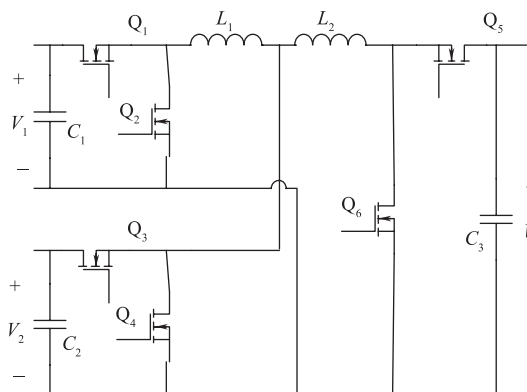


图1 新型三端口电源变换器拓扑

Fig. 1 New three-port power converter topology

分析三端口的工作原理, 设初始时刻为 t_0 , 则一个开关周期内开关管 Q_1 、 Q_3 、 Q_5 的驱动波形为 u_{1GS} 、 u_{3GS} 、 u_{5GS} , 电感两端的电压 u_{L1} 、 u_{L2} 和电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 的波形如图2所示。

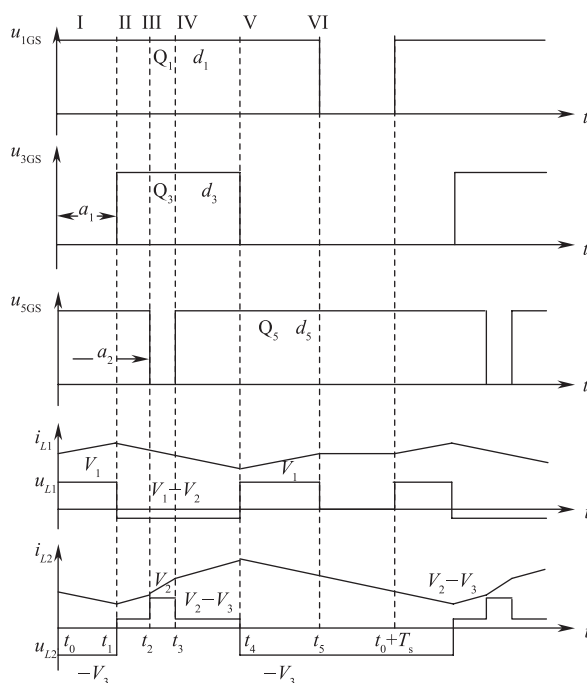


图2 工作阶段关键波形图

Fig. 2 Key waveform of the working phase

1.2 三端口变换器的建模

对端口1接太阳能电池板和端口2、3接阻性负载的情况进行分析, 则太阳能电池板的外特性曲线方程为

$$\hat{i}_{SA}(t) = f'(V_1)\hat{v}_{SA}(t) \quad (1)$$

用状态空间平均法对拓扑进行小信号建模, 可得到状态空间矩阵为

$$A \begin{bmatrix} \hat{i}_{L1}(s) \\ \hat{i}_{L2}(s) \\ \hat{v}_{C1}(s) \\ \hat{v}_{C2}(s) \\ \hat{v}_{C3}(s) \end{bmatrix} = B \begin{bmatrix} \hat{d}_1(s) \\ \hat{d}_2(s) \\ \hat{d}_3(s) \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中

$$A = \begin{bmatrix} sL_1 & 0 & -D_1 & D_3 & 0 \\ 0 & sL_2 & 0 & -D_3 & D_5 \\ D_1 & 0 & sC_1 - f'(V_1) & 0 & 0 \\ -D_3 & D_3 & 0 & sC_2 + \frac{1}{R_2} & 0 \\ 0 & -D_5 & 0 & 0 & sC_3 + \frac{1}{R_3} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$B = \begin{bmatrix} V_1 & -V_2 & 0 \\ 0 & V_2 & -V_3 \\ -I_{L1} & 0 & 0 \\ 0 & I_{L1} - I_{L2} & 0 \\ 0 & 0 & I_{L2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

将电路的实际参数代入, 有 $L_1=L_2=80 \mu\text{H}$, $C_1=C_2=560 \mu\text{F}$, $C_3=560 \mu\text{F}$, $R_2=12 \Omega$, $R_3=10 \Omega$ 。设静态工作点为: $V_1=30 \text{ V}$, $V_2=48 \text{ V}$, $V_3=24 \text{ V}$, $I_1=8.32 \text{ A}$, $I_2=4 \text{ A}$, $I_3=2.4 \text{ A}$ 。令 Q_5 的占空比 $D_5=1$, 则 Q_1 与 Q_3 的占空比分别为 $D_1=0.8$, $D_3=0.5$, 两个电感的电流分别为 $I_{L1}=10.4 \text{ A}$, $I_{L2}=2.4 \text{ A}$ 。实验室中太阳能电池板的外特性曲线 $f'(V_1)=1/R_s \approx 1$, 代入方程(2)可以得到端口2到 d_3 与端口3到 d_5 的传递函数分别为 $G_{42}(s)=\hat{u}_{c2}(s)/\hat{d}_3(s)$ 与 $G_{53}(s)=\hat{u}_{c3}(s)/\hat{d}_5(s)$, 其波特图如图3与图4所示。

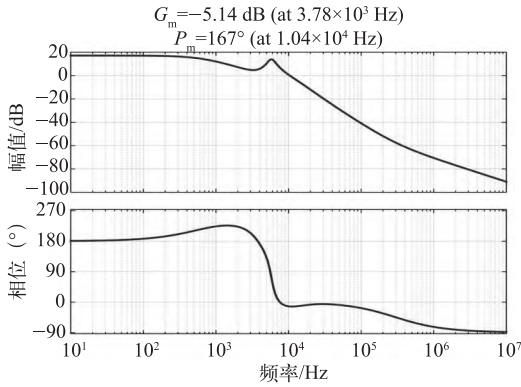


图3 补偿前端口2到 d_3 的传递函数 $G_{42}(s)$ 波特图
Fig. 3 Bode plot $G_{42}(s)$ of port 2 to d_3 before compensation

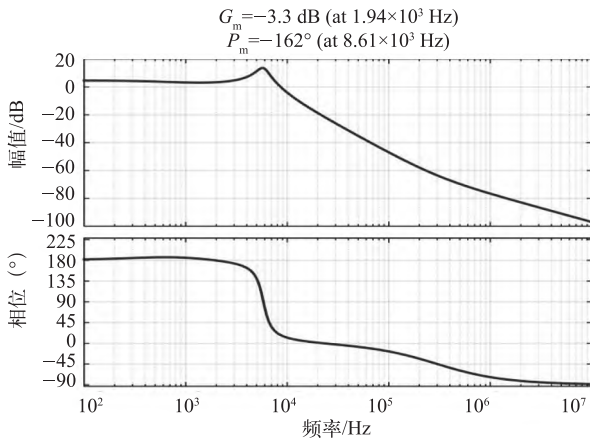


图4 补偿前端口3到 d_5 的传递函数 $G_{53}(s)$ 波特图
Fig. 4 Bode plot $G_{53}(s)$ of port 3 to d_5 before compensation

由图3与图4可以看出, 系统在低频段的增益较低, 且输出存在静差, 剪切频率与相角裕度也不满足稳定性要求, 因此需要设计环路补偿器进行校正, 补偿后系统的波特图如图5与图6所示。

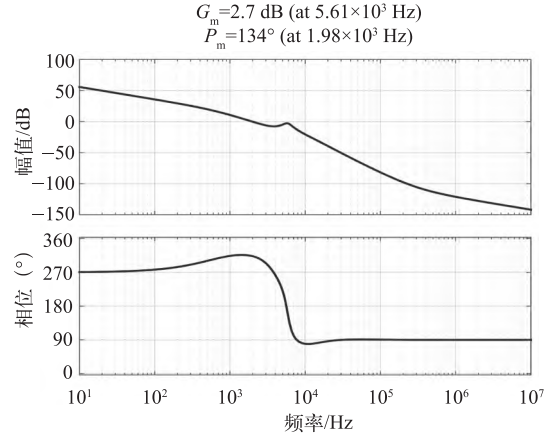


图5 补偿后端口2到 d_3 的传递函数 $G_{42}(s)$ 波特图
Fig.5 Bode plot $G_{42}(s)$ of port 2 to d_3 after compensation

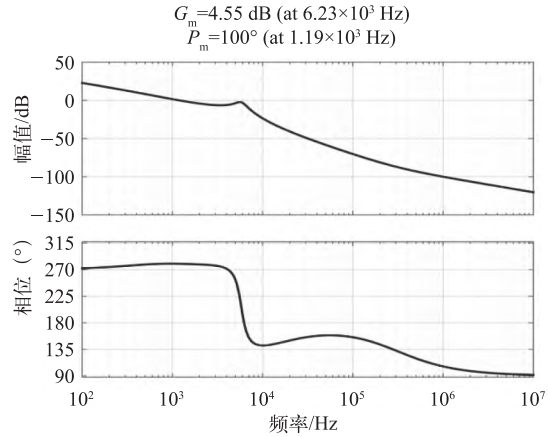


图6 补偿前端口3到 d_5 的传递函数 $G_{53}(s)$ 波特图
Fig.6 Bode plot $G_{53}(s)$ of port 3 to d_5 after compensation

由图5与图6可以看出, 补偿后新的波特图在0 Hz点上的斜率为 -20 dB/dec , 系统无静差, 且相角裕度和幅值裕度均满足稳定性要求。

2 三端口控制策略分析

对于传统的开关电源, 通常采用单一的三角波作为载波, 各开关管也必须在相同的频率下工作。本文中的三端口变换器对三条支路设置不同的载波, 通过DSP内部寄存器进行同步, 从而使开关管可以工作在不同的开关频率下。三端口变

换器的六个开关管中, Q_1 、 Q_3 、 Q_5 分别与 Q_2 、 Q_4 、 Q_6 的相位相差 180° , 因此共有 d_1 、 d_3 和 d_5 三个独立的变量, 至少需要两个PID进行调制。假设端口1电压源输入为 V_1 , 端口2、3输出为 V_2 和 V_3 , 则通过三个开关管的相互配合, 可实现任意

的Buck/boost模式。

本文根据实际工作中端口电压的大小关系, 同时考虑开关损耗和系统稳定性等因素, 给出了13种控制模式, 见表1。

表1 三端口控制策略

Tab. 1 control strategy of TBC

模式	端口电压	d_1	d_3	d_5
模式 1	$V_1 < V_2 \approx V_3$	$D_{MAX}@20\text{ Hz}$	PID1@100 Hz	PID2@100 Hz
模式 2	$V_1 < V_3 \approx V_2$	$D_{MAX}@20\text{ Hz}$	PID1@100 Hz	PID2@100 Hz
模式 3	$V_2 < V_1 \approx V_3$	PID1@100 Hz	$D_{MAX}@20\text{ Hz}$	PID2@100 Hz
模式 4	$V_2 < V_3 \approx V_1$	PID1@100 Hz	$D_{MAX}@20\text{ Hz}$	PID2@100 Hz
模式 5	$V_3 < V_1 \approx V_2$	PID1@100 Hz	PID2@100 Hz	$D_{MAX}@20\text{ Hz}$
模式 6	$V_3 < V_2 \approx V_1$	PID1@100 Hz	PID2@100 Hz	$D_{MAX}@20\text{ Hz}$
模式 7	$V_1 \approx V_2 < V_3$	PID1@20 Hz	$d_1 + d_3 = 1.85@20\text{ Hz}$	PID2@100 Hz
模式 8	$V_1 \approx V_3 < V_2$	PID1@20 Hz	PID2@100 Hz	$d_1 + d_3 = 1.85@20\text{ Hz}$
模式 9	$V_2 \approx V_3 < V_1$	$d_1 + d_3 = 1.85@100\text{ Hz}$	PID1@20 Hz	PID2@20 Hz
模式 10	$V_3 < V_1 \approx V_2$	PID1@50 Hz	PID1@50 Hz	$D_{MAX}@20\text{ Hz}$
模式 11	$V_2 < V_1 \approx V_3$	PID1@50 Hz	$D_{MAX}@20\text{ Hz}$	PID2@50 Hz
模式 12	$V_1 < V_2 \approx V_3$	$D_{MAX}@20\text{ Hz}$	PID1@50 Hz	PID2@50 Hz
模式 13	$V_1 \approx V_2 \approx V_3$	$0.8@20\text{ Hz}$	PID1@20 Hz	PID2@20 Hz

当三个端口的电压 V_1 、 V_2 、 V_3 相差较为悬殊时, 将根据表1所示前6种模式进行控制, 此时端口电压关系满足

$$V_1 d_1 = V_2 d_2 = V_3 d_3 \quad (5)$$

在模式1与模式2中, 端口1作为电压值最小的端口, 开关管 Q_1 的占空比将被固定为1, 其他端口可以根据参考值与式(5)确定唯一的占空比, 从而对端口电压进行调节。模式3~模式6的控制方法与前两种模式类似, 此处不再赘述。

当三个端口的电压 V_1 、 V_2 、 V_3 较为接近时, 例如 V_2 与 V_1 接近(但均小于 V_3), 当 V_1 波动时, 变换器将在模式1与模式3之间反复切换, 使补偿器输出难以达到稳态, 从而导致系统振荡。因此, 需要在前几种模式中分别设置一个新的模式, 达到缓冲的目的。以模式7为例, 该缓冲模式的控制策略为: 当 V_1 与 V_2 相近, 即端口1的电压 V_1 在 $[V_2 - \Delta V, V_2 + \Delta V]$ 内变化时, 变换器在模式7下工作, 而在这一区间的两侧, 即当 $V_1 < V_2 - \Delta V$ 和 $V_1 > V_2 + \Delta V$ 时, 变换器仍然在模式1和模式3下工作。在模式7中, V_1 为电压源输入, d_1 与 d_3 的

关系满足式(4), V_1 与 V_3 的电压闭环可以通过调节 d_1 与 d_5 实现。

$$d_1 + d_3 = 1.85 \quad (6)$$

$$V_2 = \frac{V_1 d_1}{1.85 - d_1} \quad (7)$$

$$V_3 = V_1 d_1 / d_5 \quad (8)$$

模式8~模式12的控制方法与模式7的控制方法类似, 这里不再赘述。

当 V_1 、 V_2 、 V_3 都比较相近时, 任意一个端口电压值的变化都容易导致模式的反复切换, 引起系统振荡。可以为此设置一个单独的模式进行缓冲, 在该模式中, Q_1 的占空比 d_1 将被固定为0.8, V_2 与 V_3 的电压闭环分别通过调节 d_1 与 d_5 实现。

在模式7~模式13Buck-Boost模式中, 电路存在端口电压相近、输出电压与电感电流纹波较小的情况, 因此可以适当降低开关频率, 减少开关损耗, 提高效率。

以上分析只考虑了端口1为电压源输入, 其

他两个端口作为输出的情况,其他情况的控制策略相同。变换器在实际工作中,首先根据三个端口的电压值关系,将电压值最小的支路对应的开关管设置为满占空比,另外两条支路的电压通过控制器调节即可。

利用MATLAB对给出的控制策略进行分析,根据三个端口的电压值大小和表1绘制 d_1 、

d_3 、 d_5 的占空比平面分布图如图7a、7c和7e所示。由图可以看出,占空比的分布并不平滑,尤其在某些Buck-Boost模式切换的时刻存在占空比阶跃的情况。可以对控制策略中的参数进行优化,优化后的占空比 d_1 、 d_3 、 d_5 的三维分布图分别如图7b、7d和7f所示。可以看出,优化后的占空比平面较之前明显平滑。

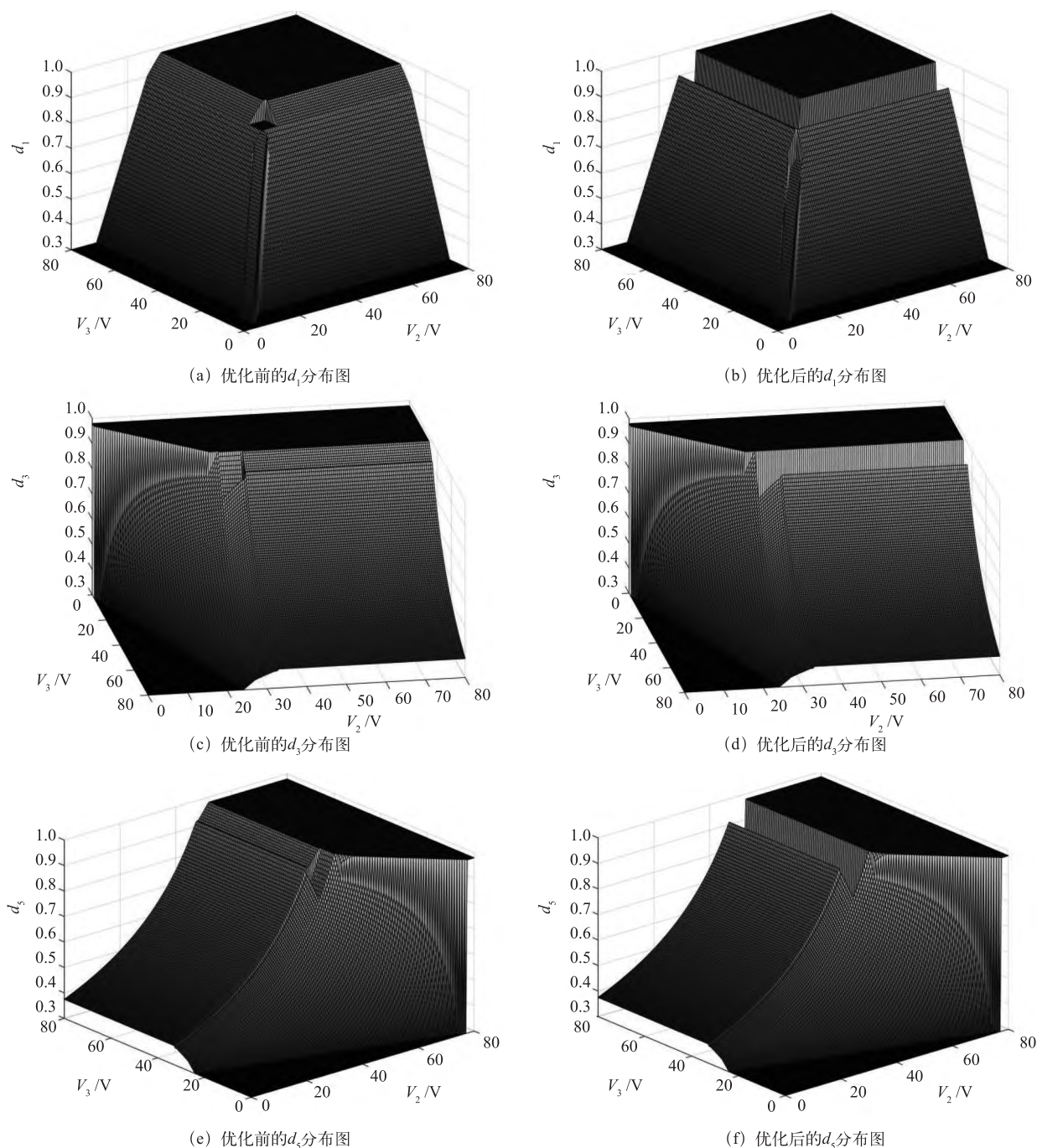


图7 占空比分布三维图

Fig. 7 3D map of duty cycle distribution

3 实验验证

为了验证上述分析,搭建了三端口的硬件系统,如图8所示。端口1接电压源,端口2接恒流负载,端口3接纯阻性负载,具体参数与工作范围见表2,数字控制芯片采用DSP28335。

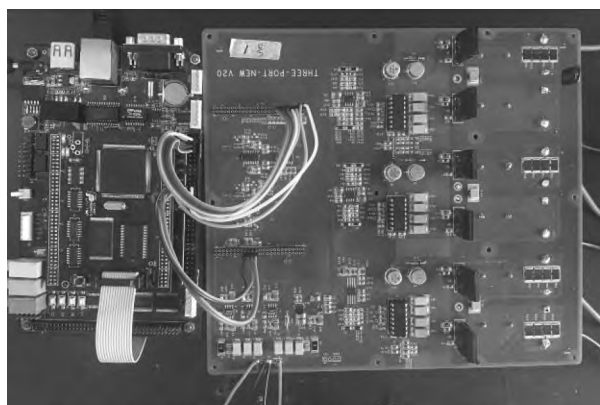


图8 三端口硬件系统

Fig. 8 Three-port hardware test platform

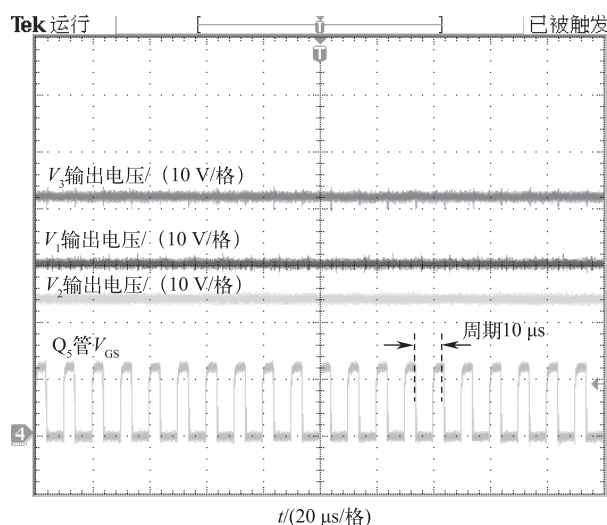
表2 电路参数与工作范围

Tab. 2 Circuit parameters and working range

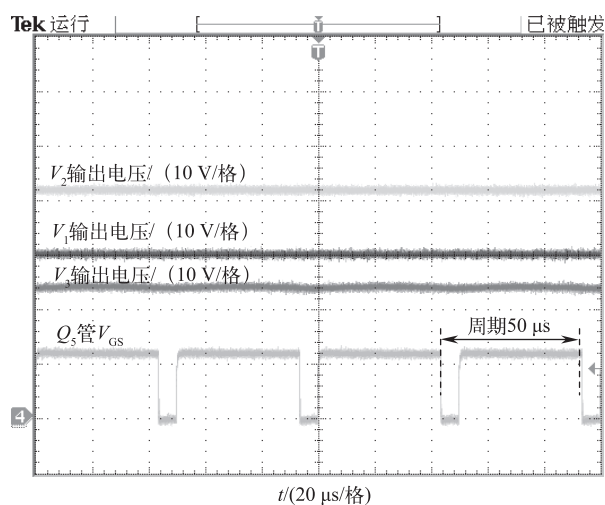
参数	值
V_1/V	8 ~ 96 (30)
V_2/V	8 ~ 96 (48)
V_3/V	8 ~ 96 (24)
开关频率/kHz	20, 50, 100
端口2电流/A	4
端口3电阻	10
开关管	IRFP9150
电容/ μF	560
电感/ μH	80

图9为模式3、模式5与模式11三个模式下的端口电压波形与开关管 Q_5 的 V_{GS} 波形,结果与分析一致。

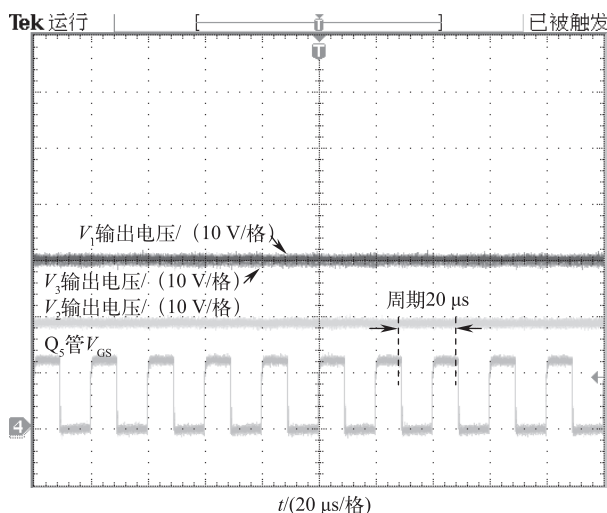
图10为模式3~模式5的切换过程实验波形图。可以发现,由于在模式切换的瞬间,占空比发生阶跃,开关频率也发生了改变,导致端口电压产生了较大波动,约6 ms完成了切换过程,电路进入新的稳态。切换过程完成的时间取决于变换器切换前后的状态。



(a) 模式3($V_2 < V_1 < V_3$)



(b) 模式5($V_3 < V_1 < V_2$)



(c) 模式11($V_3 < V_1 \approx V_2$)

图9 部分单模式实验波形图

Fig. 9 Partial single mode experimental waveform

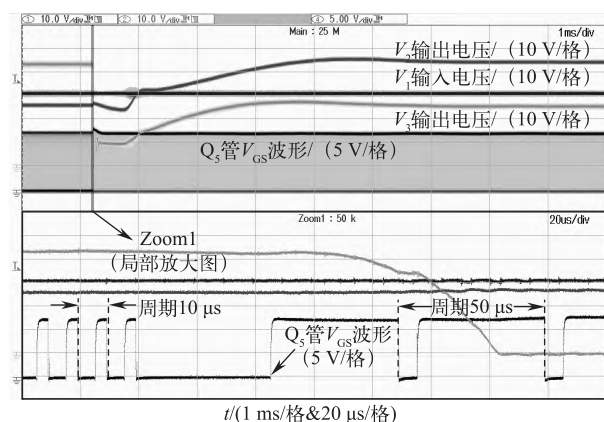
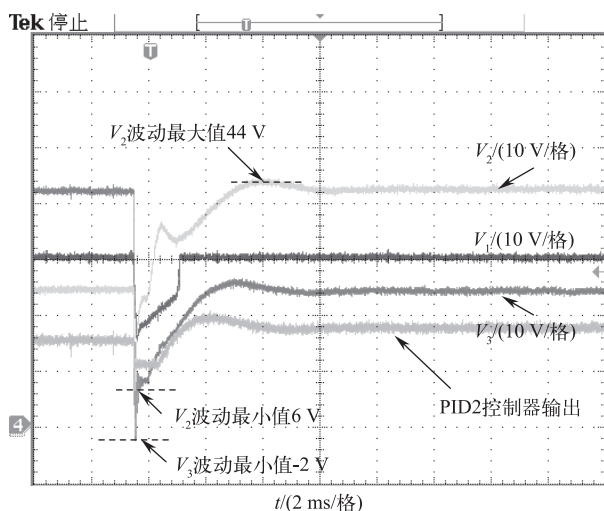


图 10 模式切换过程测试波形图

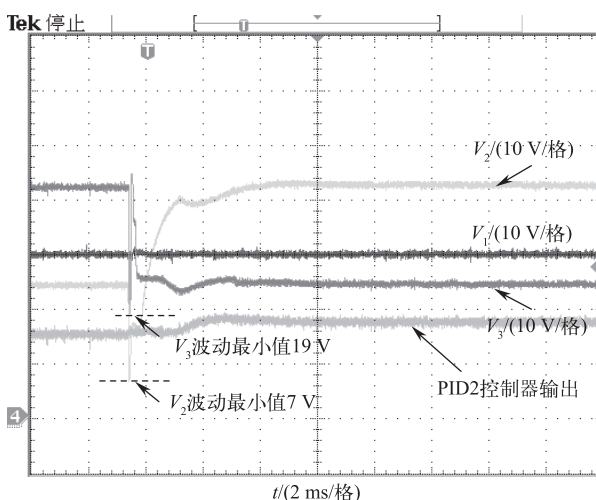
Fig. 10 Test waveform of mode switching process

图11为模式3与模式5之间切换的优化前后对比图。可以发现,在进行优化之前,模式切换过程的电压波动较大,极易振荡,甚至导致输入电压的跌落;而优化后的切换过程相对稳定,输出电压与控制器输出波动小,能迅速地完成切换过程,相对平滑地进入新模式。

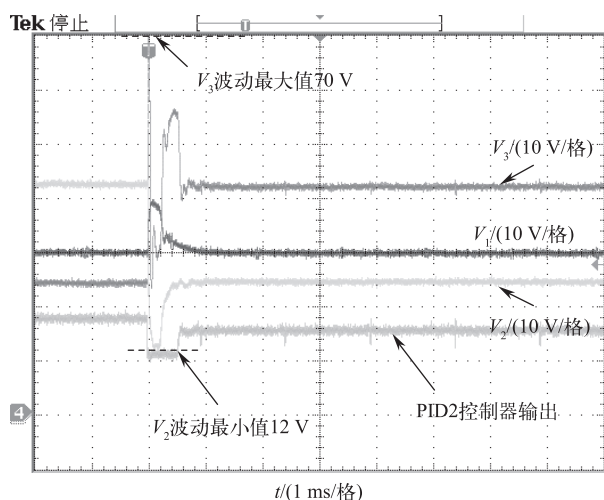
图12为变换器在额定工作状态下,对端口2进行切载实验的波形图,其中端口3接纯阻性负载。可以发现,当端口2的负载电流在满载和半载之间切换时, V_2 与 V_3 都会产生相应的波动,波动幅值小于 ± 0.4 V,之后重新进入稳态。



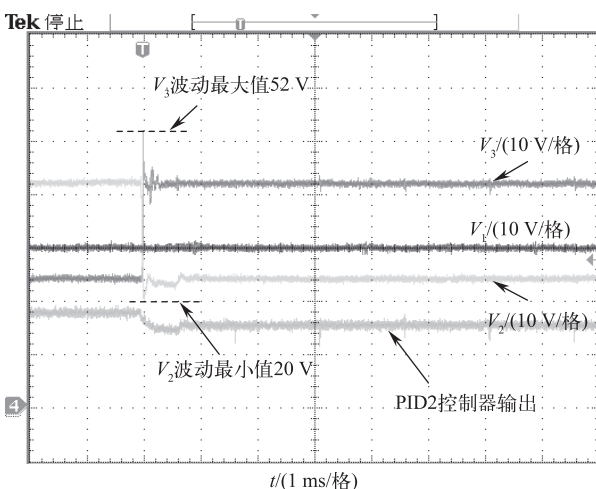
(a) 模式3切模式5优化前测试波形图



(b) 模式3切模式5优化后测试波形图



(c) 模式5切模式3优化前测试波形图



(d) 模式5切模式3优化后测试波形图

图 11 优化前后的模式切换测试波形图

Fig. 11 Mode switching test before and after optimization

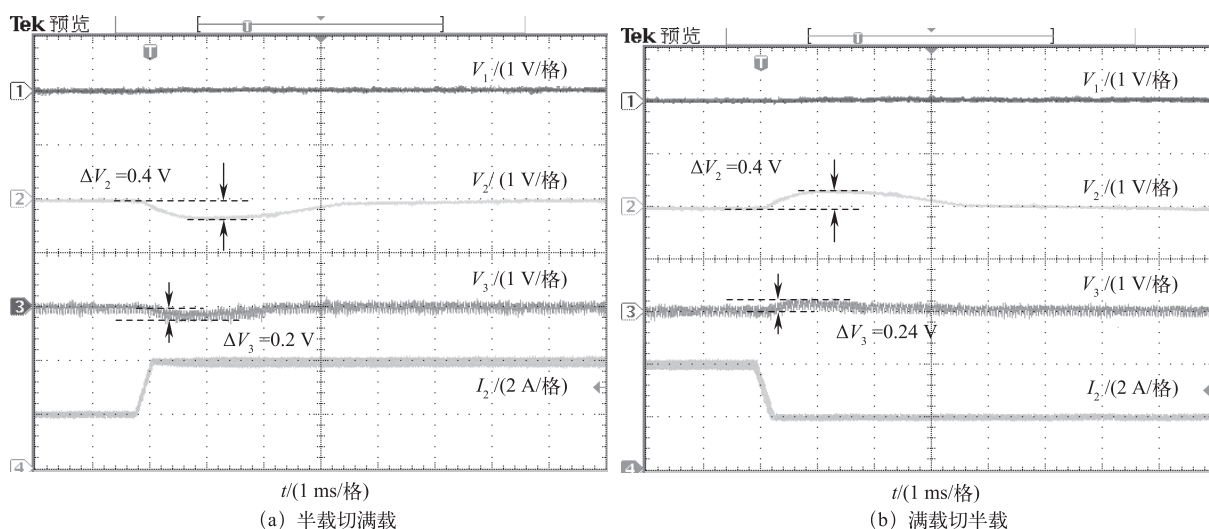


图 12 端口 2 切载实验波形图

Fig. 12 Cutting experimental waveform of port 2

图13为变换器在额定工作状态下,对端口3进行切载实验的波形图,其中端口2接电阻负载。可以发现,当端口3的负载电流在满载和

半载之间切换时,端口3的电压 V_3 出现了减幅振荡,幅值小于 $\pm 0.9\text{ V}$,端口2也产生了相应的微小波动,幅值小于 $\pm 0.2\text{ V}$ 。

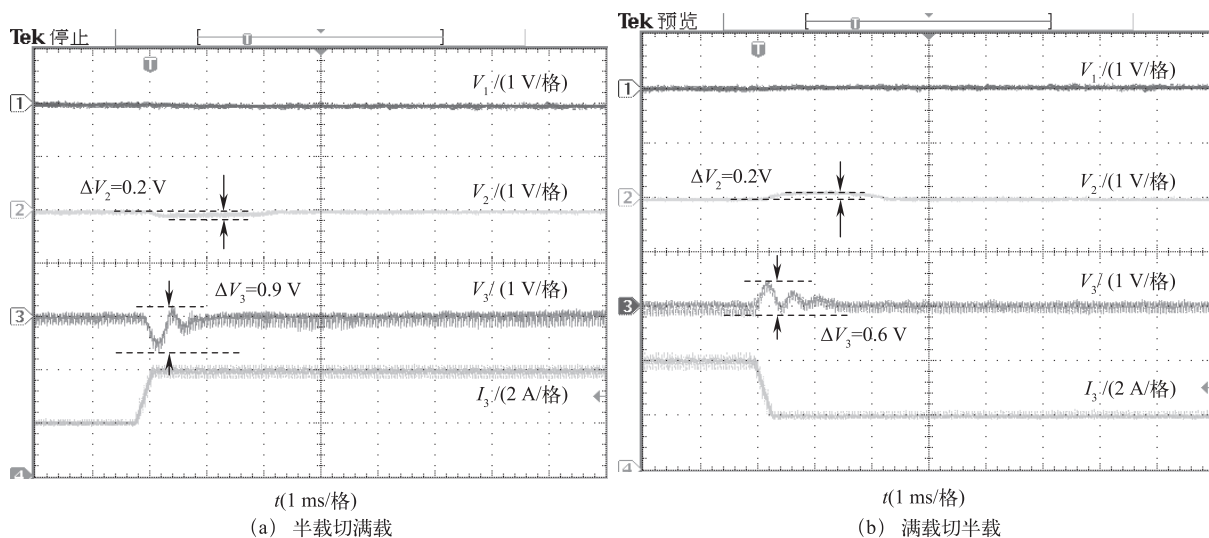


图 13 端口 3 切载实验波形图

Fig. 13 Cutting experimental waveform of port 3

4 结束语

本文对一种新型的三端口DC/DC变换器进行了研究,给出了不同端口电压与开关频率下的13种控制模式,控制灵活;利用数字控制的手段完成了复杂的控制策略,实现了宽范围的电源调整率与多端口间能量的自由流动;之后通过对占

空比平面和控制环路的优化,模式切换过程变得更加稳定和平滑。最后搭建三端口电源变换器系统平台,利用实验对控制策略的灵活性和系统的稳定性进行验证。

参考文献

- [1] 郑家伟. 新能源发电系统中的电力电子变换器[J]

- . 控制理论与应用, 2008, 25(1): 125-132.
- [2] 谢军, 张崇巍. 用于新能源发电系统的多端口DC/DC变流器[J]. 电力电子技术, 2012, 46(8): 23-25.
- [3] 彭波, 陈旭, 徐乾耀, 等. 面向新能源消纳的电网规划方法初探[J]. 电网技术, 2013, 37(12): 3386-3391.
- [4] 吴琨, 李卫民, 王军, 等. 新能源发电系统高增益直流变换器研究[J]. 电气传动, 2018, 48(12): 18-23.
- [5] 徐祯祥, 徐秀华, 王令岩. 基于UCD3138的数字电源研究与设计[J]. 国外电子测量技术, 2018, 37(1): 56-59.
- [6] 方超, 谢君甫, 张强. 基于UCD3138的模块电源数字控制技术研究[J]. 工业控制计算机, 2017, 30(2): 134-136.
- [7] 王爱玲, 房亚民, 冯晶. 基于DSP控制的数字开关电源综述[J]. 通信电源技术, 2012, 29(1): 27-28.
- [8] BUCCELLA C, CECATI C, LATAFAT H. Digital control of power converters—a survey[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2012, 8(3): 437-447.
- [9] ERICKSON R, MAKSIMOVIC D. Fundamentals of power electronics[M]. Springer Science & Business Media, 2007: 187-263.
- [10] 陈健斌. 智能化数字电源系统研究[J]. 数字技术与应用, 2016(4): 93-93.
- [11] 张南山. 基于DSP的大功率数字电源产品化研究[J]. 电源世界, 2008(2): 29-33.
- [12] PETERCHEV A V, SANDERS S R. Quantization resolution and limit cycling in digitally controlled PWM converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(1): 301-308.
- [13] 陈健斌. 智能化数字电源系统研究[J]. 数字技术与应用, 2016(4): 93.
- [14] PENG H, MAKSIMOVIC D. Digital current-mode controller for DC-DC converters[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005: 899-905.
- [15] VEKSLINDER T, ABRAMOV E, LAZAREV Y, et al. Fully-integrated digital average current-mode control 12 V-to-1. xV voltage regulator module IC[C]// Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2017: 2043-2050.
- [16] Syed A, AHMED E, MAKSIMOVIC D, et al. Digital pulse width modulator architectures[C]//Power Electronics Specialists Conference, 2004(6): 89-95.
- [17] 张南山. 基于DSP的大功率数字电源产品化研究[J]. 电源世界, 2008(2): 29-33.
- [18] HUERTA S C, de CASTRO A, Garcia O, et al. FPGA-based digital pulsewidth modulator with time resolution under 2 ns[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(6): 3135-3141.
- [19] MAKSIMOVIC D, ZANE R, ERICKSON R. Impact of digital control in power electronics[C]//International Symposium on Power Semiconductor Devices and Ics, 2004: 13-22.
- [20] MARCHESONI M, VACCA C. New DC-DC converter for energy storage system interfacing in fuel cell hybrid electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(1): 301-308.
- [21] CHEN Y M, LIU Y C, LIN S H. Double-input PWM DC-DC converter for high-low-voltage sources[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 12(6): 1538-1545.

作者简介

王正（1993—），男，硕士研究生，研究方向为数字电源。

张东亮（1976—），男，工程师，研究方向为新能源发电。

（收稿日期：2019-12-25）