

带有滞后补偿的改进型 $I-V$ 下垂控制策略

杨翔宇, 肖先勇, 马俊鹏

(四川大学 电气工程学院, 四川 成都 610065)

摘要:以直流微电网中广泛应用的双向DC-DC变换器为研究对象,提出了带有滞后补偿的改进型 $I-V$ 下垂控制策略。首先,分别对直流微电网中 $V-I$ 下垂控制策略原理和 $I-V$ 下垂控制策略的控制原理进行分析;然后,在 $I-V$ 下垂控制策略的基础上提出改进型 $I-V$ 下垂控制策略,并对3种下垂控制方式的稳定性及动态响应速度进行分析;与传统的 $V-I$ 下垂控制策略相比,所提控制策略有较快的响应速度,与传统的 $I-V$ 下垂控制策略相比,所提控制策略有更好的稳定性,且没有启动超调;最后,通过实验测试验证所提算法的正确性和有效性。

关键词:直流微电网;DC-DC变换器; $I-V$ 下垂控制;滞后补偿;响应速度;稳定性

中图分类号:TM28 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed21048

Improved $I-V$ Droop Control Strategy with a Modified Lag Compensator

YANG Xiangyu, XIAO Xianyong, MA Junpeng

(College of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, Sichuan, China)

Abstract: The improved $I-V$ droop control strategy with a modified lag compensator was proposed for DC-DC converter widely used in DC microgrids. The operation principle of the traditional $V-I$ droop control and $I-V$ droop control for DC-DC converter was analyzed. And then the proposed droop control strategy based on $I-V$ droop control strategy was proposed. Also, the stability and response rate of three kinds of droop strategy were elaborated. The proposed strategy could effectively improve the control system response rate of the DC-DC converter comparing to traditional $V-I$ droop control strategy and improve the control system stability of the DC-DC converter comparing to the $I-V$ droop control. The experimental tests verified the correctness and effectiveness of the control system.

Key words: DC microgrids; DC-DC converter; $I-V$ droop control; lag compensator; response rate; stability

微电网是实现新能源并网的有效途径之一,已引起了国内外学者的普遍关注。微电网按供电形式可分为直流微电网和交流微电网2种,相比于交流微电网,直流微电网在运行和控制上具有如下优势^[1]:1)直流微电网使用变流器较少,降低了系统损耗并且无需考虑频率问题;2)能量的控制只取决于直流母线电压;3)电网中的直流负荷越来越多,直流微电网能更好地为用户提供方便快捷的直流电源,准确地把握到负荷的发展趋势。因此,直流微电网已成为微电网技术发展的主要方向^[1-3]。

典型的直流微电网系统结构如图1所示,其由交流电网、分布式电源、储能单元和负荷四部

分组成。图1中,虚线框部分的双向DC-DC变换器是储能单元与直流母线进行能量交换的重要环节。由于直流微电网配备有多个相互并联的储能单元,因此功率的分配成为能量管理的主要问题。

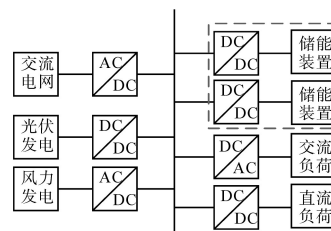


图1 典型的直流微电网系统结构图

Fig.1 Typical configuration of a DC microgrid

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51707126)

作者简介:杨翔宇(1993—),男,硕士,Email:yxy871663235@126.com

目前,下垂控制方式是直流微电网中并联变换器实现功率均分的主要方式^[4]。文献[5]提出了直流微电网的分层控制策略,将控制分为3层:第1层为下垂控制,实现功率均分;第2层为补偿控制,实现对下垂控制所产生电压偏差的补偿;第3层控制调节直流微网各个部分的功率流动。文献[6-14]中,直流微电网的多并联DC-DC变换器对储能单元进行充放电控制时,均使用传统的V—I下垂控制,实现功率均分。

传统的V—I下垂控制方法是在“电流内环-电压外环”双闭环的基础上,在电压外环添加带有虚拟阻抗的输出电流反馈,以实现功率均分。文献[15-16]中,并联变换器采用I—V下垂控制策略实现功率均分;在这种控制方法中,通过输出电压参考值、虚拟阻抗与输出电流的数学关系计算得到电流的参考值,代替V—I下垂控制策略的电压PI控制环,实现功率均分;I—V下垂控制策略相较于传统的V—I下垂控制策略少用1个PI控制器,实现方式简单,响应速度更快。

但是,I—V下垂控制会引起变换器启动时超调量过大。这种超调量是由于启动时,参考电压与实际电压相差过大引起的,一般可以通过对电压控制器的输出进行限制来减小超调。本文提出一种带有滞后补偿的改进型I—V下垂控制方法来减小启动时的超调量。改进的滞后补偿器并不会完全消除稳态误差,也会产生下垂控制的电压偏差,以达到功率均衡的目的,同时,滞后补偿器减小电压外环的带宽,消除了启动过程中的超调量,对I—V下垂控制进行优化。

为分析所提控制方法的正确性和优越性,首先建立DC-DC变换器的平均状态模型,通过小信号建模,研究3种下垂控制策略下变换器的稳定裕量和闭环带宽,对3种控制方式下的稳定性进行对比,最后通过实验对所提算法进行验证。

1 DC-DC变换器建模

将直流微电网中连接储能单元的DC-DC变换器单独取出,用直流电源代替直流母线为变换器供电,用电阻负载代替储能单元。DC-DC变换器的结构框图如图2所示。其中, u_s 为直流电源, s_1 和 s_2 为开关管,L为电感, R_L 为电感的寄生电阻,C为稳压电容, R_C 为电容的寄生电阻,R为负载电阻, i_L 为电感电流, u_C 为电容电压, i_o 和 u_o 分别为输出电流和输出电压。

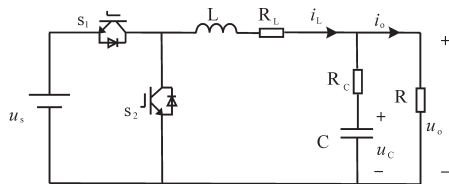


图2 DC-DC变换器结构框图

Fig.2 The block diagram of the structure for DC-DC converter

DC-DC变换器的状态空间平均模型为

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (1)$$

其中

$$x = [i_L \ u_C] \quad u = [u_s \ u_o]$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{d}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix}$$

式中: x 为状态变量; u 为输入变量; d 为开关管 s_1 的占空比; A, B 分别为系数矩阵。

将状态空间平均方程线性化,加入扰动量,进行拉普拉斯变换,求得电感电流 i_L 到输出电压 u_o 的传递函数 $G_{ui}(s)$ 和占空比 d 到电感电流 i_L 的传递函数 $G_{id}(s)$,分别为

$$G_{ui}(s) = \frac{\hat{u}_o}{\hat{i}_L} = \frac{1 + sCR_C}{sC} \quad (2)$$

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{u_s}{sL + R_L} \quad (3)$$

2 下垂控制策略

2.1 V—I下垂控制

在直流微电网中,传统的下垂控制方式是V—I下垂控制,通常采用“电流内环-电压外环”的双闭环,在电压外环上外加虚拟阻抗反馈回路的控制策略,控制结构框图如图3所示。

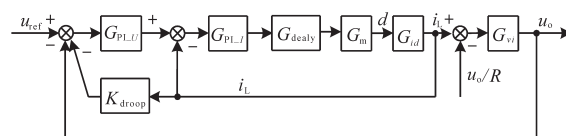


图3 V—I下垂控制结构框图

Fig.3 The block diagram of structure for V—I droop control

图3中, u_{ref} 为输出电压参考值; $G_{PU}(s)$ 为电压外环比例积分(PI)控制器的传递函数; $G_{PL}(s)$ 为电流内环PI控制器的传递函数; $G_{dealy} = e^{-sT_d}$ 为控制延时对应的传递函数, T_d 与采样周期 T_s 相等; $G_m(s)$ 为PWM脉冲调制器的传输延时对应的传递函数, $G_m(s) = e^{-0.5sT_d}$; K_{droop} 为下垂系数; u_o 为变换器的输出电压。

图4为电压—电流线性关系图。

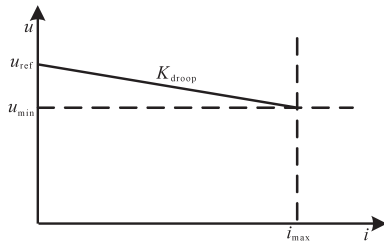


图4 电压—电流线性关系图

Fig. 4 Linear relationship between voltage and current

由图4可知, K_{droop} 为电压电流线性关系的斜率,可表示如下:

$$K_{\text{droop}} = \frac{u_{\text{ref}} - u_{\text{min}}}{i_{\text{max}}} \quad (4)$$

式中: u_{min} 为输出电压允许偏差的最小值; i_{max} 为输出电流最大值。

变换器的输出电压可以表示为

$$u_o = u_{\text{ref}} - K_{\text{droop}} i_L \quad (5)$$

2.2 I—V下垂控制

直流微电网中另一种下垂控制方式是I—V下垂控制,通常采用电流内环,用电压、电流的线性关系求得内环电流的参考值,代替电压外环和下垂控制回路的控制策略,这种控制方式相较于传统的V—I下垂控制,少用了1个PI控制器,控制方法相对简单,控制结构框图如图5所示。图5中, k 为比例系数。

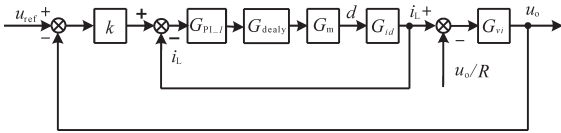


图5 I—V下垂控制结构框图

Fig. 5 The block diagram of the structure for I—V droop control

电流—电压的线性关系如图6所示,其中, u_{ref} 为输出电压参考值, u_{min} 为输出电压允许偏差的最小值, i_{max} 为输出电流最大值。

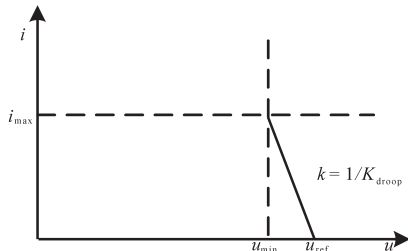


图6 电流—电压线性关系图

Fig. 6 Linear relationship between current and voltage

由图6中电流—电压的线性关系可以求得电流 i 为

$$i = k(u_{\text{ref}} - u) \quad (6)$$

其中

$$k = 1/K_{\text{droop}}$$

2.3 带有滞后补偿的改进型I—V下垂控制

I—V下垂控制利用电压电流之间比例关系代替电压外环PI控制和下垂控制回路,少用了1个PI控制器,简化了控制方式,但是会在DC—DC变换器启动时引起较大的超调量。为了消除这种启动的过大超调量,在控制算法中加入滞后补偿器。所提算法无需加入限幅器,达到消除超调的目的,其控制结构框图如图7所示。

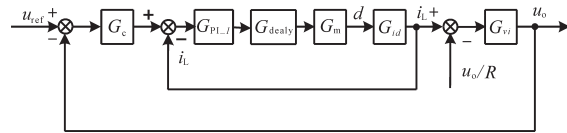


图7 带有滞后补偿的I—V下垂控制结构框图

Fig. 7 The block diagram of the structure for I—V droop control with lag compensator

图7中, $G_c(s)$ 为改进后带有滞后补偿器的电压控制环,可以表示为

$$G_c(s) = k \frac{(1 + s/\omega_z)}{(1 + s/\omega_p)} \quad (7)$$

式中: k 由式(6)可得,为滞后补偿器的增益; ω_z 和 ω_p 分别为在紧靠原点附近添加的一对开环零点 z 和极点 p 所在的角频率,其中极点在零点的右侧。

与传统的滞后补偿器不同的是,传统的滞后补偿器由零极点分布控制增益和带宽,而本文所用的 $G_c(s)$ 补偿器仅由系数 k 提供增益,由 ω_z 和 ω_p 控制带宽。

3 下垂控制策略性能分析

本文从输出电压的开环传递函数得到伯德图的稳定裕量,以及电流内环和电压外环闭环传递函数的带宽两个方面对3种下垂控制的性能进行对比分析,其中,3种下垂控制方法电流内环的PI控制器采用同一组参数。

DC—DC变换器电路参数设置如下:输入电压 $u_s=100$ V;输出电压参考值 $u_{\text{ref}}=50$ V;电感 $L=3$ mH;电感电阻 $R_L=0.01$ Ω ;电容 $C=2\,000$ μF ;电容电阻 $R_C=0.03$ Ω ;负载电阻 $R=10$ Ω 。DC—DC变换器控制参数设置如下:开关频率 $f_s=10$ kHz;电流环比例系数 $k_{p,i}=0.15$;电流环积分系数 $k_{i,i}=80$;电压环比例系数 $k_{p,u}=69.6$;电压环积分系数 $k_{i,u}=101.4$;归一化参数 $k_1=0.02$, $k_2=0.2$;下垂系数 $K_{\text{droop}}=0.1$;补偿器零点频率 $\omega_z=250$ rad/s;补偿器极点频率 $\omega_p=20$ rad/s。

3.1 V—I下垂控制

由图3可得,DC-DC变换器电流内环的闭环传递函数 $G_i(s)$ 表示为

$$G_i(s) = \frac{G_{PI-I}(s)G_m(s)G_{id}(s)}{1 + G_{PI-I}(s)G_m(s)G_{id}(s)} \quad (8)$$

将前文设置的参数代入式(8)中,绘制出电流内环的闭环幅频和相频特性曲线如图8所示。由图8可得,在504 Hz时,幅值增益下降3 dB,电流内环的带宽为504 Hz。

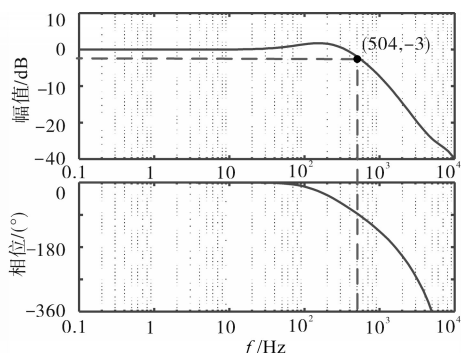


图8 电流内环闭环频率特性曲线(V—I)

Fig. 8 The frequency characteristic curves of inner current closed-loop(V—I)

DC-DC变换器电压外环的闭环传递函数 $G_v(s)$ 表示为

$$G_v(s) = \frac{G_{PI-U}(s)G_i(s)G_{vi}(s)}{1 + G_{PI-U}(s)G_i(s)G_{vi}(s)[1 + R_{droop}/G_{vi}(s)]} \quad (9)$$

为求得DC-DC变换器电压外环的带宽,令电流内环闭环传递函数 $G_i(s) = 1$,得到传递函数 $G_{vb}(s)$:

$$G_{vb}(s) = \frac{G_{PI-U}(s)G_{vi}(s)}{1 + G_{PI-U}(s)G_{vi}(s)[1 + R_{droop}/G_{vi}(s)]} \quad (10)$$

将前文设置的参数代入式(10)中,绘制出电压环在 $G_i(s) = 1$ 时,闭环幅频和相频特性曲线如图9所示。

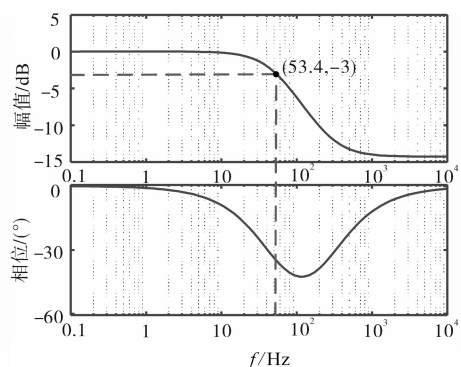


图9 电压外环闭环频率特性曲线(V—I)

Fig.9 The frequency characteristic curves of outer voltage closed-loop(V—I)

由图9可得,在53.4 Hz时,幅值增益下降3 dB,电压外环的带宽为53.4 Hz。

DC-DC变换器输出电压 u_o 的开环传递函数 $G_k(s)$ 表示为

$$G_k(s) = G_{PI-U}(s)G_i(s)G_{vi}(s)[1 + K_{droop}/G_{vi}(s)] \quad (11)$$

将前文设置的参数代入式(11)中,绘制出电压外环的开环幅频和相频特性曲线如图10所示。由图10可得,在61.4 Hz时,幅值增益穿越0 dB线,相角裕量为91.6°,系统稳定。

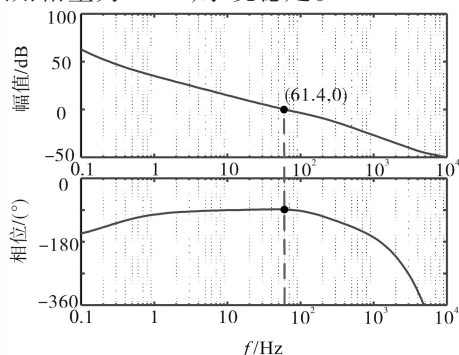


图10 电压外环开环频率特性曲线(V—I)

Fig.10 The frequency characteristic curves of outer voltage open-loop(V—I)

3.2 I—V下垂控制

如图5所示,在I—V下垂控制下,电流内环与V—I下垂控制下电流内环一致,闭环传递函数见式(8);DC-DC变换器输出电压 u_o 的闭环传递函数 $G'_v(s)$ 表示为

$$G'_v(s) = \frac{kG_i(s)G_{vi}(s)}{1 + kG_i(s)G_{vi}(s)} \quad (12)$$

为求得DC-DC变换器电压外环的带宽,令电流内环闭环传递函数 $G_i(s) = 1$,得到传递函数 $G'_{vb}(s)$ 表示为

$$G'_{vb}(s) = \frac{kG_{vi}(s)}{1 + kG_{vi}(s)} \quad (13)$$

将参数代入式(13)中,绘制出电压环在 $G_i(s) = 1$ 时,闭环幅频和相频特性曲线如图11所示。由图11可得,在648.7 Hz时,幅值增益下降3 dB,电压外环的带宽为648.7 Hz。

DC-DC变换器输出电压 u_o 的开环传递函数 $G'_k(s)$ 表示为

$$G'_k(s) = kG_i(s)G_{vi}(s) \quad (14)$$

将前文中设置的参数代入式(14)中,绘制出电压外环的开环幅频和相频特性曲线如图12所示。由图12可得,在581.4 Hz时,幅值增益穿越0 dB线,相角裕量为6.5°时系统稳定,但稳定裕量很小。

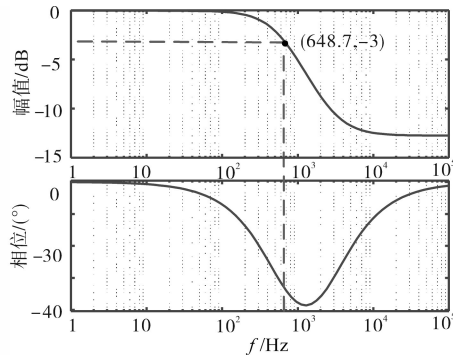


图11 电压外环闭环频率特性曲线(I—V)

Fig. 11 The frequency characteristic curves of outer voltage closed-loop(I—V)

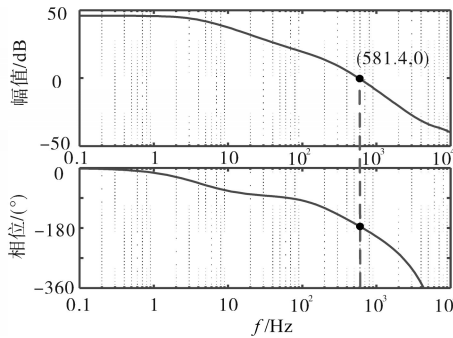


图12 电压外环开环频率特性曲线(I—V)

Fig. 12 The frequency characteristic curves of outer voltage open-loop(I—V)

3.3 带有滞后补偿的改进型I—V下垂控制

如图6所示,在带有滞后补偿的改进型I—V下垂控制下,电流内环与I—V下垂控制下电流环一致,闭环传递函数见式(8);DC-DC变换器输出电压 u_o 的闭环传递函数 $G_v''(s)$ 可以表示为

$$G_v''(s) = \frac{G_c(s)G_i(s)G_{vi}(s)}{1 + G_c(s)G_i(s)G_{vi}(s)} \quad (15)$$

为求得DC-DC变换器电压外环的带宽,令电流内环闭环传递函数 $G_i(s) = 1$,得到传递函数 $G_{vb}''(s)$ 表示为

$$G_{vb}''(s) = \frac{G_c(s)G_{vi}(s)}{1 + G_c(s)G_{vi}(s)} \quad (16)$$

将参数代入式(16)中,绘制出电压环在 $G_i(s) = 1$ 时,闭环幅频和相频特性曲线如图13所示。由图13可得,在94.7 Hz时,幅值增益下降3 dB,电压外环的带宽为94.7 Hz。

DC-DC变换器输出电压 u_o 的开环传递函数 $G_k''(s)$ 表示为

$$G_k''(s) = G_c(s)G_i(s)G_{vi}(s) \quad (17)$$

将参数代入式(17)中,绘制出电压外环的开

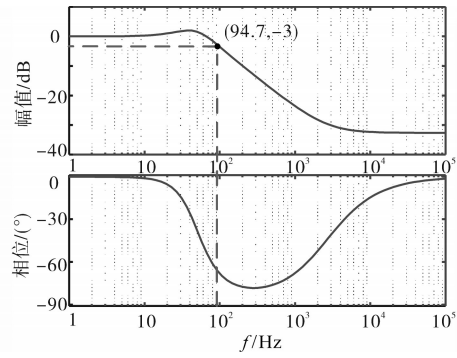


图13 电压外环闭环频率特性曲线(改进I—V)

Fig. 13 The frequency characteristic curves of outer voltage closed-loop(improved I—V)

环幅频和相频特性曲线如图14所示。由图14可得,在81.3 Hz时,幅值增益穿越0 dB线,相角裕量为60.4°,系统稳定。

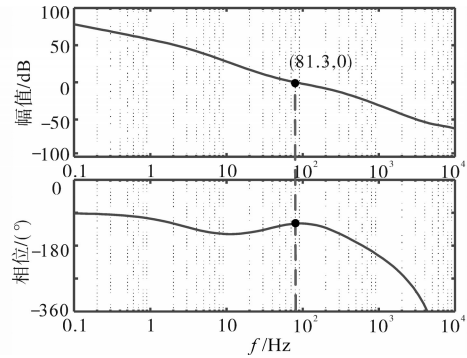


图14 电压外环开环频率特性曲线(改进I—V)

Fig. 14 The frequency characteristic curves of outer voltage open-loop(improved I—V)

综上对3种下垂控制方式的带宽和稳定性分析,在电流内环完全相同的情况下,传统的V—I下垂控制方式的电压外环的带宽最小,约为54.3 Hz,但其具有最高的稳定性,稳定裕量约为91.6°;传统的I—V下垂控制下,虽然电压外环带宽最大,约为684.7 Hz,但其稳定性最差,稳定裕量约为6.5°;带有滞后补偿的I—V下垂控制下,电压外环的带宽相较于传统V—I下垂控制,由54.3 Hz增加到94.7 Hz,加快了系统的响应速度,系统的相角裕量相较于传统的I—V下垂控制,由6.5°增加到60.4°,提高了系统的稳定性。

4 实验验证

为了验证带有滞后补偿的DC-DC变换器I—V下垂控制策略的有效性,对所提算法进行了小功率实验测试,实验平台如图15所示,核心控制器为TMS320F28335。实验系统参数与第3节设置相同。

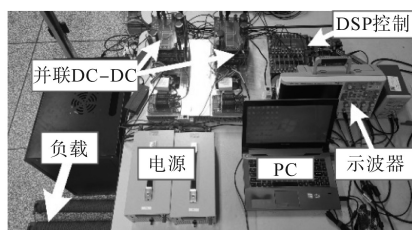
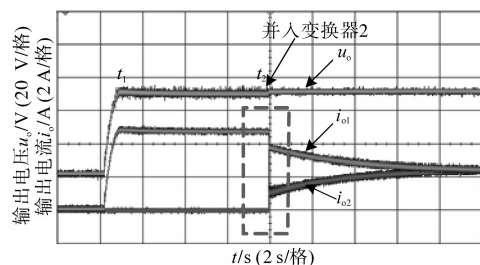


图15 样机实验平台

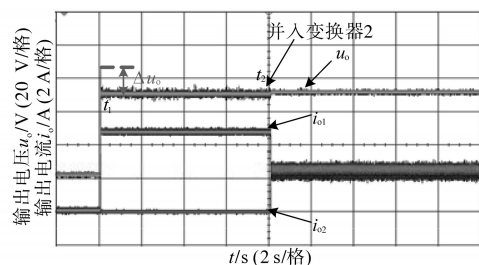
Fig. 15 Experiment setup of the prototype

图16为并联DC-DC变换器在传统 $V-I$ 下垂控制下的输出电压电流动态实验波形。

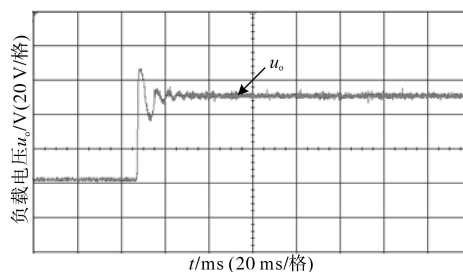
图16 传统 $V-I$ 下垂控制下电压电流动态实验波形Fig. 16 Transient waveforms of u_o and i_o by the $V-I$ droop control

由图16可知,在启动后约0.8 s后(t_1 处),输出电压 u_o 稳定在49 V,电流 i_{o1} 稳定在4.7 A;在 t_2 处,并入变换器2,输出电压 u_o 阶跃到49.5 V,经过大约8 s,实现均流。在图中虚线框中, i_{o1} 和 i_{o2} 在 t_2 时刻都有电流突变,这是由于在并入变换器2前,变换器1已实现下垂控制,存在电压偏差,变换器2控制中, i_{i2} 为0,输出电压等于参考电压50 V,因此在并入变换器2的 t_2 时刻,电流发生突变。

图17为并联DC-DC变换器在 $I-V$ 下垂控制下,输出电压电流动态实验波形。

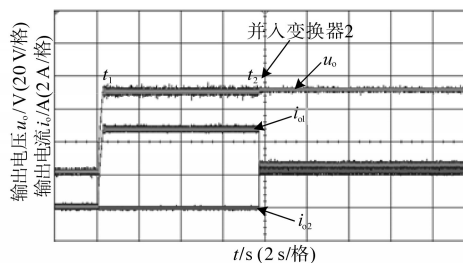
图17 $I-V$ 下垂控制下电压电流动态实验波形Fig. 17 Transient waveforms of u_o and i_o by $I-V$ droop control

由图17可知,在启动时刻,输出电压同时达到49 V稳定值,电流 i_{o1} 稳定在4.7 A左右,但是在启动时刻,存在较大超调量 Δu_o ,图18为启动过程电压放大图。

图18 $I-V$ 下垂控制下启动过程电压波形Fig. 18 Transient waveforms of the start-up u_o by $I-V$ droop control

由图18可知,超调量超过20%;在 t_2 时刻,并入变换器2,输出电压 u_o 阶跃到49.5 V,同时完成均流;与图16相比可知, $I-V$ 下垂控制相比于传统的 $V-I$ 下垂控制,响应速度很快,但在启动时产生较大的超调量,在并入变换器2后,虽然均流速度很快,但是明显电流波动更大,稳定性降低。

图19为并联DC-DC变换器在带有滞后补偿的 $I-V$ 下垂控制下输出电压电流动态实验波形。

图19 改进的 $I-V$ 下垂控制下电压电流动态实验波形Fig. 19 Transient waveforms of u_o and i_o by improved $I-V$ droop control

由图19可知,在启动后约0.3 s后(t_1 处),输出电压 u_o 稳定在49 V,电流 i_{o1} 稳定在4.7 A;在 t_2 时刻,并入变换器2,输出电压 u_o 阶跃到49.5 V,经过大约50 ms,实现均流。与图16相比,系统的响应速度由0.8 s变为0.3 s,均流速度由8 s变为50 ms。与图17相比,在启动过程中不存在超调,在并入变换器2后,电流的波动明显减小,系统的稳定性明显提高,与理论分析一致。

5 结论

本文提出了带有滞后补偿的改进型 $I-V$ 下垂控制策略,分析了所提算法响应速度及稳定性。相较于传统的控制策略,所提算法具有以下优点:

1) 相比于传统的 $V-I$ 下垂控制策略,所提算法在少用一个PI控制器的情况下,提高了系统的响应速度和均流速度,并有效地实现了功率的自

动均衡。

2)相比于传统的 $I-V$ 下垂控制策略,所提算法在消除过大的启动超调量、提高系统稳定性的同时,有效地实现了功率的自动均衡。

参考文献

- [1] 江道灼,郑欢. 直流配电网研究现状与展望[J]. 电力系统自动化,2012,36(8):98-104.
- [2] 吴为民,何远彬,耿攀,等. 直流微网研究中的关键技术[J]. 电工技术学报,2012,27(1):98-113.
- [3] Daniel Salomonss, Ambra Sannino. Low-voltage DC distribution system for commercial power systems with sensitive electronic loads[J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 2007, 22(3): 1620-1627.
- [4] 朱珊珊,汪飞,郭慧,等. 直流微网下垂控制技术综述[J]. 中国电机工程学报,2018,38(1):72-84,344.
- [5] Guerrero JM, Vazquez JC, Matas J, *et al.* Hierarchical control of droop-controlled AC and DC microgrids—a general approach toward standardization[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2011, 58(1):158-172.
- [6] 李晓晓,王晓兰,魏腾飞. 一致性控制的交直流微源混联直流微电网阻抗模型及小信号稳定性分析[J]. 高电压技术, 2019, 45(9):2876-2883.
- [7] 谢文强,韩民晓,严稳利,等. 考虑恒功率负荷特性的直流微电网分级稳定控制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(16): 3430-3443.
- [8] 郭力,冯怿彬,李林霞,等. 直流微电网稳定性分析及阻尼控制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(4): 927-936.
- [9] 张辉,杨甲甲,支娜,等. 基于无缘阻尼的直流微电网稳定性分析[J]. 高电压技术, 2017, 43(9):3100-3109.
- [10] Tahim APN, Pagano E D J, Lenz E, *et al.* Modeling and stability analysis of islanded DC microgrids under droop control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(8): 4597-4607.
- [11] Jeung Y, Le DD, Lee D. Analysis and design of DC-bus voltage controller of energy storage systems in DC microgrids[J]. IEEE Access, 2019, 7: 126696-126708.
- [12] 米阳,纪宏澎,何星塘,等. 多储能独立直流微电网自适应分级协调控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(7): 1980-1989, 2213.
- [13] Shi M, Chen X, Zhou J, *et al.* Advanced secondary voltage recovery control for multiple HESSs in a droop-controlled DC microgrid[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(4): 3828-3839.
- [14] Liu S, Su P, Zhang L. A virtual negative inductor stabilizing strategy for DC microgrid with constant power loads[J]. IEEE Access, 2018, 6: 59728-59741.
- [15] Jin Z, Meng L, Han R, *et al.* Admittance type RC-mode droop control to introduce virtual inertia in DC microgrids[C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Cincinnati, Ohio, USA, 2017: 1-5.
- [16] Jin Z, Guerrero JM. Two-degree-of-freedom admittance-type droop control for plug-and-play DC microgrid[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) 2018, San Antonio, Texas, USA, 2018: 4-8.
- [13] Zmood D N, Holmes D G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3): 814-822.
- [14] Golestan S, Mousazadeh Mousavi S Y, Guerrero J, *et al.* A critical examination of frequency-fixed second-order generalized integrator-based phase-locked loops[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9): 6666-6672.
- [15] Golestan S, Monfared M, Freijedo F D. Design-oriented study of advanced synchronous reference frame phase-locked loops[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2): 765-778.
- [16] 陈新,王赞程,龚春英,等. 采用阻抗分析方法的并网逆变器稳定性研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(7): 2082-2094.

收稿日期:2019-10-27

修改稿日期:2019-12-03

—————
(上接第29页)

收稿日期:2019-10-21

修改稿日期:2019-11-04