

单极性电流控制半桥电压平衡电路研究

张先进¹, 吴迪²

(1. 江苏工程职业技术学院 江苏省风光互补发电工程技术研发中心, 江苏 南通 226007;

2. 江苏海洋大学 电子工程学院, 江苏 连云港 222005)

摘要: 电压平衡电路不但可以将两线制直流微网转变成三线制直流微网, 而且还可以应用在平衡串联电容或电池组电压等场合。半桥电压平衡电路具有结构简单、成本低廉等优点。但是, 在互补驱动条件下, 当电感电流工作在双极性时存在无功电流。因此, 在前期研究基础之上, 提出了单极性电流控制方法, 详细地分析了单极性控制下半桥电压平衡电路工作原理。仿真和实验结果表明, 在单极性控制下半桥电压平衡电路能够有效地实现输出电压均衡功能, 并消除无功电流。

关键词: 单极性电流; 半桥电路; 无功电流; 电压平衡

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd20678

Research on Half-bridge Voltage Balanced Circuit Based on Unipolar Current Control

ZHANG Xianjin¹, WU Di²

(1. Jiangsu Province Landscape Complementary Power Generation Engineering Research and Development Center, Jiangsu College of Engineering and Technology, Nantong 226007, Jiangsu, China; 2. School of Electronic Engineering, Jiangsu Ocean University, Lianyungang 222005, Jiangsu, China)

Abstract: A voltage balancing circuit not only may change a two-wire DC power system into a three-wire DC power system, but also can balance voltage of series capacitors or battery packs. A half-bridge voltage balanced circuit is a simple and low-cost topology, but it may have a reactive current when the inductor current works in bipolarity under complimentary driving technology. A unipolar current control method was proposed and the operation principle was analyzed in details. Finally, the simulation and experimental results verify the half-bridge voltage balanced circuit with the proposed control method has a good ability of balancing voltage and eliminating active current in stable and dynamic states.

Key words: unipolar current; half bridge circuit; reactive current; voltage balancing

微型直流电网是一种非常有效的直流输电系统, 它能够将新能源和储能单元等有机组网, 向用户提供高质量的电能^[1-9]。微型直流电网常采用两线制输电方式, 电网中只有一个母线电压。因此, 为了满足用户端不同用电设备对输入电压的需求, 通常要在用户端构造一根中线将此母线电压转变成两个等级相同或不同的直流电压^[5-9]。

能够实现该功能的变换器常有半桥电压平衡电路^[5-8]和双降压半桥电压平衡电路^[9]等。半桥电压平衡电路除了应用在微型直流电网^[5-7]或单

相整流供电系统^[8]之中, 还可以平衡串联电容或电池组电压^[10]。半桥电压平衡电路如图1所示。

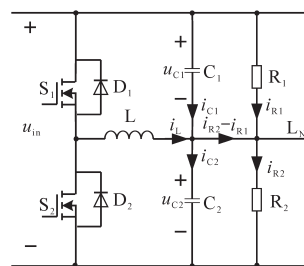


图1 半桥电压平衡电路

Fig.1 The balancing circuit with half-bridge voltage

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51307089);南通市科技计划项目(JCZ18037);

江苏工程职业技术学院自然科学基金项目(GYKY2018)

作者简介: 张先进(1975—),男,博士,副教授, Email: zxj0203229@163.com

图1中电感电流 i_L 平均值等于两个不平衡负载(R_1, R_2)电流之差。为了简化控制,半桥电压平衡电路常采用互补驱动^[6-8,10]。图2为互补驱动双极性电感电流 i_L 和 S_1, S_2 驱动 U_{gs1}, U_{gs2} 波形。由图2可知不平衡负载电流差值小时,电感电流运行在双极性条件下,半桥电压平衡电路输入和输出端之间存在无功电流交换。

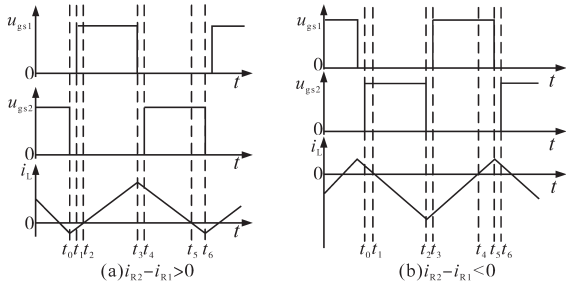


图2 互补驱动时双极性电感电流和驱动波形
Fig.2 Bipolar inductor current and driving signals under complementary driving method

文献[9]从半桥电压平衡电路存在的潜在直通和无功电流等角度出发,研究了双降压半桥电压平衡电路,并通过适当的控制使每只电感中电流分别单极性运行。但是,与半桥电压平衡电路相比,该电路结构复杂、所需器件较多、成本较高。

为了充分利用半桥电压平衡电路结构特点,并消除无功电流,本文研究了一种半桥电压平衡电路的单极性电流控制方法,并详细分析在此方法下的工作原理。最后,进行了仿真和实验验证。

1 半桥电压平衡电路和单极性控制方法

1.1 电路结构

半桥电压平衡电路如图1^[5-8]所示,它由半桥拓扑、串联输出电容 C_1 和 C_2 等组成,结构十分简单。图1中, R_1, R_2 为两个不平衡负载所对应的等效电阻; L_N 为中线。因此,在办公等场合与大地相连的中线能够大大地提高可靠性^[5-9]。在实际应用中,根据需要图1中 u_{C1} 可以等于 u_{C2} 也可以不等于 u_{C2} ^[5]。在互补驱动时,当不平衡负载电流之差较小时电感电流双极性运行,波形如图2所示。

1.2 单极性电流控制方法

电流单极性控制等效电路如图3所示。以

$u_{C1}=u_{C2}$ 为控制目标的电感电流 i_L 单极性工作基本思路:电感电流 i_L 平均值 I_L 大于零时, S_1 工作、 S_2 不工作(见图3a);电感电流平均值 I_L 小于零时, S_2 工作、 S_1 不工作(见图3b所示)。这样,图1就可以工作在类似于两个Buck电路情况下,避免了电感电流在开关周期内可能出现图3双极性情况。其控制原理框图如图4所示。

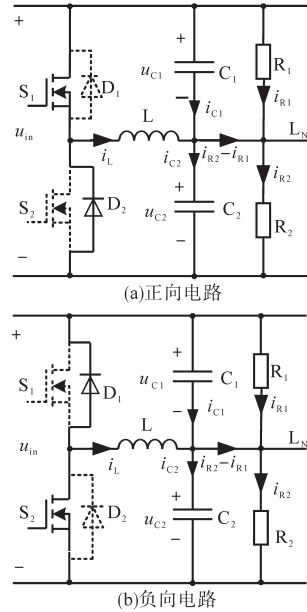


图3 电流单极性控制等效电路

Fig.3 Equivalent circuit under a unipolar current control method

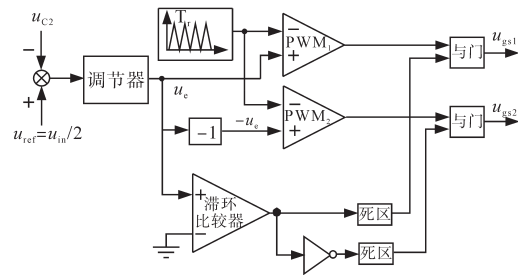


图4 单极性电流控制原理框图

Fig.4 Diagram of the proposed unipolar current control

图4中输入电压 u_m 一半作为输出电压 u_{C2} 图4参考值, u_{gs1} 和 u_{gs2} 分别是开关管 S_1 和 S_2 的驱动信号。为了避免 S_1 和 S_2 频繁地切换,采用滞环比较器,死区是为了避免 S_1 和 S_2 切换时出现的直通危险。

结合图3和图4,稳态时基本原理描述如下:

1)当不平衡负载 $R_1 > R_2$ (负载电流 $i_{R1} < i_{R2}$)时,负载处在不平衡状态,电压调节器输出为正值, S_1 工作、 S_2 不工作;输入电压 u_m 通过电感 L 向

负载 R_2 提供不平衡负载电流差值 ($i_{R2} - i_{R1}$), 即电感电流 i_L 的平均值 I_L 大于零。

$$I_L = i_{R2} - i_{R1} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_L dt > 0 \quad (1)$$

式中: T 为开关周期。

2) 当不平衡负载 $R_1 < R_2$ (负载电流 $i_{R1} > i_{R2}$) 时, 负载处在不平衡状态, 电压调节器输出为负值, S_2 工作、 S_1 不工作; 输入电压 u_{in} 通过电感 L 向负载 R_1 提供不平衡负载电流差值 ($i_{R2} - i_{R1}$), 电感电流 i_L 的平均值 I_L 小于零。

$$I_L = i_{R2} - i_{R1} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_L dt < 0 \quad (2)$$

3) 当不平衡负载 $R_1 = R_2$ 时, 负载处在平衡状态, 电感电流 i_L 的平均值 I_L 近似为零。这与 Buck 变换器工作在空载时情况类似。

根据前文所述, 电感电流平均值 I_L 大于零时, 电流单极性控制的波形如图 5 所示 (电感电流平均值 I_L 小于零的波形图在此忽略)。根据单极性电感电流 i_L 情况, 电感电流平均值 I_L 大于零又分为: 电感电流 i_L 连续模式 (CCM, 不平衡负载电流差值大, 图 5a 所示) 和断续模式 (DCM, 不平衡负载电流差值小, 图 5b 所示)。

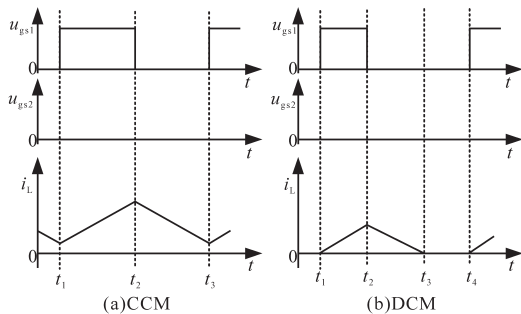


图5 电感电流平均值 I_L 大于零时单极性电感电流和驱动波形图

Fig.5 Unipolar inductor current and driving signals under the inductor current average value $I_L > 0$

对比图 2 和图 5b, 可以看出:

1) 不平衡负载电流差值小时, 单极性电流控制下电感电流是单极性的, 输入和输出端之间不存在无功电流;

2) 互补驱动时电感电流是双极性的, 输入和输出端之间存在无功电流。

2 工作原理分析

根据前面的基本原理描述, 依据电感电流平均值的情况, 电路工作过程具体分为 I_L 大于零、 I_L

小于零和 I_L 等于零三种状态。下面仅对 I_L 大于零状态进行分析, 其他情况不再赘述。

为了简化分析, 假设所有器件均为理想器件, 电容 C_1, C_2 相等且为无穷大; 电路工作在稳态, 即电容电压 $u_{C1} = u_{C2}$ 。

下面仅分别对电感电流平均值 I_L 大于零时, CCM 和 DCM 下半桥电压平衡电路的工作原理进行分析。

2.1 电感电流 i_L 连续模式

电感电流 i_L 在连续模式下的主要驱动信号和电感电流波形如图 5a 所示, 其等效电路如图 6 所示。

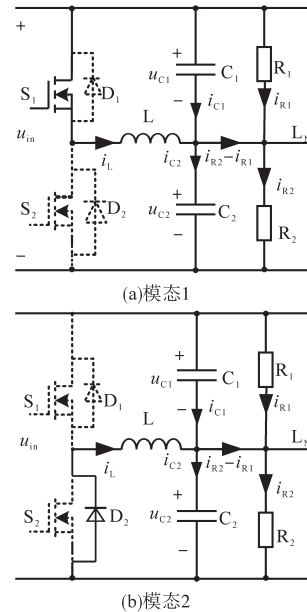


图6 电感电流连续时等效电路

Fig.6 Equivalent circuits under CCM

1) 模态 1 [$t_1 - t_2$]: 此时, S_1 导通、 S_2 关断 (见图 5a 和图 6a)。在 t_1 时刻之前 S_1 关断, 电流 i_L 通过 S_2 的体二极管 D_2 续流。在 t_1 时刻开通 S_1 , 电流 i_L 将从 D_2 切换到 S_1 。在电感 L 上电压 $u_L = u_{in} - u_{C2} = u_{C1}$ 的作用下, 电感电流 i_L 开始线性上升。该过程持续到 t_2 时刻关断 S_1 为止。

$$L \frac{di_L}{dt} = u_L = u_{C1} = u_L - u_{C1} \quad (3)$$

2) 模态 2 [$t_2 - t_3$]: 此时, S_1, S_2 关断, D_2 导通 (见图 5a 和图 6b)。在 t_2 时刻关断 S_1 , 电流 i_L 将再次从 S_1 切换到 D_2 续流。在这一模态中, 电感上电压 $u_L = -u_{C2}$, 电感电流 i_L 从最大值开始线性下降, 直到 t_3 时刻再次开通 S_1 为止。

$$L \frac{di_L}{dt} = u_L = -u_{C2} \quad (4)$$

从 t_3 时刻起,进入下一个工作周期。

由于稳态时 $u_{C1} = u_{C2}$, 所以根据伏秒积平衡原理,由式(3)和式(4)可以得到下式:

$$u_{C2} = \frac{(t_2 - t_1)u_{in}}{t_3 - t_1} = \frac{(t_2 - t_1)u_{in}}{T} = Du_{in} \quad (5)$$

式中: D 为 S_1 的占空比。

显然,这与 Buck 变换器工作在 CCM 模式时输入输出关系一致。

2.2 电感电流 i_L 断续模式

电感电流 i_L 断续模式状态下主要驱动信号和电感电流波形如图 5b 所示,其等效电路如图 6 和图 7 所示。

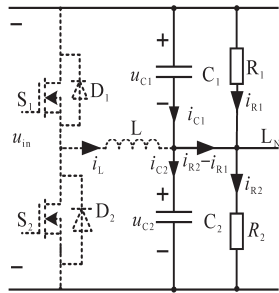


图7 电感电流断续时模式3等效电路

Fig.7 Equivalent circuits of mode 3 under DCM

1) 模式 1 [t_1-t_2]: 此时, S_1 导通、 S_2 关断(见图 5b 和图 6a)。在 t_1 时刻之前由于电流 i_L 为零,所以在 t_1 时刻开通 S_1 是零电流开通。在电感 L 电压 $u_L = u_{in} - u_{C2} = u_{C1}$ 作用下,电流 i_L 从零开始线性上升。该过程一直持续到 t_2 时刻关断 S_1 为止。

2) 模式 2 [t_2-t_3]: 此时, S_1, S_2 关断, D_2 导通(见图 5b 和图 6b)。在 t_2 时刻关断 S_1 , 电流 i_L 将从 S_1 切换到 D_2 续流。在电感 L 电压 $u_L = -u_{C2}$ 作用下, 电流 i_L 开始线性下降, 直到 t_3 时刻电流 i_L 下降至零为止。

3) 模式 3 [t_3-t_4]: 此时, S_1, S_2 关断(见图 5b 和图 7)。从 t_3 时刻起, 所有功率器件都没有电流流过。直到 t_4 时刻再次开通 S_1 , 进入下一个开关周期。

由于稳态时 $u_{C1} = u_{C2}$, 所以根据伏秒积平衡原理,可以得到下式:

$$u_{C2} = \frac{(t_2 - t_1)u_{in}}{t_3 - t_1} \quad (6)$$

显然,这与 Buck 变换器工作在 DCM 模式时输入输出关系一致。

3 仿真与实验

3.1 仿真分析

仿真条件: 开关频率约 25 kHz, $L = 230 \mu\text{H}$,

$C_1 = C_2 = 470 \mu\text{F}$, 死区近似为 $2 \mu\text{s}$, 输入电压 360 V。

图 8 为电感电流平均值 I_L 大于零时仿真图, 图 9 为电感电流平均值 I_L 小于零时仿真图。其中, 图 8a、图 8b 中负载电流分别为 $i_{R1}=2.8 \text{ A}$, $i_{R2}=6.2 \text{ A}$ 和 $i_{R1}=1 \text{ A}$, $i_{R2}=13.4 \text{ A}$; 图 9a 和图 9b 中负载电流分别为 $i_{R1}=5.0 \text{ A}$, $i_{R2}=2.4 \text{ A}$ 和 $i_{R1}=12.8 \text{ A}$, $i_{R2}=2.2 \text{ A}$ 。

由图 8、图 9 可见, 在不同负载条件下, 仿真结果与前面的分析是一致的。

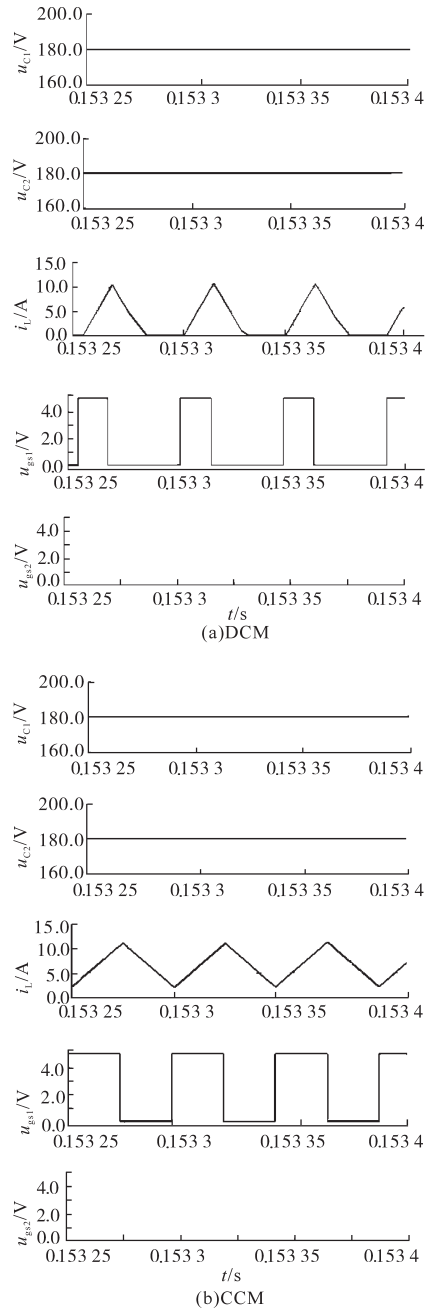


图8 电感电流平均值 I_L 大于零仿真结果

Fig.8 Simulation results under $I_L > 0$

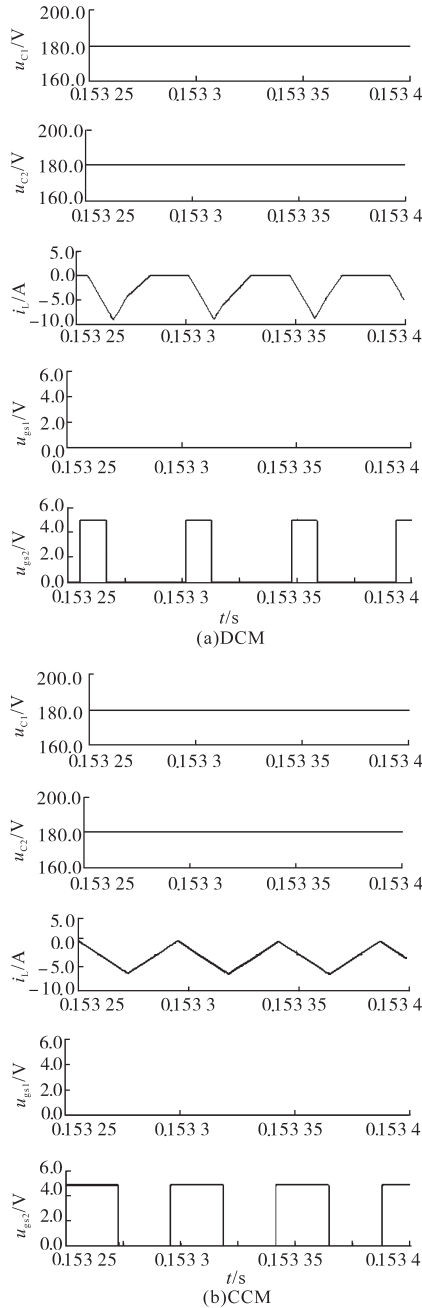


图9 电感电流平均值 I_L 小于零仿真结果
Fig.9 Simulation results under $I_L < 0$

3.2 实验分析

为了验证前面的分析,进行实验验证,主要参数与仿真参数一致。其中, S_1 和 S_2 分别采用SPW47N60C3半导体,电感采用EE55铁氧体, C_1 和 C_2 为470 μ F的电解电容。

图10为电感电流平均值 I_L 大于零时主要实验波形图。其中,图10a为 $u_{C1}=180.3$ V, $u_{C2}=180.1$ V, $i_{R1}=2.8$ A和 $i_{R2}=6.2$ A时,电感电流 i_L 断续实验波形;图10b为 $u_{C1}=180.3$ V, $u_{C2}=180.0$ V, $i_{R1}=1.0$ A和 $i_{R2}=13.4$ A时,电感电流 i_L 连续实验波形。图11为

电感电流平均值 I_L 小于零时实验波形图。其中,图11a为 $u_{C1}=180.1$ V, $u_{C2}=179.9$ V, $i_{R1}=5.0$ A, $i_{R2}=2.4$ A时,电感电流 i_L 断续实验波形;图11b为 $u_{C1}=179.8$ V, $u_{C2}=180.0$ V, $i_{R1}=12.8$ A, $i_{R2}=2.2$ A时,电感电流 i_L 连续实验波形。

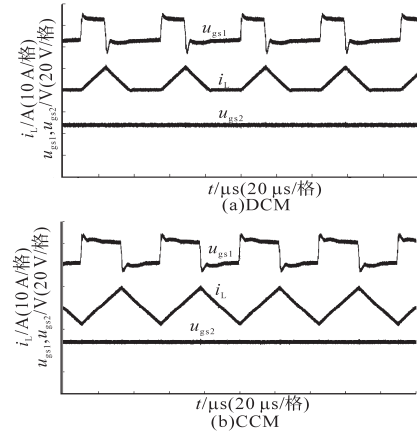


图10 电感电流平均值大于零实验波形
Fig.10 Experiment results under I_L above zero

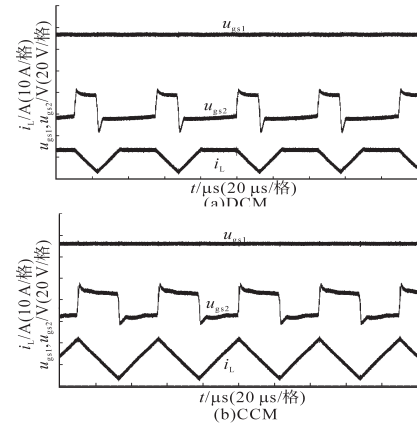


图11 电感电流平均值小于零实验波形
Fig.11 Experiment results under I_L below zero

由图10、图11可见,不论不平衡负载电流 $i_{R2}-i_{R1}$ 偏差如何,电感电流都是单极性的。因此,输入和输出端不存在无功电流交换问题。

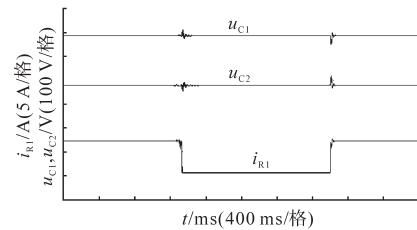


图12 负载 R_1 电流 i_{R1} 突变实验波形图
Fig.12 Experimental waveforms under transiently changing i_{R1}

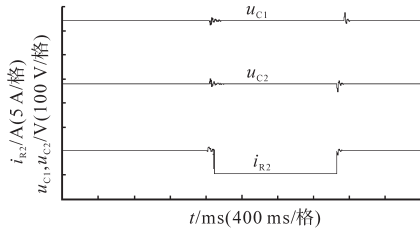


图13 负载 R_2 电流 i_{R2} 突变实验波形图

Fig.13 Experimental waveforms under transiently changing i_{R2}

图12和图13分别为负载 R_1 和 R_2 电流突变时实验波形。图12中负载电阻 R_2 电流 $i_{R2} = 1.20\text{ A}$ 不变,负载电阻 R_1 电流 i_{R1} 在 $1.0\sim 7.5\text{ A}$ 之间变化时实验波形。同时测出 $i_{R1} = 1.0\text{ A}$ 时输出电压 $u_{C1} = 179.7\text{ V}$, $u_{C2} = 179.9\text{ V}$, $i_{R1} = 7.5\text{ A}$ 时输出电压 $u_{C1} = 179.5\text{ V}$, $u_{C2} = 179.6\text{ V}$ 。图13为负载 R_1 电流 $i_{R1} = 1.2\text{ A}$ 不变,负载电阻 R_2 电流 i_{R2} 在 $0.0\sim 5.0\text{ A}$ 之间变化时实验波形。同时测出 $i_{R2} = 0.0\text{ A}$ 时输出电压 $u_{C1} = 179.7\text{ V}$, $u_{C2} = 180.1\text{ V}$, $i_{R2} = 5.0\text{ A}$ 时输出电压 $u_{C1} = 179.4\text{ V}$, $u_{C2} = 179.7\text{ V}$ 。

由图12,图13可以看出在负载突变时,输出电压仍然能够很好地平衡输入电压,但是输出电压有明显的尖峰。这可以通过优化参数来减少尖峰。

下面给出不同负载和输入电压下实验数据。电感电流平均值 I_L 大于零和小于零的实验数据如表1,表2所示。

表1 电感电流平均值 I_L 大于零实验数据

Tab.1 Experimental data under I_L above zero

u_{C1}/V	i_{R1}/A	u_{C2}/V	i_{R2}/A	$(u_{C1}-u_{C2})/V$
181.0	0.50	181.3	1.4	-0.3
177.8	0.50	178.4	2.5	-0.4
179.6	1.80	179.2	7.0	0.4
179.2	1.20	178.9	12.2	0.3

表2 电感电流平均值 I_L 小于零实验数据

Tab.2 Experimental data under I_L below zero

u_{C1}/V	i_{R1}/A	u_{C2}/V	i_{R2}/A	$(u_{C1}-u_{C2})/V$
180.0	1.2	180.3	0.6	-0.3
179.8	4.5	180.2	2.3	-0.4
179.6	5.0	179.8	1.2	-0.2
179.1	11.5	178.7	1.2	0.3

从表1和表2可以看出:在不同输入电压和负载情况下,单极性电流控制半桥电压平衡电路能够很好地实现输出电压均衡。

从仿真和实验结果也可以看出:在单极性电

流控制方法下,当电感电流平均值大于零时, S_1 工作、 S_2 不工作;反之, S_2 工作、 S_1 不工作;由于电感电流是单极性的,所以在任何情况下输入和输出端之间都不存在无功电流流动问题;在负载突变时,也能够很好地实现输出电压均衡。

4 结论

半桥电压平衡电路结构简单、成本低,但是在互补驱动时,输入和输出端之间可能存在无功电流问题。因此,本文研究了一种半桥电压平衡电路单极性电流控制方法,从而实现半桥电压平衡电路中电感电流在任何情况下都能单极性运行,输入和输出端之间不存在无功电流。文中对其原理进行详细的分析。仿真和实验结果表明半桥电压平衡电路在电感电流单极性运行控制方法下能够很好地实现输出电压均衡功能。

参考文献

- [1] 陈景文,张东,党宏社.基于下垂控制的直流微网多储能系统研究[J].电气传动,2018,48(1):42-46.
- [2] 腾昌鹏,王玉斌,周博凯,等.含恒功率负载的直流微网打信号稳定性分析[J].电工技术学报,2019,34(5):973-982.
- [3] 徐岩,黄旭,张祥宇.风-储-海水淡化直流微网功率协调控制[J].电力系统及其自动化学报,2018,30(3):18-24.
- [4] 刘志博,刘兴杰.独立直流微网中混合储能系统的改进多滞环控制策略[J].电工技术学报,2018,33(3):490-497.
- [5] 吴卫民,何远彬,耿攀登.直流微网研究中的关键技术[J].电工技术学报,2012,27(1):98-106,113.
- [6] Kakigano H, Miura Y, Ise T. Low-voltage bipolar-type DC microgrid for super high quality distribution [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(12): 3066-3075.
- [7] 张先进,龚春英,李佳滨.一种半桥电压均衡电路[J].电测与仪表,2013,50(6):124-128.
- [8] Ming W, Zhong Q. A single-phase rectifier having two independent voltage outputs with reduced fundamental frequency voltage ripples [J]. IEEE Trans. Power Electron, 2015, 30(7): 3662-3673.
- [9] 张先进,龚春英.一种高可靠电压均衡电路[J].电机与控制学报,2013,17(1):37-42.
- [10] Dai S, Wang J, Li T, et al. Analysis, design and implementation of flexible interleaved converter for lithium battery active balancing in electric vehicles [J]. J. Power Electron., 2019, 19(4): 858-868.

收稿日期:2019-08-07

修改稿日期:2019-08-29