

DOI: 10.7667/PSPC161379

直流微电网双向 AC/DC 变换器并联系统控制策略仿真研究

李培强, 董彦婷, 段克会, 伍文华

(湖南大学电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘要: 为了便于扩展直流微电网的容量与增强系统可靠性, 采用双向 AC/DC 变换器并联系统来实现直流微电网与大电网之间的能量交互。提出了一种直流微电网双向 AC/DC 变换器并联系统的低电压偏移功率均分控制策略, 通过反馈直流线路的平均电流作为全局变量, 并引入积分环节, 实现了各变换器的功率精确分配而不受线路参数的影响。通过引入平均输出电压比例积分控制, 减小了直流母线电压的偏移。探讨了二次纹波电流对并联系统功率控制的影响, 引入带阻滤波器, 抑制二次纹波电流和电压对并网电流畸变率的影响。分析了变换器并联系统的稳定性, 给出了合适的控制参数。最后, 仿真验证了所提出的控制策略的有效性。

关键词: 直流微电网; 双向 AC/DC 变换器并联系统; 功率均分; 低母线电压偏移; 二次纹波

Simulation study for control strategy of bi-directional AC/DC converter parallel system in DC microgrid

LI Peiqiang, DONG Yanting, DUAN Kehui, WU Wenhua

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: In order to easily expand the DC microgrid capacity and enhance the system stability, the parallel system with bi-directional AC/DC converters is adopted to realize the energy exchange between the DC microgrid and the utility grid. A power sharing strategy with low voltage deviation is proposed for the parallel system. By using the average DC-line current as the global variable and introducing the integral part, the accurate power sharing between converters can be achieved without the impact from line parameters. By adding the average output voltage proportional integral control, the deviation of DC bus voltage is diminished. The impact on the power control of the parallel system by the secondary ripple current is studied. And the band-stop filter is introduced to reduce the grid-connected current distortion rate caused by the secondary ripple current and voltage. The stability of converter parallel system is analyzed and the appropriate control parameters are given. Finally, the simulation proves the effectiveness of the proposed control strategy.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51677059).

Key words: DC microgrids; bi-directional AC/DC converter parallel system; power sharing; low bus voltage deviation; secondary ripple

0 引言

分布式新能源发电的推广和直流负载所占终端用电比例与日俱增, 促进了直流微电网的迅速发展^[1-2]。双向 AC/DC 并网变换器是直流微电网的并网接口单元^[3], 对控制直流母线和大电网的能量流动、维持直流母线电压稳定和提高系统的运行效率起着非常关键的作用。直流微电网系统采用多双向 AC/DC 并网变换器并联结构可以提高系统冗余性、

可靠性和可扩展性^[4]。然而由于线路电阻、变换器闭环参数和传感器误差等差异使得各变换器输出电流不均, 严重时会导致各变换器的功率流向不一致, 造成多变换器的容量没有得到充分利用, 降低系统运行效率, 甚至危及器件安全^[5-6]。

直流微电网中多变换器并联的功率均分常采用下垂控制技术^[7]。在下垂控制的基础上加入补偿虚拟阻抗可以提高直流微电网的动态特性^[8]。但文献[7-8]没有解决多变换器功率均分精度与直流母线电压调整率之间的矛盾。文献[9]提出了一种基于离散一致性的自适应下垂控制策略, 兼顾功率均分和

调压要求来设计虚拟阻抗,该方法对通信系统要求较严格。文献[10]提出了一种自适应的下垂控制技术,引入了评估电流均分和输出功率损耗的指标,通过该指标实时计算出最优的下垂系数,能够得到较好的电流均分效果,该方法对处理器的实时处理性能要求较高。文献[11]提出了一种多双向 AC/DC 变换器并联系统的控制策略,采用分裂的正、负向电压调节器保证各变换器的功率流向一致,但是该方法易导致直流母线电压采样系数小的变换器长时间满载运行,影响整个并联系统的运行寿命。

另外,低压直流微电网中的双向 AC/DC 并网变换器多采用单相全桥电路拓扑,会导致直流微电网内电压和直流线路电流出现二次纹波^[12]。该二次纹波易通过反馈引入到控制环中,导致并网电流严重畸变^[13]。直流微电网中二次纹波电流均分的概念虽已提出^[14-15],但目前鲜有研究二次纹波电流对双向 AC/DC 并网变换器间电流均分或功率均分的影响。因此本文针对传统下垂控制的局限,考虑二次纹波电压和电流的影响,提出了一种直流微电网中双向 AC/DC 变换器并联系统控制策略,该策略能够保证较好的功率均分效果、较小的直流母线电压偏移和较低的并网电流畸变率。

1 传统下垂控制的局限

1.1 电流均分和电压调整率的矛盾

图 1 为直流微电网多双向 AC/DC 变换器并联系统结构图。直流微电网运行于并网模式时,多台并联双向 AC/DC 变换器支撑直流母线电压。当微网发电量大于负载的消耗量时,多余的能量送入大电网;当微网发电量小于负载消耗量时,功率缺额由大电网提供。多台双向 AC/DC 变换器常采用下垂控制保证各变换器输出电流一致和直流母线电压稳定。

图2为2台双向AC/DC变换器并联系统简化模型。当不考虑2次纹波电流和2次纹波电压的影响时,第*i*(*i*=1, 2)台双向AC/DC变换器等效为电压源 E_{dc}^* 串联输出虚拟电阻 R_{vi} , R_{linei} 代表相应的线路电阻,直流微电网等效为电流源 I_0 。

由图2可知,两台变换器的输出电流之差为

$$I_{dc1} - I_{dc2} = \frac{2(V_{dc1} - V_{dc2})}{R_{E1} + R_{E2}} + \frac{(R_{E2} - R_{E1})}{R_{E1} + R_{E2}} I_0 \quad (1)$$

式中: R_{Ei} 为 R_{vi} 与 R_{linei} 之和; V_{dci} 为变换器的直流侧输出端电压。由该式可知,随着虚拟电阻 R_{vi} 增大,两台变换器的输出电流之差逐渐减小。下垂控制的原理就是增大各变换器等效输出电阻,减小线路阻抗差异所带来的负面影响,提高输出电流均分效果。

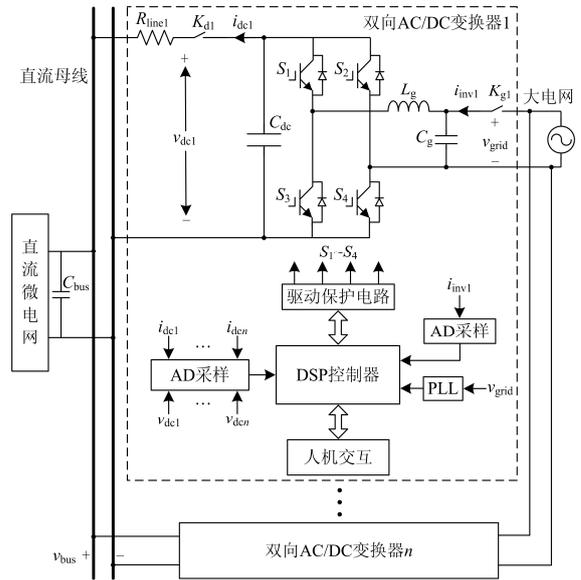


图 1 直流微电网多双向 AC/DC 变换器并联系统结构图
Fig. 1 Configuration diagram of multiple bi-directional AC/DC converters parallel system in a DC microgrid

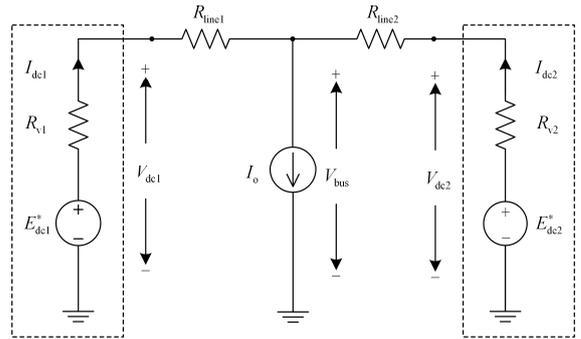


图 2 两台双向 AC/DC 变换器并联系统简化模型
Fig. 2 Simplified model of 2 bi-directional AC / DC converters parallel system

对图2中的等效电路运用叠加定理可得直流母线电压为

$$V_{bus} = \frac{V_{dc1}R_{E2} + V_{dc2}R_{E1}}{R_{E1} + R_{E2}} - \frac{R_{E2}R_{E1}}{R_{E1} + R_{E2}} I_0 \quad (2)$$

当 $R_{vi} \gg R_{linei}$ 且 $R_{v1}=R_{v2}=R_v$ 时,上式可简化为

$$V_{bus} = (V_{dc1} + V_{dc2})/2 - R_v I_0/2 \quad (3)$$

由式(3)可知:随着虚拟阻抗 R_{vi} 增大,直流母线电压偏离额定值越大。当 $R_{line1}=0.8 \Omega$, $R_{line2}=0.2 \Omega$, $E_{dc1}^* = E_{dc2}^* = 400 \text{ V}$, $R_{v1}=R_{v2}=R_v$ 时,两台变换器的输出电流均分误差百分比和直流母线电压偏离额定值百分比由图3所示。由图3可知采用下垂控制时输出电流均分与电压调整之间存在矛盾,这两个指标难以同时达到较好的效果。

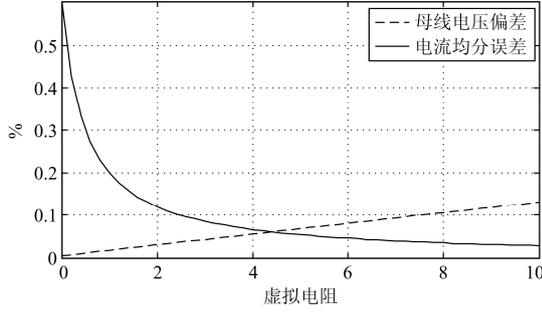


图3 电流均分误差和直流母线电压偏离额定值示意图

Fig. 3 Schematic diagram of current sharing error and deviation of DC bus voltage

1.2 二次纹波影响

低压直流微电网中双向AC/DC变换器常采用单相全桥拓扑, 网侧功率存在2倍电网频率波动分量, 导致双向AC/DC变换器直流侧输出电流和直流电压会出现二次纹波。因此需要解决两个问题: 1) 二次纹波电流是否也要求均分; 2) 二次纹波电流和电压会通过反馈引入到控制中, 导致双向AC/DC变换器的并网电流严重畸变。

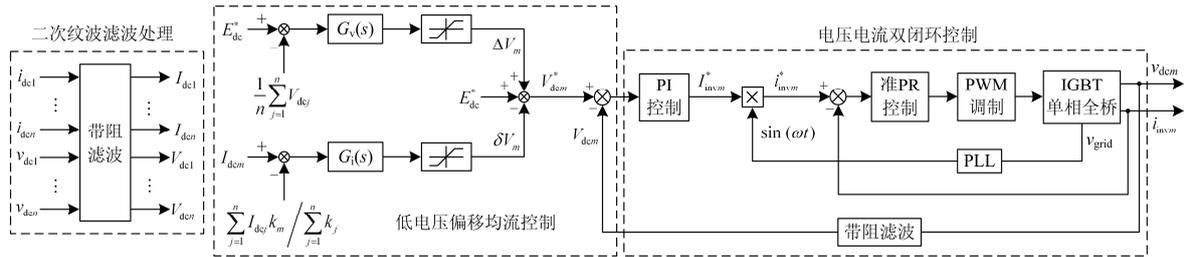


图4 双向AC/DC变换器并联系统控制策略图

Fig. 4 Diagram of control strategy for bi-directional AC/DC converter parallel system

由式(4)可知各双向AC/DC变换器输出电流满足如下的比例关系。

$$I_{dc1} : I_{dc2} : \dots : I_{dcn} = k_1 : k_2 : \dots : k_n \quad (6)$$

式(6)说明各双向AC/DC变换器输出电流能够准确按容量比例分配, 且不受线路阻抗参数的影响, 系统具有较强的鲁棒性。

图4中低电压偏移均流控制的电压外环指令 V_{dcm}^* 为

$$V_{dcm}^* = E_{dc}^* + \Delta V_m - \delta V_m \quad (7)$$

电压外环采用PI控制, PI控制的传递函数为

$$G_{pi}(s) = k_p + k_i/s \quad (8)$$

双向AC/DC变换器输出直流电压能够无静差跟踪指令信号, 因此有

$$V_{dcm}^* = E_{dc}^* + \Delta V_m - \delta V_m = V_{dcm} \quad (9)$$

为了更好地理解所提控制方法在直流母线偏移上的优势, 结合图2和式(9)可以画出双向AC/DC

2 低电压偏移功率均分控制策略

图4为所提双向AC/DC变换器并联系统控制策略, 主要包括二次纹波滤波处理、低电压偏移均流控制和电压电流双闭环控制。图中, m 代表双向AC/DC变换器的序号, n 代表双向AC/DC变换器的总台数。采用带阻滤波器滤除电压电流信号中的二次纹波, 带阻滤波器防止电压控制器输出谐波电流指令信号, 减小并网电流畸变率。低电压偏移均流控制中 $G_v(s)$ 、 $G_i(s)$ 都为PI控制器, ΔV_m 是用来保证各变换器输出电流按比例准确分配, δV_m 是用来限制变换器输出电压偏离额定值, k_m 为第 m 台双向AC/DC变换器的容量值。因为存在积分环节, 所以直流信号实际值可以无静差跟随指令值, 因此有:

$$I_{dcm} = \left(\sum_{j=1}^n I_{dcj} \right) k_m / \sum_{j=1}^n k_j \quad (4)$$

$$\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n V_{dcj} = E_{dc}^* \quad (5)$$

变换器及线路和直流母线的等效电路图如图5所示。

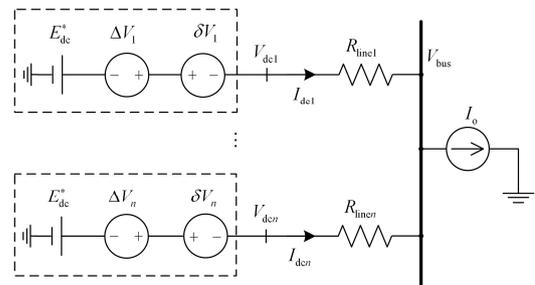


图5 所提控制策略下变换器并联系统等效电路图

Fig. 5 Equivalent circuit diagram of the converter parallel system under the proposed control strategy

由图5可知:

$$\begin{cases} V_{dc1} = V_{bus} + I_{dc1} R_{line1} \\ \vdots \\ V_{dcn} = V_{bus} + I_{dcn} R_{line n} \end{cases} \quad (10)$$

整理式(10)并结合式(5)可得:

$$V_{\text{bus}} = E_{\text{dc}}^* - \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n I_{\text{dc}j} R_{\text{line}j} \quad (11)$$

由式(11)可知: 直流母线电压的偏差为各线路压降的平均值, 而线路电阻较小, 线路压降较小, 所以直流母线电压偏离额定值较小, 增强了直流微电网运行的安全性、可靠性。

电压电流双闭环控制中电流内环采用准比例谐振(准 PR)控制, 在基波频率处具有较高增益, 能够准确地跟踪基波正弦指令信号, 且受基波频率偏移影响较小, 其传递函数为

$$G_{\text{PR}}(s) = k_{\text{pr}} + (2k_r \omega_r s) / (s^2 + 2\omega_r s + \omega^2) \quad (12)$$

式中: k_{pr} 、 k_r 分别为准 PR 控制的比例系数和谐振增益; ω 为谐振频率, 其值为电网实时角频率, 可由锁相环(PLL)得到, 减小了频率的偏移所带来的影响; ω_r 为 ω 的带宽调整参数。

3 系统参数设计

3.1 电压电流双闭环控制参数

若 P_{in} 为从微电网流向双向 AC/DC 变换器的功率, P_{LC} 为双向 AC/DC 变换器网侧 LC 滤波器的储能功率, P_{out} 为双向 AC/DC 变换器的入网功率, P_{dc} 为直流侧电容的充电功率, 忽略器件开通等可能产生的损耗, 根据功率守恒可得:

$$P_{\text{in}} = P_{\text{out}} + P_{\text{dc}} = v_g i_{\text{inv}m} + P_{\text{LC}} + C_{\text{dc}} v_{\text{dc}m} \dot{v}_{\text{dc}m} \quad (13)$$

ω_{dc} 为双向 AC/DC 变换器直流侧电容的储能, 将其线性化可以得到:

$$\begin{aligned} \omega_{\text{dc}} &= \frac{1}{2} C_{\text{dc}} v_{\text{dc}m}^2 \approx C_{\text{dc}} V_{\text{dc}m}^* (v_{\text{dc}m} - V_{\text{dc}m}^*) + \frac{1}{2} C_{\text{dc}} (V_{\text{dc}m}^*)^2 = \\ &C_{\text{dc}} V_{\text{dc}m}^* v_{\text{dc}m} - \frac{1}{2} C_{\text{dc}} (V_{\text{dc}m}^*)^2 \end{aligned} \quad (14)$$

在电压电流双闭环控制中, 电流环的带宽远远大于电压环的带宽, 这样电流内环的动态响应时间相对于电压环可以忽略不计, 因此将电流控制环用单位增益替代。另外忽略滤波器的储能作用, 并结合式(13)和式(14)及图 4 可以得到电压闭环传递函数如图 6 所示。

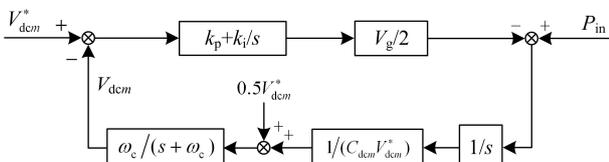


图 6 电压闭环控制系统结构图

Fig. 6 System structure of voltage closed-loop control

根据图 6 可得到电压闭环特征方程为

$$s^3 + \omega_c s^2 - k_p A s - k_i A = 0 \quad (15)$$

式中: $A = V_g \omega_c / (2C_{\text{dc}m} V_{\text{DC}m})$, $V_g = 220 \text{ V}$, ω_c 设计为 40 rad/s , $C_{\text{dc}m}$ 为 $2000 \mu\text{F}$, $V_{\text{DC}m}$ 约为 400 V , 这里用 400 V 计算。

当 $k_i = -100$ 、 k_p 为 $-50 \sim 50$ 时, 步长为 1 的根轨迹如图 7 所示, 绿、红、黑正方形所标出的点分别对应 $k_p = -50$ 、 0 、 50 时的特征根。由该图可知: 当 $k_p > -2$ 时, 根轨迹越过虚轴, 造成系统不稳定; 随着 k_p 减小, 有一条根轨迹会向虚轴靠近, 导致稳定性变差。为保证系统的 3 个根里虚轴较远且在虚轴左边, 取 $k_p = -10$ 。

当 $k_p = -10$ 、 k_i 为 $-500 \sim 500$ 时, 步长为 50 的根轨迹如图 8 所示, 绿、红、黑正方形所标出的点分别对应 $k_i = -500$ 、 0 、 500 时的特征根。从图中可以得到: 随着 k_i 减小, 有两条根轨迹会越过虚轴; 随着 k_i 增大, 有 1 条根轨迹会越过虚轴, 综合考虑 3 条根轨迹的分布, 取 $k_i = -200$ 。

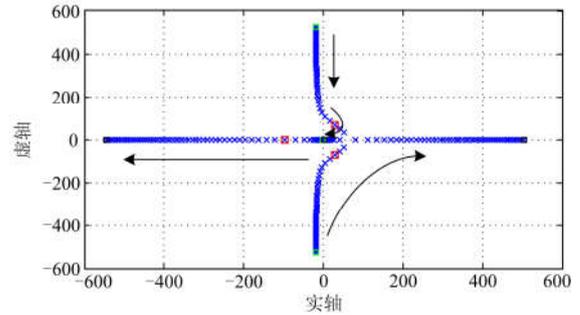


图 7 $k_i = -100$, k_p 为 $-50 \sim 50$ 根轨迹图

Fig. 7 Root locus, $k_i = -100$, $k_p: -50 \sim 50$

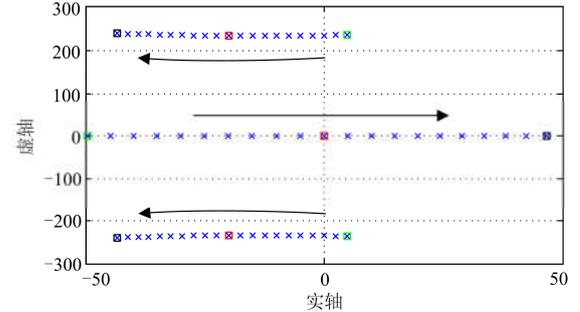


图 8 $k_p = -10$, k_i 为 $-500 \sim 500$ 根轨迹图

Fig. 8 Root locus, $k_p = -10$, $k_i: -500 \sim 500$

电流内环准 PR 控制已在多篇文献中使用, 其参数设计方法可以直接用于本文中, 因此这里不再赘述。

3.2 低电压偏移均流控制参数

由图 4 可知, $G_v(s)$ 和 $G_i(s)$ 的输出直接影响了双

向AC/DC 变换器的直流输出电压指令, 决定了各双向 AC/DC 变换器的均流效果和直流母线电压恢复效果以及系统动态性能, 因此低电压偏移均流控制的参数的设计相当重要, 本文以两台双向 AC/DC 变换器并联系统为例进行参数设计。

由图 2 可得 2 台变换器的输出电流为

$$\begin{cases} I_{dc1} = \alpha_1 V_{dc1} - \beta V_{dc2} \\ I_{dc2} = \alpha_2 V_{dc2} - \beta V_{dc1} \end{cases} \quad (16)$$

式中:

$$\begin{cases} \alpha_1 = \frac{I_o R_{line2} + V_{bus}}{I_o R_{line1} R_{line2} + R_{line2} V_{bus} + R_{line1} V_{bus}} \\ \alpha_2 = \frac{I_o R_{line1} + V_{bus}}{I_o R_{line1} R_{line2} + R_{line2} V_{bus} + R_{line1} V_{bus}} \\ \beta = \frac{V_{bus}}{I_o R_{line1} R_{line2} + R_{line2} V_{bus} + R_{line1} V_{bus}} \end{cases} \quad (17)$$

由图 4 可得 2 台变换器的直流侧输出电压为

$$V_{dc1} = [E_{dc}^* + (E_{dc}^* - \bar{V}_{dc})G_v(s) - (I_{dc1} - \bar{I}_{dc1})G_i(s)]TF_v(s) \quad (18)$$

$$V_{dc2} = [E_{dc}^* + (E_{dc}^* - \bar{V}_{dc})G_v(s) - (I_{dc2} - \bar{I}_{dc2})G_i(s)]TF_v(s) \quad (19)$$

式中, $TF_v(s)$ 为电压电流双闭环控制的闭环传递函数, 可由图 6 得到。 $TF_v(s)$ 、 \bar{V}_{dc} 、 \bar{I}_{dc1} 和 \bar{I}_{dc2} 为

$$\begin{cases} TF_v(s) = \frac{G_{pi}(s)V_g\omega_c}{G_{pi}(s)V_g\omega_c - 2sC_{dc}V_{dc}(s + \omega_c)} \\ \bar{V}_{dc} = (V_{dc1} + V_{dc2})/2 \\ \bar{I}_{dc1} = (I_{dc1} + I_{dc2})k_1/(k_1 + k_2) \\ \bar{I}_{dc2} = (I_{dc1} + I_{dc2})k_2/(k_1 + k_2) \end{cases} \quad (20)$$

由式(16)一式(20)可得两台变换器采用低电压偏移均流控制后的闭环传递函数为

$$\frac{V_{dc1}}{E_{dc}^*} = \frac{(x_2 - x_4)(1 + G_v(s))TF_v(s)}{x_2x_3 - x_1x_4} \quad (21)$$

$$\frac{V_{dc2}}{E_{dc}^*} = \frac{(x_1 - x_3)(1 + G_v(s))TF_v(s)}{x_1x_4 - x_2x_3} \quad (22)$$

式中:

$$\begin{cases} x_1 = 1 + \frac{G_v(s)TF_v(s)}{2} + \frac{k_2\alpha_1 + k_1\beta}{k_1 + k_2}G_i(s)TF_v(s) \\ x_2 = \frac{G_v(s)TF_v(s)}{2} - \frac{k_2\beta + k_1\alpha_2}{k_1 + k_2}G_i(s)TF_v(s) \\ x_3 = \frac{G_v(s)TF_v(s)}{2} - \frac{k_1\beta + k_2\alpha_1}{k_1 + k_2}G_i(s)TF_v(s) \\ x_4 = 1 + \frac{G_v(s)TF_v(s)}{2} + \frac{k_1\alpha_2 + k_2\beta}{k_1 + k_2}G_i(s)TF_v(s) \end{cases} \quad (23)$$

设定 $G_v(s)$ 的比例系数和积分系数分别为 k_{pv} 、 k_{iv} ; $G_i(s)$ 的比例系数和积分系数分别为 k_{pi} 、 k_{ii} 。由图 4 中的低电压偏移控制可知: δV_m 等效于下垂控制的电流反馈量, 因此 k_{pi} 的取值可以参考下垂电阻的取值, 因此 k_{pi} 可取 0.8。根据工程经验, 一般积分系数为比例系数的 5~20 倍, 因此 k_{ii} 可取 4。

当 $k_{pv}=100$ 、 k_{iv} 为 1~500 时, 步长为 40 的根轨迹如图 9 所示, 随着 k_{iv} 的增大, 有两条根轨迹向虚轴移动, 有一条根轨迹远离虚轴, 综合考虑取 $k_{iv} = 500$ 。

当 $k_{iv}=500$ 、 k_{pv} 为 10~200 时, 步长为 10 的根轨迹如图 10 所示, 随着 k_{pv} 的增大, 由虚轴的右半部进入虚轴的左半部, 考虑一定的稳定裕量, 可取 $k_{pv} = 100$ 。

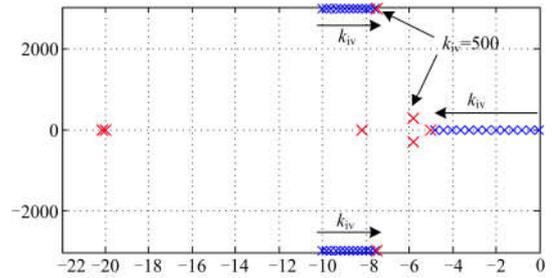


图 9 $k_{pv}=100$, k_{iv} 为 1~500 根轨迹图

Fig. 9 Root locus, $k_{pv}=100$, k_{iv} : 1~500

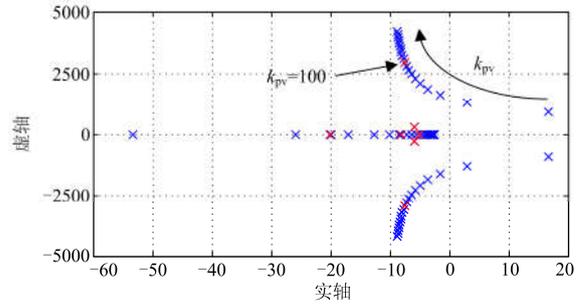


图 10 $k_{iv}=500$, k_{pv} 为 10~200 根轨迹图

Fig. 10 Root locus, $k_{iv}=500$, k_{pv} : 10~200

4 仿真

图 11 为利用 PSIM9.0 仿真软件搭建了含两台双向 AC/DC 变换器的直流微电网仿真模型。直流母线电压额定值 $E_{dc}^*=400$ V; 直流微电网运行于并网模式, 双向 AC/DC 变换器维持直流母线电压稳定; 光伏发电系统运行于最大功率跟踪模式, 输出功率为 4 kW; 可投切负载通过 DC/DC 变换器接入直流母线; 储能电池在直流微电网运行于并网状态时不投入使用; 双向 AC/DC 变换器的载波频率为 10 kHz, 其他仿真参数如表 1 所示。

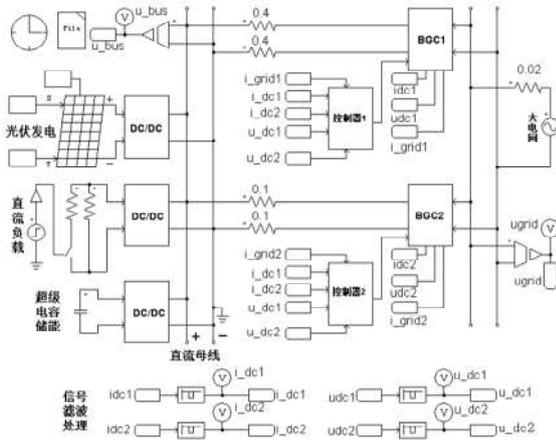


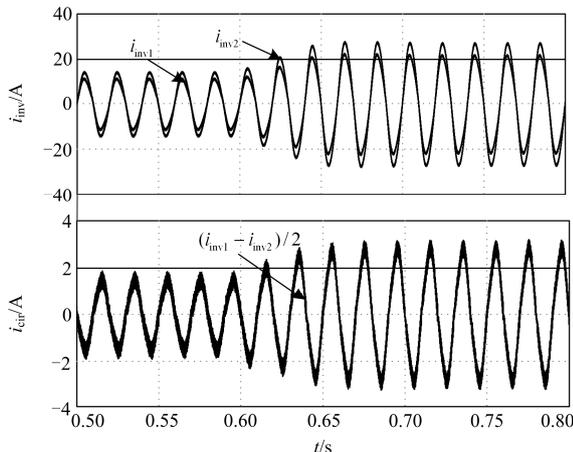
图 11 含两台双向 AC/DC 变换器的直流微电网仿真模型
Fig. 11 DC microgrid simulation model with two bi-directional AC/DC converters

表 1 仿真参数表

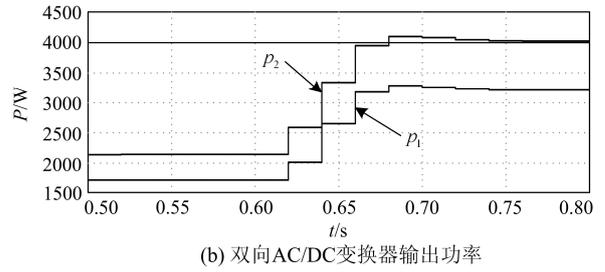
Table 1 Table of simulation parameters

参数	数值	参数	数值
R_{line1}/Ω	0.8	$\omega/(\text{rad/s})$	2
R_{line2}/Ω	0.2	R_v/Ω	2
$C_{dc}/\mu\text{F}$	5000	k_p	-10
$C_{bus}/\mu\text{F}$	10 000	k_i	-200
L_g/mH	2	$C_g/\mu\text{F}$	10
k_{pr}	5	k_r	10
k_{pi}	0.8	k_{pv}	100
k_{ii}	4	k_{iv}	500

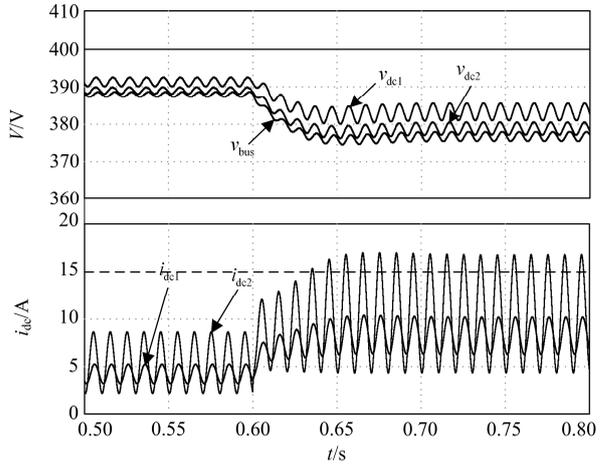
图 12 和图 13 分别为下垂控制和所提控制的仿真波形，仿真中 0.6 s 时直流负载由 8 kW 增加至 12 kW。图 12(a)和图 13(a)为双向 AC/DC 变换器并网电流及环流仿真结果， i_{inv1} 、 i_{inv2} 分别为双向 AC/DC 变换器 1、2 的并网电流。采用下垂控制时， i_{inv1} 和 i_{inv2} 电流不均分现象较严重；采用所提的控制



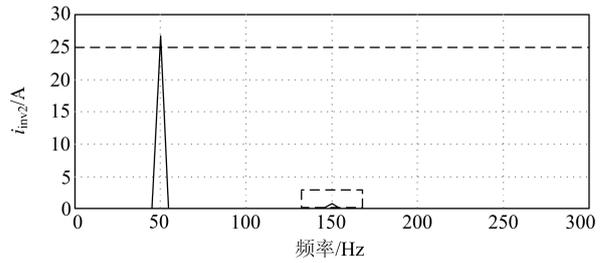
(a) 双向 AC/DC 变换器并网电流及环流



(b) 双向 AC/DC 变换器输出功率



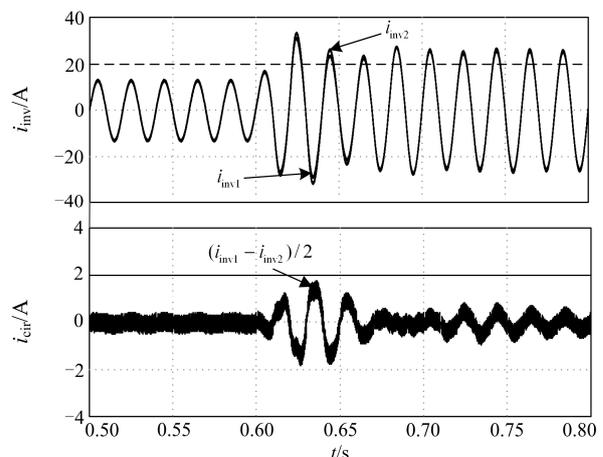
(c) 双向 AC/DC 变换器直流侧输出电压及电流



(d) 双向 AC/DC 变换器 2 并网电流 FFT 分析

图 12 下垂控制仿真波形

Fig. 12 Simulation waveforms of droop control



(a) 双向 AC/DC 变换器并网电流及环流

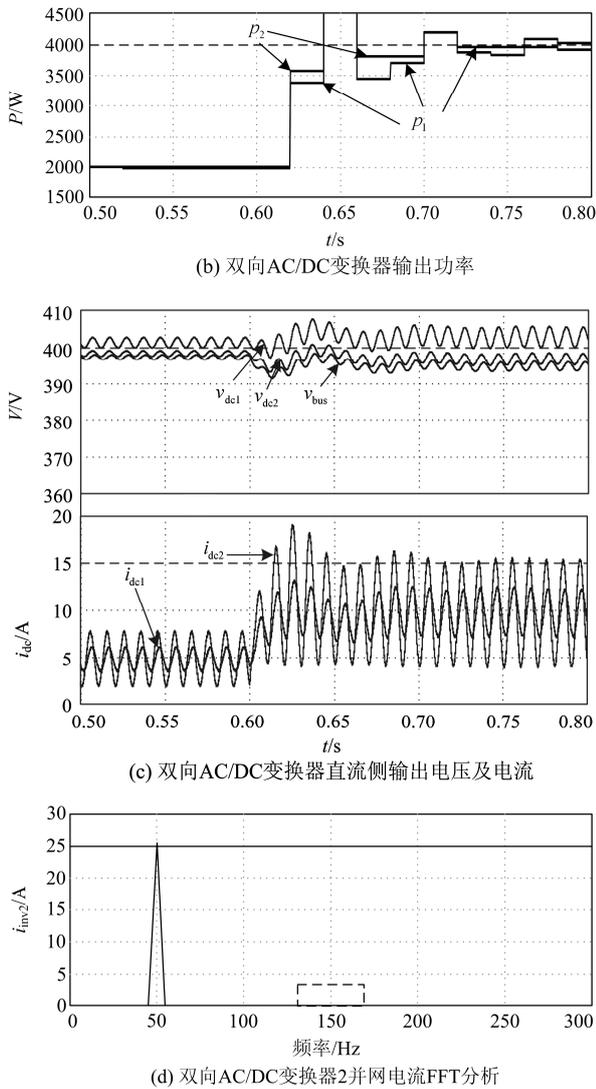


图 13 所提控制方法仿真波形

Fig. 13 Simulation waveforms of the proposed control

策略时, i_{inv1} 和 i_{inv2} 的波形基本能够重合, 电流均分精度大大提高。定义两双向 AC/DC 变换器之间的环流为 $(i_{inv1} - i_{inv2})/2$, 采用下垂控制时, 环流较大, 达到总输出电流的 13%; 采用所提的控制策略时, 环流得到抑制, 只占总输出电流的 2%。

图 12(b)、图 13(b)为双向 AC/DC 变换器输出功率的仿真结果, p_1 、 p_2 分别为双向 AC/DC 变换器 1、2 的输出功率。采用下垂控制时, 功率均分效果较差, 使双向 AC/DC 变换器并联系统的总容量降低, 采用所提的控制策略时, p_1 、 p_2 波形基本上能够重合, 功率均分精度明显增加。

图 12(c)、图 13(c)为双向 AC/DC 变换器直流侧输出电压及电流、直流母线电压的仿真结果, v_{dc1} 、 v_{dc2} 分别为双向 AC/DC 变换器 1、2 的直流侧输出

电压, v_{bus} 为直流母线电压。电压波形主要由直流分量和二次纹波分量构成, 纹波率小于 0.8%。直流母线上电解电容器越多则纹波越小, 但是增加电解电容器会增大系统成本, 降低系统动态性能。采用下垂控制时, 直流母线电压偏移额定值达 22 V, 如果想要功率均分效果好, 虚拟电阻值需要更大, 则直流母线电压偏移会更大。采用所提的控制策略时, 直流母线电压偏移额定值仅 5 V。 i_{dc1} 、 i_{dc2} 分别为双向 AC/DC 变换器 1、2 的直流侧输出电流。该电流波形主要由直流分量和二次纹波分量构成。采用下垂控制时, i_{dc1} 、 i_{dc2} 的直流分量相差较大; 而采用所提控制时, i_{dc1} 、 i_{dc2} 的直流分量差异减小。另外, 一个值得注意的现象是: 采用两种不同的控制策略时, 二次纹波电流都不能得到很好的均分, 由此导致双向 AC/DC 变换器的直流侧输出电流不能够均分。但是由前面 3 组波形可以看出: 直流侧的二次纹波电流虽然不能均分, 但不会影响交流侧的电流均分精度和变换器的功率均分精度。

图 12(d)和图 13(d)为双向 AC/DC 变换器 2 的并网电流 FFT 分析结果, 由图可知: 采用下垂控制时, 并网电流里含有 3 次纹波电流, 使得并网电流畸变; 采用所提控制时, 并网电流里不含 3 次纹波电流。

5 结论

1) 针对传统下垂控制在功率均分和直流母线电压偏移的矛盾, 提出了一种直流微电网双向 AC/DC 变换器并联系统控制策略, 在提高双向 AC/DC 变换器功率均分精度和并网电流均分精度的基础上, 还能够有效降低直流母线电压的偏移。

2) 直流微电网中双向 AC/DC 变换器并联和直流微电网中直流变换器的并联有不同之处。双向 AC/DC 变换器并联必须考虑二次纹波电流的影响, 但是该影响仅会通过反馈影响并网电流畸变率, 不需要抑制该二次纹波电流, 也不要求二次纹波电流均分。

参考文献

- [1] 丁明, 田龙刚, 潘浩, 等. 交直流混合微电网运行控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(9): 1-8.
DING Ming, TIAN Longgang, PAN Hao, et al. Research on control strategy of hybrid AC/DC microgrid[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(9): 1-8.
- [2] GUO Wenming, MU Longhua. Control principles of micro-source inverters used in microgrid[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1(1): 1: 6pp.
DOI 10.1186/s41601-016-0019-8

- [3] 田崇翼, 李珂, 张承慧, 等. 基于切换模型的双向 AC-DC 变换器控制策略[J]. 电工技术学报, 2015, 30(16): 70-76.
TIAN Chongyi, LI Ke, ZHANG Chenghui, et al. Control strategy for bi-directional AC-DC converter based on switched system model[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(16): 70-76.
- [4] ZHANG Li, SUN Kai, XING Yan, et al. A modular grid-connected photovoltaic generation system based on DC bus[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(2): 523-531.
- [5] 陈丽娟, 王致杰. 基于改进下垂控制的微电网运行控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(4): 16-21.
CHEN Lijuan, WANG Zhijie. Research of operation control of micro-grid based on improved droop control[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(4): 16-21.
- [6] 李浩然, 杨旭红, 冯成臣. 多逆变器并联下的输出阻抗分析和改进下垂控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(20): 29-35.
LI Haoran, YANG Xuhong, FENG Chengchen. Control strategy research of output impedance analysis and improved droop control based on multiple-inverters parallel[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(20): 29-35.
- [7] 孙然, 宋玉伟, 李锦, 等. 直流微网的电压下垂控制法[J]. 黑龙江电力, 2014, 36(2): 122-128.
SUN Ran, SONG Yuwei, LI Jin, et al. Voltage droop control method of DC microgrid[J]. Heilongjiang Electric Power, 2014, 36(2): 122-128.
- [8] 支娜, 张辉, 肖曦. 提高直流微电网动态特性的改进下垂控制策略研究[J]. 电工技术学报, 2016, 31(3): 31-39.
ZHI Na, ZHANG Hui, XIAO Xi. Research on the improved droop control strategy for improving the dynamic characteristics of DC microgrid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(3): 31-39.
- [9] 吕振宇, 吴在军, 窦晓波, 等. 基于离散一致性的孤立直流微网自适应下垂控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(17): 4397-4407.
LÜ Zhenyu, WU Zaijun, DOU Xiaobo, et al. An adaptive droop control for the islanded DC microgrid based on discrete consensus algorithm[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(17): 4397-4407.
- [10] AUGUSTINE S, MISHRA M K. Adaptive droop control strategy for load sharing and circulating current minimization in low-voltage standalone DC microgrid[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2015, 6(1): 132-141.
- [11] 张犁, 吴田进, 冯兰兰, 等. 模块化双向 AC/DC 变换器并联系统无缝切换控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(6): 90-96.
ZHANG Li, WU Tianjin, FENG Lanlan, et al. Seamless switching control for modular bi-directional AC/DC converter parallel systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(6): 90-96.
- [12] 杨俊伟, 史旺旺. 交流电流直接控制的单相 PWM 整流器非线性控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(20): 114-118.
YANG Junwei, SHI Wangwang. Nonlinear control strategy for direct AC current control in single-phase PWM rectifier[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(20): 114-118.
- [13] LEVRON Y, CANADAY S, ERICKSON R W. Bus voltage control with zero distortion and high bandwidth for single-phase solar inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 258-269.
- [14] HAMZEH M, GHAZANFARI A. Modeling and design of an oscillatory current-sharing control strategy in DC microgrids[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(11): 6647-6657.
- [15] 彭自強, 罗安, 陈燕东, 等. 基于分频虚拟电阻的多逆变器并联控制策略[J]. 电网技术, 2013, 37(11): 3276-3280.
PENG Ziqiang, LUO An, CHEN Yandong, et al. A frequency-divided virtual resistance based control strategy for multi parallel inverters[J]. Power System Technology, 2013, 37(11): 3276-3280.

收稿日期: 2016-08-24; 修回日期: 2016-12-15

作者简介:

李培强(1975—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力系统稳定性分析与控制; E-mail: 596905210@qq.com

董彦婷(1992—), 女, 硕士研究生, 研究方向为微电网控制; E-mail: KarenDongyt@163.com

段克会(1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源与分布式发电。E-mail: 932624607@qq.com

(编辑 姜新丽)