

一种应用于直流微电网并网变换器的双电流反馈控制策略

支娜,赵佳宝,明旭

(西安理工大学 自动化与信息工程学院,陕西 西安 710048)

摘要:针对弱电网时谐振频率发生变化导致LCL型并网变换器稳定裕度降低的问题,提出一种应用于直流微电网并网变换器的双电流反馈控制策略。根据变换器交直流两侧功率守恒以及传统下垂控制方程,建立直流母线电压与变换器侧电流的二次函数关系,简化直流母线电压控制方式,减少控制器参数设计;在变换器侧电流反馈控制内环加入并网电流反馈有源阻尼,分析其阻尼等效特性,提高弱电网下的谐振抑制效果。仿真与实验结果表明该控制策略能够实现直流侧母线电压的稳定控制以及交流侧并网电流的谐波优化。

关键词:直流微电网;双向并网变换器;直流母线电压;下垂控制;有源阻尼

中图分类号:TM 73

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202105016

0 引言

直流微电网是采用公共直流母线将分布式电源、负荷、储能装置等有机结合在一起的小型发电系统,并通过双向并网变换器与交流母线相连,实现与交流电网之间的功率交互^[1-3]。直流微电网多采用分层控制^[4]实现网内的功率均衡,下垂控制因具有自主均衡、即插即用等特点被广泛应用于分层控制中底层接口变换器的控制^[5]。

直流微电网中存在负荷突变以及可再生能源输出功率快速波动等大扰动现象,会对直流母线电压稳定性造成影响,因此直流微电网接口并网变换器控制既要能快速响应网内功率的变化,又要实现网间功率的自主均衡与双向流动,同时要能够抑制LCL滤波器的谐振问题。传统并网变换器的控制通过在双环控制中加入直流侧母线电压的下垂控制实现功率的自主均衡,该控制具有2个PI调节器,控制参数设计较为复杂。

LCL滤波器因具有较好的高频谐波抑制能力而被广泛应用于并网变换器结构,但其自身产生的谐振现象会影响系统稳定运行,尤其是在弱电网条件下谐振频率随电网阻抗发生偏移,降低了系统稳定性。近年来国内外学者针对谐振问题提出了多种解决方法。无源阻尼法通过在滤波电容支路串联或并联电阻抑制谐振^[6],该方法方便有效,但增加了功耗,降低了效率。文献[7]采用基于模型降阶的分裂

电容法大幅提高了系统的截止频率和带宽,但是该方法依赖于精确的参数匹配,出现误差时调节分裂电容值较为困难。加权电流法^[8]通过采样逆变器侧电流和网侧电流将其特定加权值作为反馈控制目标,该方法对模型参数敏感,受电网阻抗变化影响较大。另外,通过设计陷波器^[9]、超前滞后补偿器^[10]等附加滤波器的方法能够实现谐振尖峰抑制,但模型参数设计过程较为复杂。文献[11]在单逆变侧电流反馈控制的基础上,对LCL滤波器和电流控制器参数进行整体性设计以抑制谐振,但其未考虑弱电网条件下谐振偏移的影响。基于状态变量反馈的有源阻尼方法包括电容电流反馈^[12-13]、电容电压反馈^[14]、并网电流反馈^[15-17]以及全状态变量反馈^[18]等,这类方法抑制谐振效果显著。其中,电容电流反馈、电容电压反馈以及全状态变量反馈等方法实现简单但需额外增加传感器,提高了硬件成本;并网电流反馈有源阻尼GCFAD(Grid Current Feedback Active Damping)方法将反馈的并网电流经过控制器等效为滤波电容两端的并联电阻来抑制谐振,其因无需添加额外的传感器而受到广泛关注,但是该方法仅对光伏逆变器进行控制,且其电流控制方式属于直接进网电流控制,相比于间接进网电流控制,稳定性较差且不利于功率开关管的过流保护^[13,19]。

本文以应用于直流微电网的LCL型双向并网变换器为研究对象,提出一种能够快速响应直流微电网功率变化的双电流反馈控制策略。该控制策略对传统下垂控制进行改进,建立变换器侧直接电流控制算法实现功率的双向流动,简化直流母线电压控制方式,并在变换器侧采用间接电流控制,在电感电流反馈控制环中加入考虑延时的GCFAD有源阻尼反馈,提高弱电网下的谐振抑制效果,降低并网电流谐波含量。最后,搭建仿真及实验模型对该控制策略进行验证。

收稿日期:2021-01-28;修回日期:2021-03-15

基金项目:国家自然科学基金资助项目(52077176);国家自然科学基金面上项目(51877175);陕西省重点研发计划项目(2017ZDXM-GY-003)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(52077176), the General Program of National Natural Science Foundation of China(51877175) and the Key Research and Development Plan Program of Shaanxi Province(2017ZDXM-GY-003)

1 改进下垂控制

直流微电网典型拓扑结构见附录中图A1,主要包括可再生能源发电、储能、负载,直流母线通过并网变换器与交流电网相连。

LCL滤波器较L型滤波器在滤波效果、成本和体积等方面都具有较大的优势,因此应用更为广泛。LCL型并网变换器结构见附录中图A2。图中, L_g 为电网电感; U_{dc} 为直流母线电压; i_{dc} 为直流侧电流; u_L 和 u_g 分别为变换器输出电压和交流电网电压; i_L 和 i_g 分别为变换器侧电流和并网电流。直流母线经过储能电容 C_{dc} 、三相变换电路以及LCL滤波器接入电网;LCL滤波器由电感 L_1 、 L_2 和电容 C 组成。

为实现直流微电网中各微源间功率的自主均衡,下垂控制被广泛应用于直流微电网底层变换器控制中^[5]。基于直流母线电压的传统下垂控制方程为:

$$U_{dc} = U_N + k_{dc} i_{dc} \quad (1)$$

其中, U_N 为直流母线电压额定值; k_{dc} 为下垂系数。

采用传统下垂控制的直流微电网并网变换器控制框图见图1(a)。可看出,变换器侧电流参考值 i_{Lref} 由下垂控制方程及电压调节器 $G_u(s)$ 的输出得到。而直流母线电压的变化能直接反映直流微电网功率的变化,根据变换器输入、输出功率相等(假设所有开关均为理想开关并忽略功率损耗),建立如下关系式:

$$U_{dc} i_{dc} = \sqrt{3} U_{ac} I_L \quad (2)$$

其中, U_{ac} 为三相交流线电压有效值; I_L 为变换器侧电流有效值。

将式(2)代入式(1),得出 I_L 与 U_{dc} 的关系式为:

$$I_L = \frac{U_{dc}^2 - U_{dc} U_N}{\sqrt{3} k_{dc} U_{ac}} \quad (3)$$

令 $k = \frac{1}{\sqrt{3} k_{dc} U_{ac}}$,可得 I_L 与 U_{dc} 存在一定的二次

函数关系,其函数关系曲线见附录中图A3,功率传输方向以流向交流电网为正。

根据式(3)计算 i_{Lref} ,通过电流控制器 $G_i(s)$ 对反馈电流进行调节,具体改进控制结构见图1(b)。

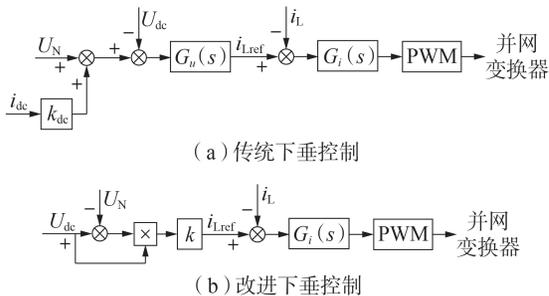


图1 并网变换器控制框图

Fig.1 Control block diagram of grid-connected converter

对比图1(a)、(b)可见,改进下垂控制属于直接

电流控制,省去了电压环PI调节器,减少了参数设计和调节过程,简化了控制结构,提升了电流响应速度。

2 双电流反馈控制

LCL滤波器的谐振现象会放大特定频率处谐波幅值,易造成系统不稳定。为抑制LCL滤波器的谐振问题,需在图1(b)电流控制环中加入谐振抑制环。

2.1 谐振产生原理

LCL滤波器在变换器中的等效电路见附录中图A4,其s域等效控制结构框图见附录中图A5。

根据s域等效控制框图建立并网电流 i_g 到变换器输出电压 u_L 的传递函数:

$$G_g(s) = \frac{i_g(s)}{u_L(s)} = \frac{1}{L_1(L_2 + L_g)Cs(s^2 + \omega_{res}^2)} \quad (4)$$

其中, ω_{res} 为谐振角频率,表达式如式(5)所示。

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + L_g}{L_1(L_2 + L_g)C}} \quad (5)$$

不同谐振频率 f_{res} 下 $G_g(s)$ 的伯德图见附录中图A6。可以看出,滤波器参数变化时 $G_g(s)$ 始终存在谐振尖峰,并在尖峰处相位穿越 -180° 线,产生不稳定极点,影响系统运行稳定性。

2.2 双电流反馈原理

图2为所提双电流反馈控制框图,即在变换器交流侧电流控制环内侧加入有源阻尼反馈回路,图中 K_{PWM} 为并网变换器等效增益。

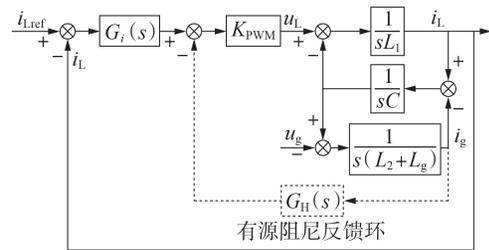


图2 双电流反馈控制框图

Fig.2 Block diagram of dual current feedback control

图2中,电流调节器 $G_i(s)$ 采用准比例谐振PR(Proportional Resonant)调节器,其传递函数为:

$$G_i(s) = K_p + \frac{2K_r \omega_r s}{s^2 + 2\omega_r s + \omega_0^2} \quad (6)$$

其中, K_p 、 K_r 分别为调节器比例系数和谐振增益; ω_r 、 ω_0 分别为其截止频率和基波角频率。

并网电流反馈有源阻尼控制器 $G_H(s)$ ^[20]传递函数表示为:

$$G_H(s) = -\frac{K_d s}{s + \omega_d} \quad (7)$$

其中, K_d 为有源阻尼系数; ω_d 为截止角频率。

$G_H(s)$ 反馈回路的等效虚拟阻抗如图3(a)所示。将 $G_H(s)$ 的输出端移至 $1/(sL_1)$ 的输入端,并将 $G_H(s)$

的输入端移至 $1/(sL_1)$ 的输出端,即得到等效虚拟阻抗模型 Z_{eq} ,其等效电路如图 3(b)所示。

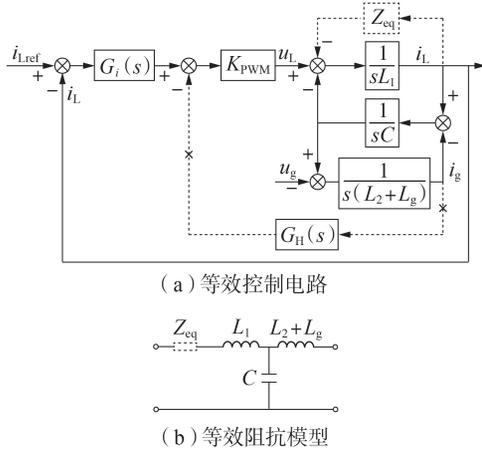


图 3 等效虚拟阻抗

Fig.3 Equivalent virtual impedance

图中 Z_{eq} 的等效表达式为:

$$Z_{eq} = -\frac{G_H(s)K_{PWM}}{s^2L_2C + 1} \quad (8)$$

将式(7)以及 $s=j\omega$ (ω 为频域中的自变量角频率)代入式(8),得到 $Z_{eq}(\omega)$ 的表达式为:

$$Z_{eq}(\omega) = \frac{K_{PWM}K_d(\omega^2 + j\omega\omega_d)}{(\omega^2L_2C - 1)(\omega^2 + \omega_d^2)} \quad (9)$$

$Z_{eq}(\omega)$ 又可以表示为虚拟电阻 $R_{eq}(\omega)$ 与虚拟电抗 $X_{eq}(\omega)$ 串联的形式,即:

$$Z_{eq}(\omega) = R_{eq}(\omega) + jX_{eq}(\omega) \quad (10)$$

得到 $R_{eq}(\omega)$ 与 $X_{eq}(\omega)$ 的表达式分别为:

$$\begin{cases} R_{eq}(\omega) = \frac{K_{PWM}K_d\omega^2}{(\omega^2L_2C - 1)(\omega^2 + \omega_d^2)} \\ X_{eq}(\omega) = \frac{K_{PWM}K_d\omega\omega_d}{(\omega^2L_2C - 1)(\omega^2 + \omega_d^2)} \end{cases} \quad (11)$$

根据式(11),绘制出 $R_{eq}(\omega)$ 与 $X_{eq}(\omega)$ 的频率特性曲线见图 4。图中, f_s 为系统控制频率。从图中可见, $R_{eq}(\omega)$ 与 $X_{eq}(\omega)$ 存在相同的正负分界频率 f_0 。当

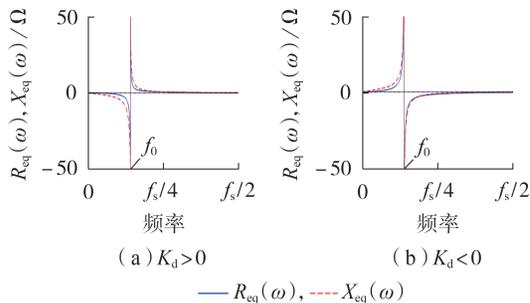


图 4 $R_{eq}(\omega)$ 与 $X_{eq}(\omega)$ 的频率特性曲线

Fig.4 Frequency characteristic curves of $R_{eq}(\omega)$ and $X_{eq}(\omega)$

$K_d > 0$ 时,在 $(0, f_0)$ 范围内,电阻 $R_{eq}(\omega)$ 呈负阻性,电抗 $X_{eq}(\omega)$ 呈容性;在 $(f_0, f_s/2)$ 范围内,电阻 $R_{eq}(\omega)$ 呈正阻性,电抗 $X_{eq}(\omega)$ 呈感性。当 $K_d < 0$ 时,结果相反。

令式(11)分母等于 0,可得正负分界频率点对应的角频率 ω_1 为:

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{(L_2 + L_g)C}} \quad (12)$$

对比式(12)、式(5)可知, ω_{res} 总是大于 ω_1 ,因此当谐振频率随着电网电感 L_g 变化时,该正负分界点也会随之改变,且始终位于谐振频率左侧,并不影响有源阻尼特性。

2.3 控制延时有源阻尼的影响

数字控制下的电流反馈过程需要考虑系统固有的控制延时。图 5 为考虑控制延时的双电流反馈控制框图,延时包括采样环节的一拍(一个控制周期)计算延时 $G_d(s)$ 以及零阶保持器 ZOH (Zero Order Holder) 带来的延时 $G_h(s)$,二者表达式分别为:

$$G_d(s) = e^{-sT_s} \quad (13)$$

$$G_h(s) = \frac{1 - e^{-sT_s}}{sT_s} \approx e^{-\frac{sT_s}{2}} \quad (14)$$

其中, T_s 为控制周期。

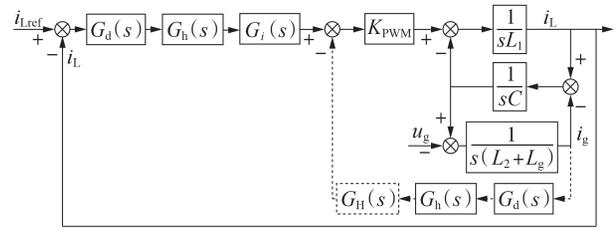


图 5 考虑控制延时的双电流反馈控制框图

Fig.5 Block diagram of dual current feedback control considering control delay

计及控制延时下的 $R_{eq}(\omega)$ 与 $X_{eq}(\omega)$ 分别为:

$$\begin{cases} R_{eq}(\omega) = \frac{2K_{PWM}K_d \sin(0.5\omega T_s)g_R(\omega)}{(\omega^2L_2C - 1)(\omega^2 + \omega_d^2)T_s} \\ X_{eq}(\omega) = \frac{2K_{PWM}K_d \sin(0.5\omega T_s)g_X(\omega)}{(\omega^2L_2C - 1)(\omega^2 + \omega_d^2)T_s} \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} g_R(\omega) = \omega_d \sin(1.5\omega T_s) + \omega \cos(1.5\omega T_s) \\ g_X(\omega) = \omega_d \cos(1.5\omega T_s) + \omega \sin(1.5\omega T_s) \end{cases} \quad (16)$$

根据式(15),绘制考虑延时情况下 $R_{eq}(\omega)$ 与 $X_{eq}(\omega)$ 的频率特性曲线见附录中图 A7。其中, f_R 为虚拟电阻 $R_{eq}(\omega)$ 的正负频率分界点; f_{X1} 、 f_{X2} 为虚拟电抗 $X_{eq}(\omega)$ 的正负频率分界点。从图中可见,等效虚拟电阻 $R_{eq}(\omega)$ 与虚拟电抗 $X_{eq}(\omega)$ 在 $(f_0, f_s/2)$ 区间具有幅值为 0 的现象,正负极性也随频率发生变化。

虚拟电阻 R_{eq} 是抑制谐振尖峰的主要因素,一旦谐振频率 f_{res} 与 f_R 重合,有源阻尼将失去作用。令

$R_{eq}(\omega)=0$, 即 $g_R(\omega)=0$, 可得 $f_s/6 \leq f_R < f_s/3$ 。因此, 为使谐振在较宽的频率变化范围内均能被良好抑制, 应尽量避免 f_R 与 f_{res} 重合。

已知零阶保持器产生的延时可等效为半拍控制延时, 因此电流反馈回路共存在 1.5 拍控制延时。为减小该延时对谐振抑制产生的不利影响, 扩大 f_{res} 允许变化范围, 本文采用双采样模式, 即系统控制频率 f_s 等于 2 倍的变换器开关频率 f_{sw} , 在三角载波的波峰、波谷处进行 2 次信号采样与装载, 从而使系统总控制延时为开关周期的 75%^[11]。

根据图 5 可得变换器侧电流参考值 i_{Lref} 到 i_L 的开环传递函数 $G_1(s)$ 的表达式为:

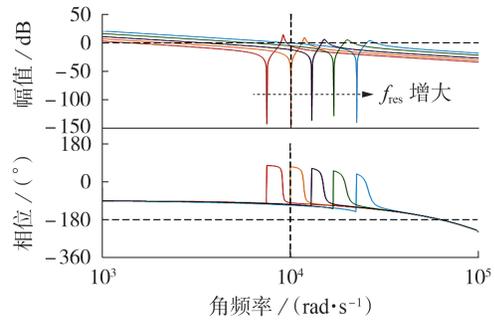
$$G_1(s) = \frac{K_{PWM} G_i(s) [s^2 (L_2 + L_g) C + 1]}{K_{PWM} G_H(s) + \frac{s^3 L_1 (L_2 + L_g) C + s (L_1 + L_2 + L_g)}{G_d(s) G_h(s)}} \quad (17)$$

在伯德图中开环对数幅频特性大于 0 的频段范围内, 将对数相频特性曲线自下而上穿过 -180° 线称为正穿越 (N_+ 为正穿越次数); 反之, 将自上而下穿过 -180° 线称为负穿越 (N_- 为负穿越次数)。根据奈奎斯特稳定判据, 当右半 s 平面的开环极点数等于 $2(N_+ - N_-)$ 时闭环系统稳定^[21]。

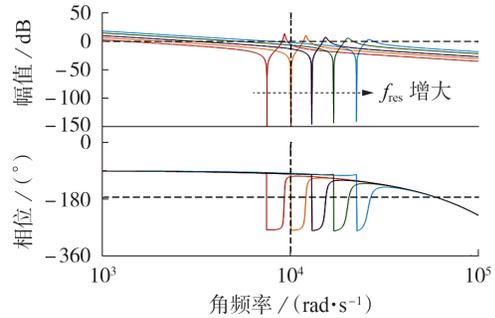
图 6 为 $G_1(s)$ 分别在 $K_d=2$ 以及 $K_d=-2$ 时的伯德图。当 $K_d=2$ 时, $R_{eq}(\omega)$ 呈正阻性, 此时 $G_1(s)$ 不存在右半平面极点, 且对数相频特性曲线在幅值大于 0 的范围内没有穿过 -180° 线; 当 $K_d=-2$ 时, $R_{eq}(\omega)$ 呈负阻性, 此时 $G_1(s)$ 存在 2 个右半平面极点, 即开环极点数为 2, 且对数相频特性曲线在幅值大于 0 的范围内仅存在 1 次正穿越, 即 $2(N_+ - N_-) = 2$ 。可见, $R_{eq}(\omega)$ 在正负极性下, 系统均能在一定频域内保持稳定, 且均能对谐振尖峰具有良好的抑制效果。

3 仿真分析

本文在 MATLAB / Simulink 中搭建直流微电网仿真模型, 对所提策略的正确性进行验证, 其简化结构控制框图如图 7 所示。其中, u_{pcc} 为并网点电压; u_{pv}



(a) $K_d=2, \omega_d=16\,000 \text{ rad/s}$



(b) $K_d=-2, \omega_d=16\,000 \text{ rad/s}$

图 6 不同 f_{res} 下 $G_1(s)$ 的伯德图

Fig.6 Bode diagram of $G_1(s)$ under different values of f_{res}

和 i_{pv} 分别为光伏阵列输出电压和电流; i_{dref} 和 i_{qref} 为 i_{Lref} 在 dq 坐标系下的分量。双向并网变换器采用上文所提控制策略。光伏模块输出采用最大功率点跟踪 (MPPT) 控制, 输出功率 $P_{pv}=10 \text{ kW}$ 。负载功率 P_{Load} 初始值为 6 kW 。当 $P_{pv} > P_{Load}$ 时, 并网变换器工作在逆变状态, 当 $P_{pv} < P_{Load}$ 时, 并网变换器工作在整流状态。仿真模型其他各部分参数见附录中表 A1。

在仿真 0.5 s 时改变负载功率 P_{Load} , 使其从初始的 6 kW 增至 14 kW , 见图 8(a)。由于光伏输出功率不足, 母线电压跌落, 并网变换器由逆变状态转变为整流状态。图 8(b) 为下垂控制改进前、后 U_{dc} 变化对比, 可见, 负载功率发生变化时, 下垂控制改进前后的 U_{dc} 变化效果基本一致, 达到稳态值所用时间相同。

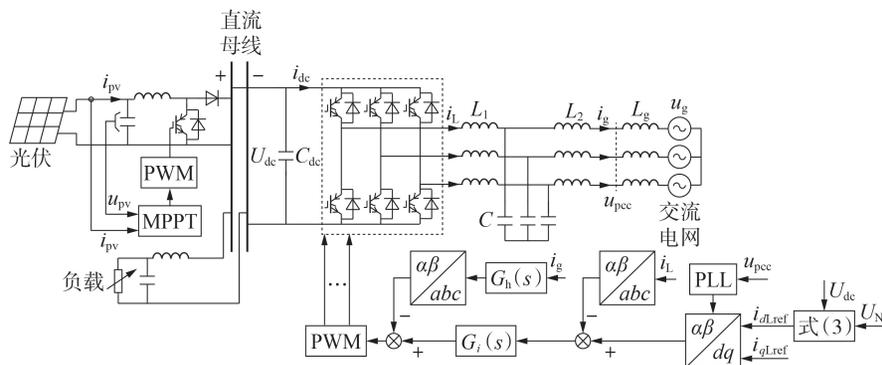


图 7 直流微电网简化结构控制框图

Fig.7 Control block diagram of simplified structure of DC microgrid

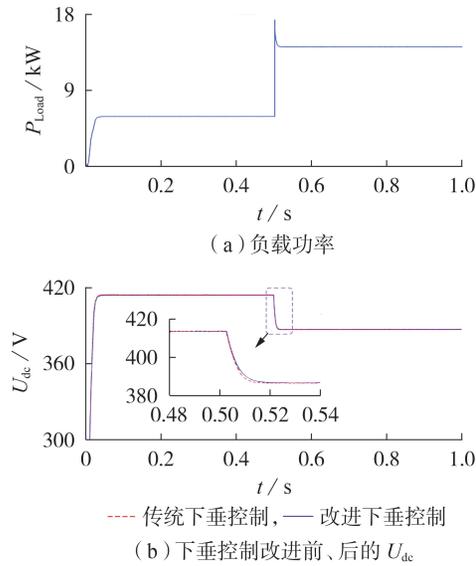


图 8 负载功率变化时 U_{dc} 波形对比
Fig.8 Comparison of U_{dc} waveforms when load power changes

为进一步验证改进下垂控制的控制效果,在直流母线电压 400 V 时加入负载脉冲扰动,令负载功率突增 5 kW 后恢复为初始值,直流母线电压波形变化见附录中图 A8(b)。可见,改进下垂控制的 U_{dc} 变化情况与改进前一致,证明了所提策略的有效性。

图 9 为单变换器侧电流反馈控制时的并网电流仿真波形以及 2 种工作模式下的 A 相电流总谐波畸变率 λ_{THD} 分析结果。从图中可看出,三相并网电流在逆变或整流状态下波形效果较差,在特定频率下其谐波幅值达到基频幅值的 3.5%,波形畸变率均在 11% 以上。图 10 为不同采样方式下的双电流反馈并网电流波形 ($L_g=0$),对比图 9 可知,在单倍采样模式下谐波抑制效果仍不明显,而在双采样模式下谐波最高幅值降至基频幅值的 0.5% 以内,波形畸变率保持在 2.5% 左右,可见延时造成的谐波抑制效果不明显问题得到显著改善,说明双采样模式能减小延

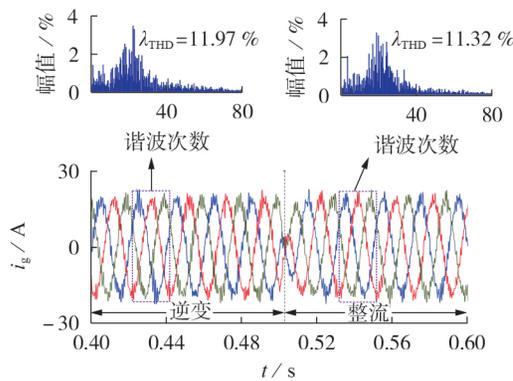


图 9 单变换器侧电流反馈控制并网电流波形
Fig.9 Grid-connected current waveforms with current feedback control at single converter side

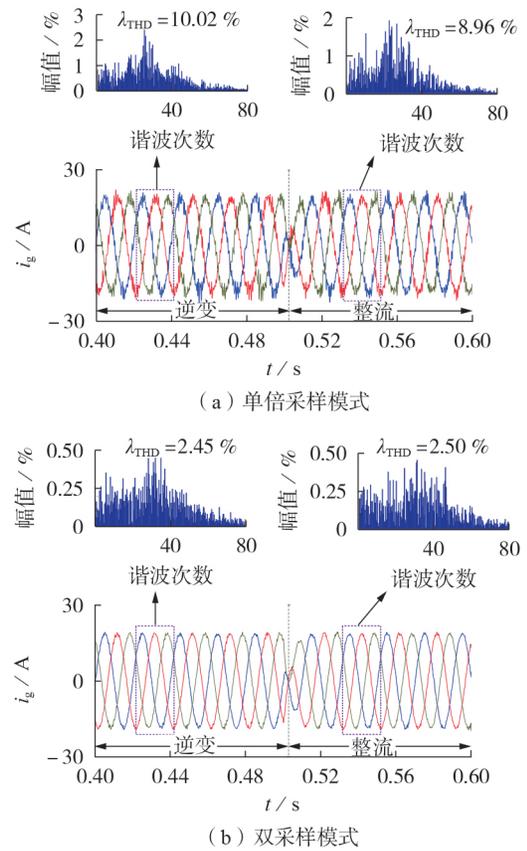


图 10 双电流反馈控制并网电流波形
Fig.10 Grid-connected current waveforms with dual current feedback control

时对谐振抑制的影响,进而证明了所提策略能够可靠减小并网电流谐波畸变率,有效抑制谐振现象。

考虑弱电网条件下电网阻抗呈感性,负荷波动会引起谐振频率点偏移。不同电网电感下采用所提控制策略的并网电流波形见附录中图 A9,可以看出电流波形均较为平滑。结合图 10 仿真波形可知,电网电感在 0~2 mH 范围内发生波动时谐振抑制效果良好,系统能够保持稳定运行。

4 实验验证

为验证所提策略的有效性,基于信号控制器 TMS320F28335 和 Plexim 公司的 RT-box 搭建附录中图 A7 所示的直流微电网架构,实验平台见附录中图 A10,实验参数与附录中表 A1 一致。

图 11 为负载功率 P_{Load} 由 6 kW 增加至 14 kW 时的 U_{dc} 实验波形。对比 2 种下垂控制策略下的直流母线电压变化情况可知,在负载功率变化时,直流母线电压均能快速达到稳态值,且控制效果基本相同,从而证明了所提改进下垂控制策略能够较好地替代传统下垂控制,简化了参数设计过程。

单变换器交流侧电流反馈控制下的并网电流实验波形如图 12(a)所示。可见,电流波形在 2 种工作状态下均存在大量谐波,波形出现明显振荡且畸变

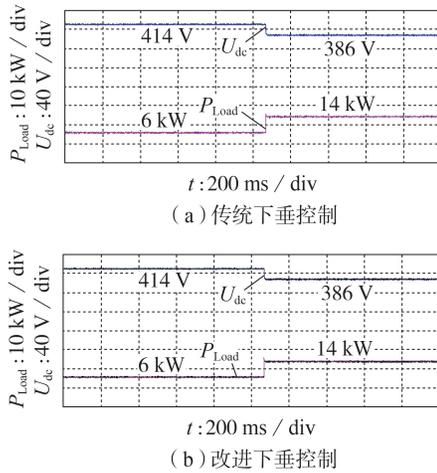


图11 负载功率变化时 U_{dc} 实验波形

Fig.11 Experimental waveforms of U_{dc} when load power changes

严重。图12(b)为双电流反馈控制下的并网电流实验波形,相较于图12(a),并网电流实验波形得到较大改善,谐波畸变减少,波形呈现平稳运行。

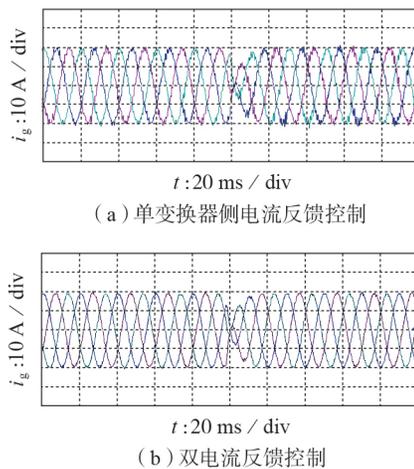


图12 并网电流实验波形

Fig.12 Experimental waveforms of grid-connected current

不同电网电感的并网电流实验波形见附录中图A11。可见,当电网电感分别为1 mH和2 mH时,并网电流波形仍保持较好状态,有源阻尼效果显著,证明了该策略在电网电感变化时具有一定的鲁棒性。

5 结论

本文基于直流微电网LCL型并网逆变器传统双闭环控制,提出一种改进下垂控制策略以简化直流母线电压控制参数设计,采用逆变器侧电流反馈控制并将其加入并网电流有源阻尼反馈来抑制谐振,理论分析了其有效阻尼特性以及延时产生的影响。仿真与实验结果表明,改进下垂控制能够快速响应直流母线电压的变化,与传统下垂控制相比,省去了

电压环,从而简化了设计;同时,引入网侧电流反馈有源阻尼方法能够降低弱电网下并网电流的谐波含量,在无需额外增加传感器的情况下有效抑制谐振,提升了直流微电网的并网特性。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] DRAGIČEVIĆ T, LU X N, VASQUEZ J C, et al. DC microgrids - part I: a review of control strategies and stabilization techniques[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7):4876-4891.
- [2] 李霞林, 郭力, 王成山, 等. 直流微电网关键技术研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(1):2-17.
LI Xialin, GUO Li, WANG Chengshan, et al. Key technologies of DC microgrids: an overview[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(1):2-17.
- [3] 张辉, 闫海明, 支娜, 等. 基于母线电压微分前馈的直流微电网并网变换器控制策略[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(15):166-171.
ZHANG Hui, YAN Haiming, ZHI Na, et al. Control strategy of grid-connected converter in DC microgrid based on differential feedforward of bus voltage[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(15):166-171.
- [4] 孟明, 陈世超, 卢玉舟, 等. 基于功率分层的直流微电网协调控制策略[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(4):30-37.
MENG Ming, CHEN Shichao, LU Yuzhou, et al. Coordinated control based on power hierarchy for DC microgrid[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(4):30-37.
- [5] 郭力, 冯泽彬, 李霞林, 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.
GUO Li, FENG Yibin, LI Xialin, et al. Stability analysis and research of active damping method for DC microgrids[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(4):927-936.
- [6] POPESCU M, BITOLEANU A, PREDA A. A new design method of an LCL filter applied in active DC-traction substations[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(4):3497-3507.
- [7] 庄超, 叶永强, 赵强松, 等. 基于分裂电容法的LCL并网逆变器控制策略分析与改进[J]. 电工技术学报, 2015, 30(16):85-93.
ZHUANG Chao, YE Yongqiang, ZHAO Qiangsong, et al. Analysis and improvement of the control strategy of LCL grid-connected inverter based on split-capacitor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(16):85-93.
- [8] 孙建军, 王毅, 杨泽洲, 等. 考虑电压前馈影响的LCL并网逆变器改进WACC加权系数计算方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(17):5158-5166, 5313.
SUN Jianjun, WANG Yi, YANG Zezhou, et al. Improved WACC weighted coefficient method for LCL grid-connected inverter considering the influence of voltage feedforward[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(17):5158-5166, 5313.
- [9] YAO W L, YANG Y H, ZHANG X B, et al. Design and analysis of robust active damping for LCL filters using digital notch filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3):2360-2375.
- [10] PEÑA-ALZOLA R, LISERRE M, BLAABJERG F, et al. Systematic design of the lead-lag network method for active damping in LCL-filter based three phase converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2014, 10(1):43-52.
- [11] 许泽铭, 季林, 葛小伟, 等. 计及逆变器侧电流反馈影响的LCL滤波器参数优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(17):4656-4664.

- XU Jinming,JI Lin,GE Xiaowei,et al. LCL-filter optimization design with consideration of inverter-side current feedback control impacts[J]. Proceedings of the CSEE,2016,36(17):4656-4664.
- [12] 华铤,林桦,肖建杰,等. 一种扩展LCL型并网逆变器有效阻尼区的超前补偿方法[J]. 电力自动化设备,2020,40(9):197-203.
HUA Ting,LIN Hua,XIAO Jianjie,et al. Lead compensation method for extending valid damping region of LCL-type grid-connected inverter[J]. Electric Power Automation Equipment,2020,40(9):197-203.
- [13] 郑征,黄旭,杨明,等. 弱电网下逆变侧电流反馈的并网逆变器稳定性分析及优化[J]. 电力系统保护与控制,2019,47(19):31-37.
ZHENG Zheng,HUANG Xu,YANG Ming,et al. Stability analysis and improvement for LCL filter grid-connected inverter using inverter-side current feedback[J]. Power System Protection and Control,2019,47(19):31-37.
- [14] 陈新,韦微,胡雪峰,等. 三相并网逆变器LCL滤波器的研究及新型有源阻尼控制[J]. 电工技术学报,2014,29(6):71-79.
CHEN Xin,WEI Zheng,HU Xuefeng,et al. Research on LCL filter in three-phase grid-connected inverter and novel active damping control strategy[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2014,29(6):71-79.
- [15] 耿乙文,齐亚文,董文明,等. 一种改进型并网电流反馈有源阻尼方法[J]. 中国电机工程学报,2018,38(18):5557-5567.
GENG Yiwen,QI Yawen,DONG Wenming,et al. An active damping method with improved grid current feedback[J]. Proceedings of the CSEE,2018,38(18):5557-5567.
- [16] ZHOU X P,ZHOU L M,CHEN Y D,et al. Robust grid-current-feedback resonance suppression method for LCL-type grid-connected inverter connected to weak grid[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,2018,6(4):2126-2137.
- [17] 王祺,秦文萍,张宇,等. 基于附加单位延时反馈的LCL型并网变换器鲁棒电流控制策略[J]. 电力自动化设备,2020,40(9):203-215.
WANG Qi,QIN Wenping,ZHANG Yu,et al. Robust current control strategy for LCL-type grid-connected converter based on additional unit time-delay feedback[J]. Electric Power Automation Equipment,2020,40(9):203-215.
- [18] BUSADA C A,GOMEZ J S,SOLSONA J A. Full-state feedback equivalent controller for active damping in LCL-filtered grid-connected inverters using a reduced number of sensors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2015,62(10):5993-6002.
- [19] 王要强,吴凤江,孙力,等. 带LCL输出滤波器的并网逆变器控制策略研究[J]. 中国电机工程学报,2011,31(12):34-39.
WANG Yaoqiang,WU Fengjiang,SUN Li,et al. Control strategy for grid-connected inverter with an LCL output filter[J]. Proceedings of the CSEE,2011,31(12):34-39.
- [20] XU J M,XIE S J,TANG T. Active damping-based control for grid-connected LCL-filtered inverter with injected grid current feedback only[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2014,61(9):4746-4758.
- [21] 王孝武,方敏,葛锁良. 自动控制理论[M]. 北京:机械工业出版社,2009:200-201.

作者简介:



支娜

支娜(1976—),女,陕西西安人,副教授,博士,主要研究方向为新能源发电及微电网控制(E-mail:zhina@xaut.edu.cn);

赵佳宝(1995—),男,河南洛阳人,硕士研究生,主要研究方向为直流微电网并网变换器控制(E-mail:jiabao_xaut@outlook.com);

明旭(1998—),女,陕西咸阳人,硕士研究生,主要研究方向为直流微电网协调控制(E-mail:mingxu_xaut@outlook.com)。

(编辑 王锦秀)

Dual current feedback control strategy for DC microgrid grid-connected converter

ZHI Na,ZHAO Jiabao,MING Xu

(School of Automation and Information Engineering,Xi'an University of Technology,Xi'an 710048,China)

Abstract: Aiming at the problem of stability margin reduction of LCL type grid-connected converter caused by variation of resonant frequency in weak power grid,a dual current feedback control strategy for DC microgrid grid-connected converter is proposed. According to the power conservation at both AC and DC sides of the converter and the traditional droop control equation,the quadratic function relationship between DC bus voltage and converter side current is established to simplify the control mode of DC bus voltage and reduce the parameter design of controller. The active damping of grid-connected current feedback is added into the inner loop of current feedback control at converter side,and its damping equivalent characteristics are analyzed to improve the resonance suppression effect in weak power grid. The simulative and experimental results show that the proposed control strategy can realize stability control of bus voltage at DC side and the harmonic optimization of grid-connected current at AC side.

Key words: DC microgrid;bidirectional grid-connected converter;DC bus voltage;droop control;active damping

附录:

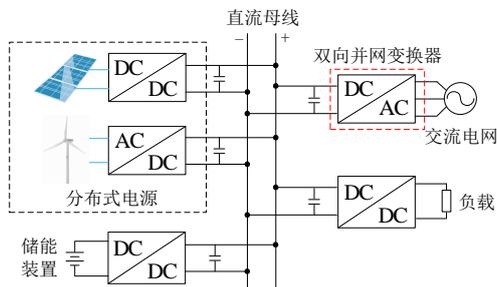


图 A1 直流微电网拓扑结构图

Fig.A1 Topological structure of DC microgrid

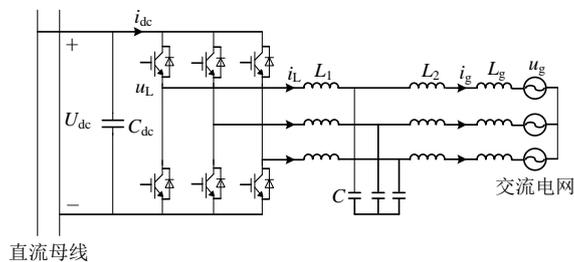


图 A2 LCL 型并网变换器结构图

Fig.A2 Structure of LCL-type grid-connected converter

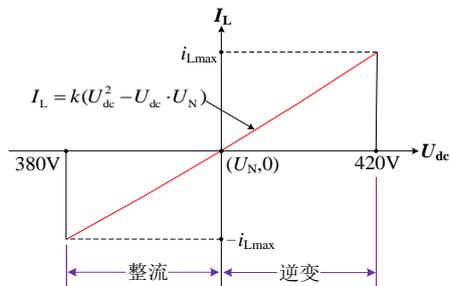


图 A3 I_L 与 U_{dc} 的关系曲线

Fig.A3 Relationship curve between I_L and U_{dc}

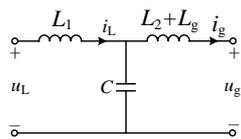


图 A4 LCL 滤波器等效电路

Fig.A4 Equivalent circuit of LCL converter

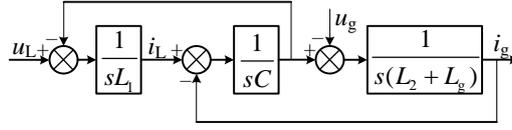


图 A5 s 域等效控制框图

Fig.A5 Equivalent control block diagram in s-domain

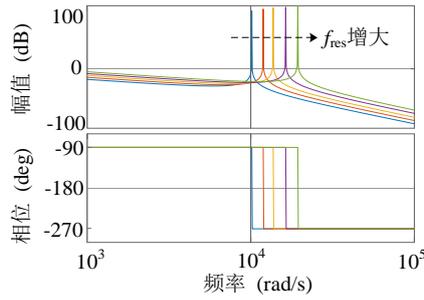


图 A6 不同 f_{res} 下 $G_g(s)$ 的伯德图

Fig.A6 Bode diagram of $G_g(s)$ under different values of f_{res}

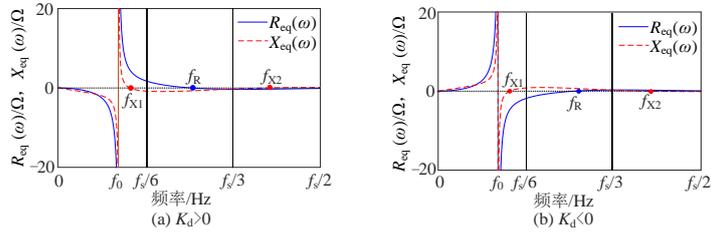


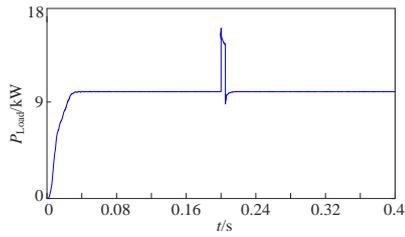
图 A7 考虑控制延时的 $R_{eq}(\omega)$ 与 $X_{eq}(\omega)$ 频率特性曲线

Fig.A7 Frequency characteristic curves of $R_{eq}(\omega)$ and $X_{eq}(\omega)$ considering control delay

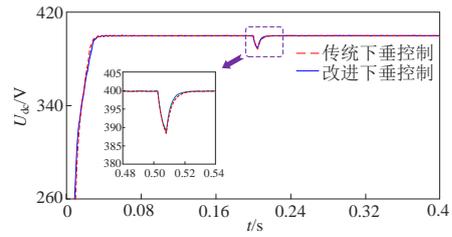
表 A1 仿真模型控制参数

Table A1 Control parameters of simulation model

参数	数值	参数	数值
交流电网电压 u_g/V	110	滤波电感 L_2/mH	1.6
变换器额定功率/kW	5	滤波电容 $C/\mu F$	10
直流母线电容 $C_{dc}/\mu F$	3200	谐振增益 K_r	12
直流母线电压 U_{dc}/V	380~420	比例系数 K_p	6
下垂系数 k_{dc}	1.6	有源阻尼系数 K_d	2.4
截止角频率 $\omega_d/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$	16 000	开关频率 f_{sw}/kHz	15
直流母线电压额定值 U_N/V	400	基波角频率 ω_0	314
滤波电感 L_1/mH	3.3		



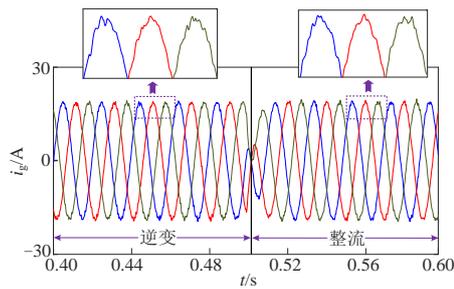
(a) 负载功率



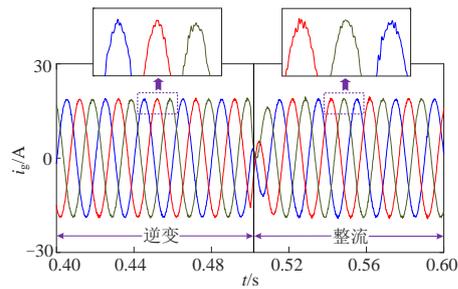
(b) 下垂控制改进前后的 U_{dc}

图 A8 脉冲扰动下 U_{dc} 波形对比

Fig.A8 Comparison of U_{dc} waveforms under pulse perturbation



(a) $L_g=1$ mH



(b) $L_g=2$ mH

图 A9 电网电感变化时并网电流

Fig.A9 Grid-connected current when different grid inductance

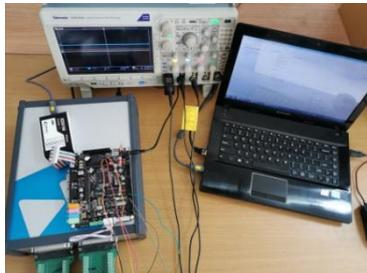
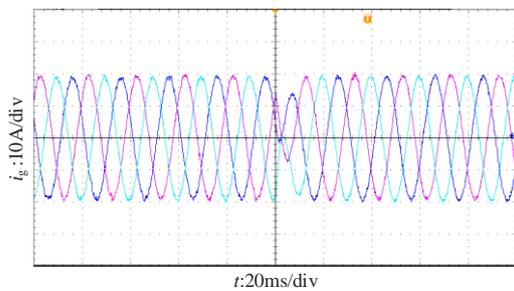
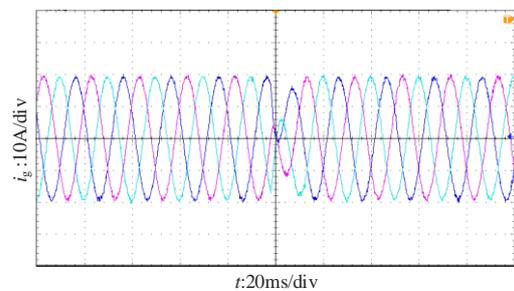


图 A10 系统实验平台

Fig.A10 Experimental platform of system



(a) $L_g=1$ mH



(b) $L_g=2$ mH

图 A11 电网电感变化时并网电流实验波形

Fig.A11 Experimental waveforms of grid-connected current when different grid inductance