

微电网双向变流器的复合控制策略^①

潘国兵^{②*} 汤文轩* 张 任* 王坚锋* 郑智超* 路易吉·格尼拉** 陈 旭*

(* 浙江工业大学分布式能源与微网研究所 杭州 310014)

(** 博洛尼亚大学农业经济与工程研究院 切塞纳 47521, 意大利)

摘 要 研究了采用双向变流技术的微电网的稳定控制和电能质量改善方法。考虑到大电网中的动态电压恢复器(DVR)、静止无功发生器(SVG)、有源电力滤波器(APF)等由于动态响应、功率等级和经济性的原因并不适用于微电网,提出了一种基于非线性控制理论的复合控制方法。该方法对电流内环通过状态反馈使非线性系统精确线性化,并完全解耦有功和无功电流,从而提高了内环电流的跟踪精度及动态响应速度,提升了电压外环的快速响应能力。对电压外环采用滑模控制,解决了系统时变参数的问题,提高了外环电压的鲁棒性。实验表明,该复合控制方法具有网侧电流动态响应速度快、跟踪精度高、谐波电流小,直流侧电压动态响应快速的特点。

关键词 微电网, 电能质量, 双向变流器, 复合控制, 反馈线性

0 引 言

微电网(micro-grid)因具有环境友好、控制灵活等优点已成为新能源利用的最好组织形式^[1]。然而,电力电子接口降低了微电网惯性,同时叠加光伏、风力等可再生新能源的随机性与间歇性,降低了负荷跟踪能力、抗扰动冲击能力以及可控性。基于双向变流技术的电能质量治理装置对微电网的稳定控制和电能质量的改善具有重要的意义,当微电网中风电、光伏等分布式电源(distributed generator, DG)输出功率波动或者负荷波动时,变流器快速响应,输出或者吸收电能以达到系统平衡与稳定^[2]。本文在分析了微电网电能质量治理需求特点的基础上,提出了一种基于非线性控制理论的复合控制方法。该方法对电流内环采用反馈线性化控制,通过非线性状态和反馈变换,能够实现变流器非线性系统的输入/输出精确线性化,并完全解耦有功和无功

电流,提高了内环电流的跟踪精度及动态响应速度,同时加速了外环电压的响应。电压外环采用滑模控制,解决了系统时变参数的问题,提高了外环电压的鲁棒性。仿真和工程实验表明,该复合控制方法在实现能量双向流动和单位功率因数运行的同时,网侧电流动态响应速度快、跟踪精度高、谐波电流小,并且其直流侧电压具有快速的动态响应和更好的鲁棒性,能较好地应用于微电网的电能质量治理需求。

1 相关工作

图 1 为本研究的微电网实验系统,它具有典型的拓扑架构。该系统运行过程中,电机的启动、停止、堵转等动作会严重影响馈线上的电能质量,尤其是电压的跌落和上冲,严重时会导致风机和光伏 DG 防孤岛保护而解列,如若就近做电能质量治理,将避免冲击传播恶化微电网系统的电能质量。

① 863 计划(2013AA050405),国家国际科技合作专项(2014DFA70980)和浙江省自然科学基金(LY15E070004)资助项目。
② 男,1978 年生,博士,副教授;研究方向:分布式新能源,电力系统自动化,电能质量检测与治理;联系人,E-mail: guobpan@gmail.com (收稿日期:2017-05-17)

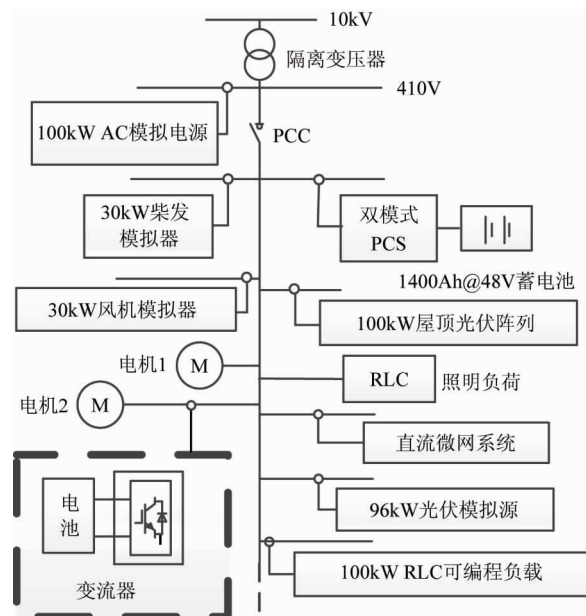


图1 微电网拓扑结构图

微电网容量和 DG 惯性小,交流馈线抗干扰能力较差,对新型变流器在交流侧谐波电流、快速响应能力、功率因数等方面提出了更高的要求。现有的双向变流器拓扑如动态电压恢复器(dynamic voltage regulator, DVR)、静止无功发生器(static var generator, SVG)、有源电力滤波器(active power filter, APF)等都是针对大电网应用环境而设计,为了使电流内环更好地跟踪电压外环保证稳态性能,在设计 PI 参数时,令内环的速度远快于外环的速度,一般外环比例系数取值比较小,动态响应较差^[3],不适用于微电网中,而且微电网功率等级比大电网低,传统的变流器电能质量治理装置应用于微电网经济性较差。针对该问题,文献[4]提出了无锁相环控制的变流器来提高控制精度,但需要通过频率反馈来实时调节。文献[5]采用双主动桥(dual active bridge, DAB)直流变换器配合 DC/AC 实现高功率密度和高电压传输比,但结构较复杂。文献[6-9]采用直接功率控制方法,通过功率滞环实现了有功与无功的解耦控制,但存在开关频率不固定,电流谐波大,滤波器设计困难的问题。文献[10]采用基于 Lyapunov 稳定性理论的控制方法,解决了系统大范围的稳定问题,但是找到合适的 Lyapunov 能量函数比较困难。文献[11]采用自抗扰控制方法,虽具有较好的鲁棒性,但是其模型复杂、调节参数过多,不

利于工程实现。相比而言,本研究提出的方法更具先进性。

2 双向变流器系统设计与控制方法

2.1 变流器数学模型

双向变流器采用三相电压型半桥整流结构,主电路拓扑结构如图 2 所示。图中, e_a, e_b, e_c 为网侧相电压, u_a, u_b, u_c 为交流侧电压, i_a, i_b, i_c 为网侧相电流, R 为网侧等效电阻, L 为网侧电感, C 为直流侧电容, u_{dc} 为直流侧电压, R_L 为直流侧等效电阻, i_L 为直流侧等效负载电流。

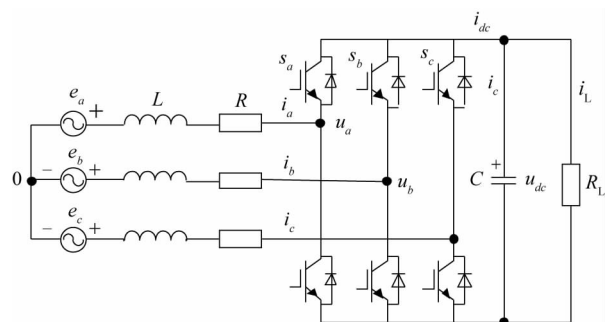


图2 微电网变流器主电路拓扑结构

根据图 2 的拓扑结构,建立与电网基波频率同步旋转的 (d, q) 坐标数学模型,如下式所示:

$$\begin{cases} C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2}(S_d i_d + S_q i_q) - i_L \\ L \frac{di_d}{dt} - \omega L i_q + R i_d = e_d - u_{dc} S_d \\ L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d + R i_q = e_q - u_{dc} S_q \end{cases} \quad (1)$$

式中, S_d, S_q 为单极性二值逻辑开关函数, e_d, e_q 为网侧相电压的 d, q 轴分量, i_d, i_q 为网侧相电流的 d, q 轴分量,即有功电流与无功电流, ω 为网侧电压角频率。采用等量变换把变流器网侧的基波正弦变量转化为同步旋转坐标系中的直流变量^[12]。

从上式可以看出,变流器的数学模型方程式中 i_d 和 i_q 互相耦合,且具有典型的非线性特性即双变量乘积 $S_d i_d$ 和 $S_q i_q$ 。此外,功率开关的高频切换使得 S_d 与 S_q 带有时变性,这给控制系统的设计带来了极大的麻烦,常规的控制方法难以达到理想的控

制效果。

2.2 系统控制结构分析

变流器采用电压外环和电流内环的双闭环控制,整体控制结构如图3所示。

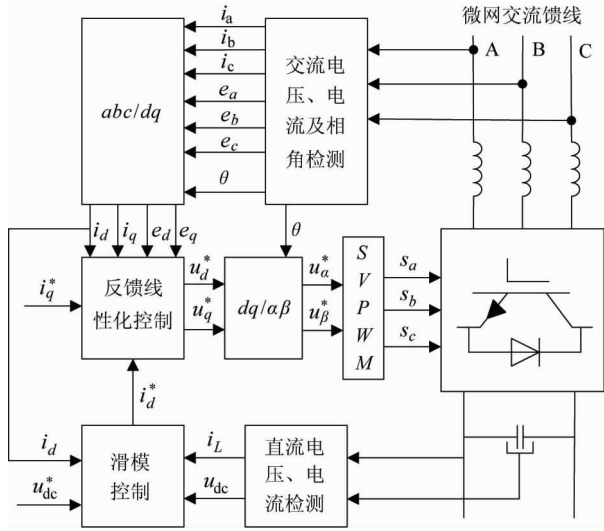


图3 微电网变流器控制结构

电压外环主要是控制并稳定直流侧电压。在微电网双向变流器中,由于通过控制有功电流 i_d 可以控制直流侧电压 u_{dc} ,因此电压外环通过控制有功电流指令 i_d^* 就可以实现对直流侧电压 u_{dc} 的控制。

电流内环主要控制网侧电流,使其谐波含量低、功率因数高。电流内环根据电压外环输出的有功电流指令 i_d^* 控制系统的有功功率。 i_d^* 的值决定了有功功率的大小,符号决定了有功功率的流向。 i_d^* 为正时,微电网双向变流器运行于整流状态,其从微电网交流馈线上获取电能,单位功率因数时网侧相电压与相电流相位相同,系统呈正电阻特性; i_d^* 为负时,微电网双向变流器运行于有源逆变状态,其向微电网交流馈线传输电能,单位功率因数时网侧相电压与相电流相位相反,系统呈反电阻特性。根据无功电流指令 i_q^* 控制无功功率,以获得给定的功率因数,设置 $i_q^* = 0$,可以实现变流器单位功率因数运行。电流内环经反馈线性化控制器后输出指令电压 u_d^* 与 u_q^* ,经 $dq/\alpha\beta$ 逆变换得到空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)所需的参考电压 u_α^* 与 u_β^* ,最终得到相应的开关管驱动

信号 S_a, S_b, S_c ,实现对微电网双向变流器的控制。

2.3 电流内环反馈线性化控制

反馈线性化控制的基本思路是根据系统当前的状态变量、输入和输出向量,通过非线性状态和反馈变换,实现非线性系统状态或输入/输出的精确线性化,从而将复杂的非线性系统综合问题转化为线性系统的综合问题,然后利用线性控制方法来构造控制器,具有动态响应快的优点^[13,14]。

变流器电流内环控制的动态性直接影响到电压外环的控制性,根据多闭环控制系统的设计原则,先设计电流内环。根据式(1)数学模型可知,变流器电流内环系统具有仿射非线性系统的形式,符合输入/输出反馈精确线性化条件,存在能够使电流内环强耦合系统解耦的矩阵,因此,变流器电流内环可以采用反馈线性化控制。

选择 $x_1 = i_d$, $x_2 = i_q$, $x_3 = u_{dc}$ 作为系统的状态变量, $u_1 = u_d$, $u_2 = u_q$ 作为系统的两个输入变量, $y_1 = i_d$, $y_2 = i_q$ 作为系统的两个输出变量,按照反馈线性化的基本方法对系统的输出变量 y 求导,得

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = A(x) + E(x) \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\text{式中, } A(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}x_1 + \omega x_2 + \frac{e_d}{L} \\ -\frac{R}{L}x_2 - \omega x_1 + \frac{e_q}{L} \end{bmatrix}, \quad E(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix}$$

从式(2)得到输出变量 y 与输入变量 u 之间的关系,因此得出系统的反馈控制规律为

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = E^{-1}(x) \left(-A(x) + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right) \quad (3)$$

即

$$\begin{cases} u_{dc} S_d = u_d = -Ri_d + \omega Li_q + e_d - v_1 L \\ u_{dc} S_q = u_q = -Ri_q - \omega Li_d + e_q - v_2 L \end{cases} \quad (4)$$

通过以上反馈控制律,得出输出变量对新的输入变量的一阶线性化关系为

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = v_1 \\ \dot{y}_2 = v_2 \end{cases} \quad (5)$$

即

$$\begin{cases} \dot{i}_d = v_1 \\ \dot{i}_q = v_2 \end{cases} \quad (6)$$

可以看出,通过输入输出反馈线性化,系统输入与输出之间呈现了一阶线性关系,有功电流 i_d 与无功电流 i_q 得到了完全解耦, S_d 和 S_q 实现了独立控制 i_d 和 i_q 。为提高内环电流跟踪精度,根据有界跟踪原理^[15],新的控制输入 v_1 、 v_2 为

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{y}_1^* - k_{11}\Delta y_1 \\ \dot{y}_2^* - k_{21}\Delta y_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中, $\Delta y_1 = y_1 - y_1^*$, $\Delta y_2 = y_2 - y_2^*$ 为系统参考输出值与实际输出值误差。

在实际应用中,为了提高系统的鲁棒性,消除参数变化引起的误差,在控制输入中增添积分项,提高系统开环传递函数的低频增益,则新的控制输入为

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{y}_1^* - k_{11}\Delta y_1 - k_{12}\int\Delta y_1 dt \\ \dot{y}_2^* - k_{21}\Delta y_2 - k_{22}\int\Delta y_2 dt \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中,输出误差由下式控制:

$$\begin{cases} \Delta\ddot{y}_1 + k_{11}\Delta\dot{y}_1 + k_{12}\Delta y_1 = 0 \\ \Delta\ddot{y}_2 + k_{21}\Delta\dot{y}_2 + k_{22}\Delta y_2 = 0 \end{cases} \quad (9)$$

确定该误差方程的极点在复平面左半平面,通过选择合适的 k_{11} 、 k_{12} 、 k_{21} 、 k_{22} 值对系统极点进行适当配置,可以使内环电流跟踪误差快速收敛至零。根据系统控制目标,变流器以单位功率因数运行时, $i_q^* = 0$, i_d^* 为常数,因此式(8)可化简为

$$\begin{cases} v_1 = k_{11}(i_d^* - i_d) + k_{12}\int(i_d^* - i_d) dt \\ v_2 = -k_{21}i_q - k_{22}\int i_q dt \end{cases} \quad (10)$$

变流器空间矢量脉宽调制(SVPWM)所需的合成参考矢量由 $u_d^* = u_d = u_{dc}S_d$ 和 $u_q^* = u_q = u_{dc}S_q$ 确定,则变流器以单位功率因数运行时,内环电流控制器模型如图4所示。可以看出,电流内环非线性系统经过反馈线性化后转换成了线性系统,使得 S_d 和 S_q 能够独立控制 i_d 和 i_q ,实现了系统完全解耦,简化了控制反馈线性化控制器的设计,提高了内环电流的跟踪精度和响应速度,同时提升了电压外环的快速响应能力。

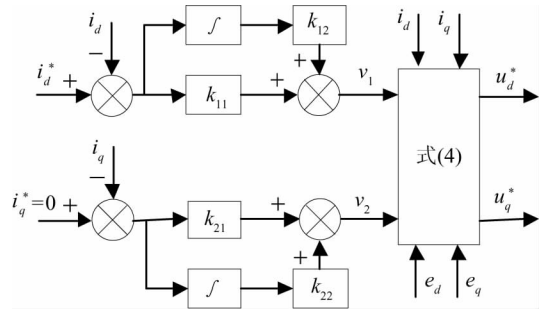


图4 单位功率因数内环电流控制器模型

2.4 电压外环滑模控制

滑模控制迫使系统的状态运动点按一定的趋近率向预先设计的切换超平面移动并在有限时间内达到运动平衡点,进入“滑动模态”,此时系统不会因为参数变化或其他扰动而逃逸这个状态,因而具有抗干扰性强、鲁棒性好等优点^[16]。变流器的功率开关切换动作与滑模控制系统的状态运动点沿切换超平面高频切换动作具有对应关系,而变流器直流电压由单极性二值逻辑开关函数 S_d 控制,因此滑模控制对于电压外环直流电压控制具有天然的适用性。根据式(1)数学模型,选择 u_{dc} 和 i_q 作为系统的输出量,则系统可控标准型状态空间表达式为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ u_{dc} \\ \dot{u}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{e_q}{L} - \frac{R}{L}i_q - \omega i_d - \frac{S_q u_{dc}}{L} \\ \frac{3}{2C}(S_d i_d + S_q i_q) - \frac{i_L}{C} \\ \frac{3(S_d e_d + S_q e_q) - 3R(S_d i_d + S_q i_q) - 3u_{dc}(S_d^2 + S_q^2)}{2LC} \\ -\frac{1}{C} \cdot \frac{di_L}{dt} + \frac{3\omega(S_d i_q - S_q i_d)}{2C} \end{bmatrix} \quad (11)$$

定义误差变量 $\Delta i_q = i_q - i_q^*$, $\Delta u_{dc} = u_{dc} - u_{dc}^*$, $\Delta \dot{u}_{dc} = \dot{u}_{dc} - \dot{u}_{dc}^*$, 可见 Δi_q 的相对阶为1, Δu_{dc} 的相对阶为2。根据滑模控制理论^[17],选择系统滑模面 $S_1(\Delta i_q, t)$, $S_2(\Delta u_{dc}, \Delta \dot{u}_{dc}, t)$:

$$\begin{cases} S_1(\Delta i_q, t) = k_1 \Delta i_q = k_1(i_q - i_q^*) \\ S_2(\Delta u_{dc}, \Delta \dot{u}_{dc}, t) = k_2 \Delta u_{dc} + k_3 \Delta \dot{u}_{dc} \\ = k_2(\Delta u_{dc} + \beta \Delta \dot{u}_{dc}) \end{cases} \quad (12)$$

式中, $k_1, \beta = k_3/k_2$ 为滑模系数, 选取适当的滑模系数, 可以使系统获得优越的性能。 β 是与直流电压 u_{dc} 一阶响应有关的时间常数, β 越小, 系统动态响应越快, 但 β 不能取值太小, 否则系统会产生“抖动现象”。综合式(11)与式(12), 可得

$$S_2(\Delta u_{dc}, \Delta \dot{u}_{dc}, t) = -k_2 \frac{3\beta S_d}{2C} \left(\frac{2C}{3\beta S_d} \left[(u_{dc}^* - u_{dc}) + \beta \frac{du_{dc}^*}{dt} + \beta \frac{i_L}{C} - \frac{3\beta S_q i_q}{2C} \right] - i_d \right) \quad (13)$$

在三相平衡系统里, 系统在理想滑模面以单位功率因数稳态运行时, $i_d = i_d^*$ 为常值, $e_d = e_{rms}$ (e_{rms} 为网侧相电压有效值), $i_q = i_q^* = 0, e_q = 0$, 则根据式(1)可解得:

$$\begin{cases} S_d = \frac{e_d - Ri_d}{u_{dc}} \\ S_q = \frac{-\omega Li_d}{u_{dc}} \end{cases} \quad (14)$$

于是得到:

$$S_2(\Delta u_{dc}, \Delta \dot{u}_{dc}, t) = -k_2 \frac{3\beta S_d}{2C} \left(\frac{2Cu_{dc}}{3\beta(e_d - Ri_d)} \left[(u_{dc}^* - u_{dc}) + \beta \frac{du_{dc}^*}{dt} + \beta \frac{i_L}{C} \right] - i_d \right) \quad (15)$$

又因为稳态时, u_{dc}^* 为常值, $u_{dc}^* - u_{dc}$ 与 i_d^* 成正比, i_L 也与 i_d^* 成正比, 为了使 i_d, i_q 无静差跟踪 i_d^*, i_q^* , 因此滑模面可进一步表述为

$$\begin{cases} S_1(\Delta i_q, t) = (i_q - i_q^*) = 0 \\ S_2(\Delta u_{dc}, \Delta \dot{u}_{dc}, t) = (i_d - i_d^*) = 0 \end{cases} \quad (16)$$

结合式(15)、式(16)可得到电流指令 i_d^* 为

$$i_d^* = \frac{2Cu_{dc}}{3\beta(\sqrt{3}e_{rms} - Ri_d)} \left[(u_{dc}^* - u_{dc}) + \beta \frac{i_L}{C} \right] \quad (17)$$

根据式(17), 变流器以单位功率因数运行时, 外环电压控制器模型如图5所示, 可以看出, 输出量 i_d^* 表达式中不再含有开关时变参数 S_d 和 S_q , 输入 u_{dc}^* 为常值, i_L, u_{dc} 和 i_d 的值均基于传感器检测, 因此, 这极大地简化了控制器的设计和数字实现, 提高了电压外环的抗干扰性和鲁棒性。

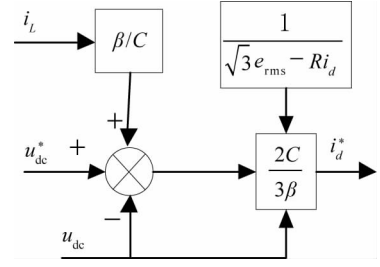


图5 单位功率因数外环电压控制器模型

根据滑模条件, 存在“滑动模态”且能在有限时间内达到时, 需满足^[10]:

$$\lim_{S \rightarrow 0} S\dot{S} < 0 \quad (18)$$

滑模面 $S_1(e_1, t)$ 中: 当 $i_q < i_q^*$ 时, $S_1 = (i_q - i_q^*) < 0$; 此时 i_q 跟踪 i_q^* , 使 $i_q - i_q^*$ 趋近于 0, 故 i_q 增大, $di_q/dt > 0$, 即 $\dot{S}_1 > 0$, 所以 $S_1 \dot{S}_1 < 0$, 满足式(18)滑模条件。当 $i_q > i_q^*$ 时, $S_1 = (i_q - i_q^*) > 0$; $i_q - i_q^*$ 趋近于 0, 故 i_q 减小, $di_q/dt < 0$, 即 $\dot{S}_1 < 0$, 所以 $S_1 \dot{S}_1 < 0$, 满足式(18)滑模条件。

同上分析, 滑模面 $S_2(e_2, e_3, t)$ 亦满足滑模条件。

3 仿真与实验分析

3.1 变流器复合控制模型及仿真分析

本实验室微电网系统拓扑结构如图1所示, 结合光伏、风电和负荷的容量和功率平衡的要求考虑, 设计的变流器功率为 6kW。基于上述控制策略, 在 Matlab R2015b 环境下搭建了变流器仿真模型, 设计参数如表1所示。采用电阻负载比电池负载波动更明显, 而对控制策略没有影响, 因此本实验采用电阻负载替代电池负载, 采用空间矢量脉宽调制, 控制策略采用电流内环反馈线性化控制、电压外环滑模控制的复合控制。理论上电流内环反馈线性化系数取值越大控制效果越好^[18], 大量仿真研究后, 综合其性能与运算复杂度, 具体取值为 $K_{11} = 1280, K_{12} = 917555, K_{21} = 1280, K_{22} = 917555$ 。电压外环滑模系数取值 $\beta = 0.0035$ 。为验证采用复合控制策略的性能, 进行了以下几方面的仿真。由于逆变和整流的控制策略都相同, 考虑篇幅与实验便捷性, 本文仿真与工程实验都采用整流来验证控制策略有效性。

表 1 系统仿真参数

参数	参数值
三相相电压 e (V)	110
频率 f (Hz)	50
额定功率 P (kW)	6
交流侧电感 L (mH)	1
直流侧电容 C (μ F)	4000
直流侧电压 u_{dc} (V)	300
直流侧负载电阻 R_L (Ω)	15
开关频率 f_s (kHz)	10

(1) 额定功率启动过程

变流器以额定功率 6kW 启动至稳态时,电压电流响应波形如图 6 所示,前半段为 IGBT 续流二极管构成的三相桥式不控整流状态,直流电压启动时无超调,从启动至稳态的直流侧电压调节时间约为两个工频正弦波周期,A 相电流则在一个工频周期达到稳态值,说明采用电流内环反馈线性化控制能使内环电流具有较快的响应速度。

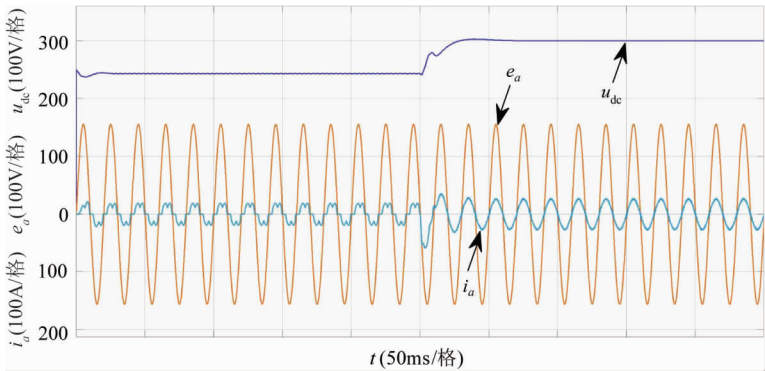
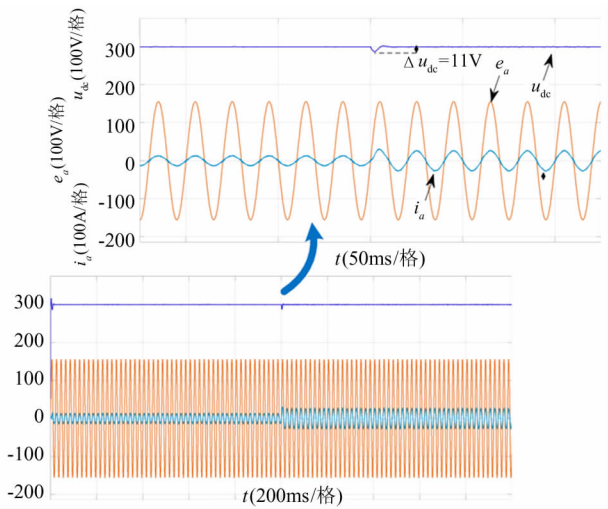


图 6 复合控制下变流器启动仿真波形

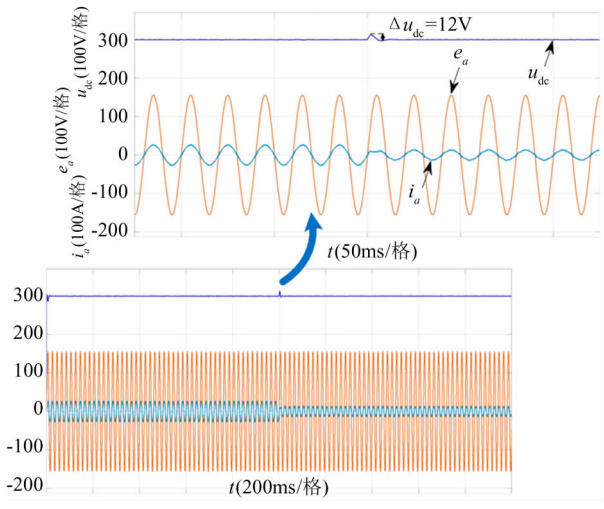
(2) 负载跃变

直流负载满载时电阻值为 15 Ω ,半载电阻值为 30 Ω 。图 7 所示的是直流侧负载半载和满载间跃变的电压电流波形。图 7(a)为变流器从半载启动并

切换到满载的负载波形,图 7(b)为从满载启动切换到半载的波形。可以看出,不论是突加负载还是突减负载,直流侧电压波动均在 10V 左右,交流相电流在一个周期内实现平稳过渡。



(a) 半载到满载仿真波形

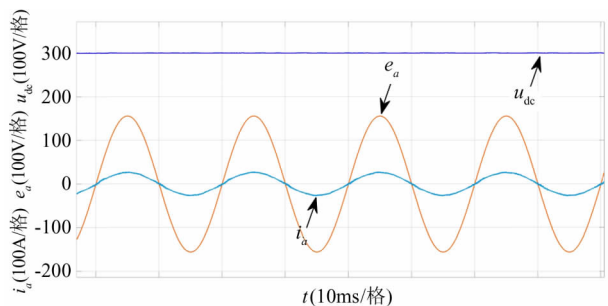


(b) 满载到半载仿真波形

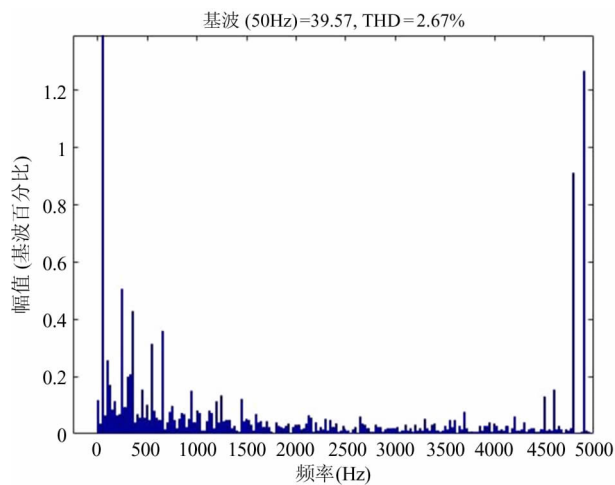
图 7 变流器半载满载切换仿真波形

(3) 稳态运行

图 8 所示的是变流器稳态运行时的仿真波形及 A 相电流的总谐波失真 (total harmonic distortion, THD), 可以看出功率因数接近于 1, 而且采用复合控制下, 直流侧电压波形比较平稳, 交流电压电流相位严格相同, 并且电流 THD 为 2.67%。



(a) 稳态运行波形



(b) 交流侧电流 THD

图 8 变流器稳态运行波形及交流侧电流 THD

3.2 变流器复合控制实验验证

为验证仿真结果的正确性, 搭建了双向变流器实验平台如图 9 所示。采用加州仪器的交流电源 (RS90-3Pi) 作为模拟电网, 通过隔离变压器连接变流器交流侧, 直流侧为负载柜。电压信号使用泰克 P5200A 差分探头测量, 电流信号使用泰克 TCPA300 放大器配合 TCP303 电流探头测量, 由安捷伦 DSO-X 3034A 示波器显示, 由福禄克 435 电能质量分析仪测量电流波形的 THD。实验平台采用 TI 的 TMS320F28335 作为处理芯片, 设计功率为满载 6kW, 实验平台硬件参数均与仿真一致。

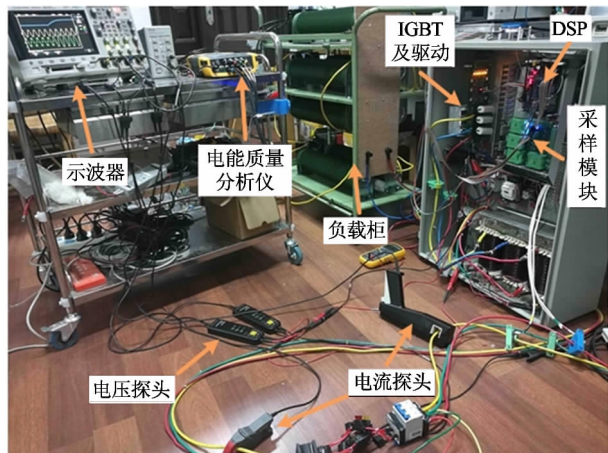


图 9 双向变流器实验平台

图 10 所示为采用复合控制下变流器从不控整流启动实验波形, 直接从示波器导出, 由于示波器原图对比度问题将其作反色处理。从波形可以看出, 在两个工频周期直流侧电压到达稳态值 300V, 且没有过冲, 此时交流测相电压有效值为 110V, 相电流有效值为 18A, 且调节时间在一个周期左右。达到了预期设计的网侧电流动态响应速度快、跟踪精度高。

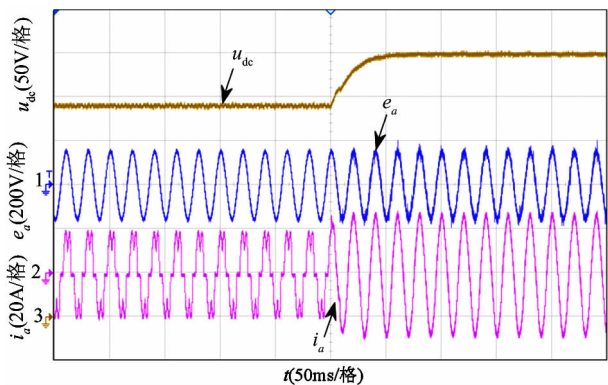
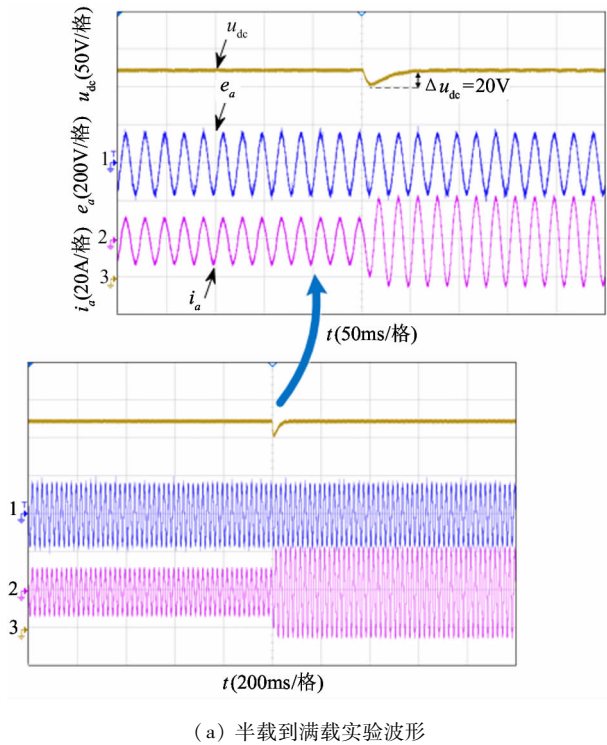
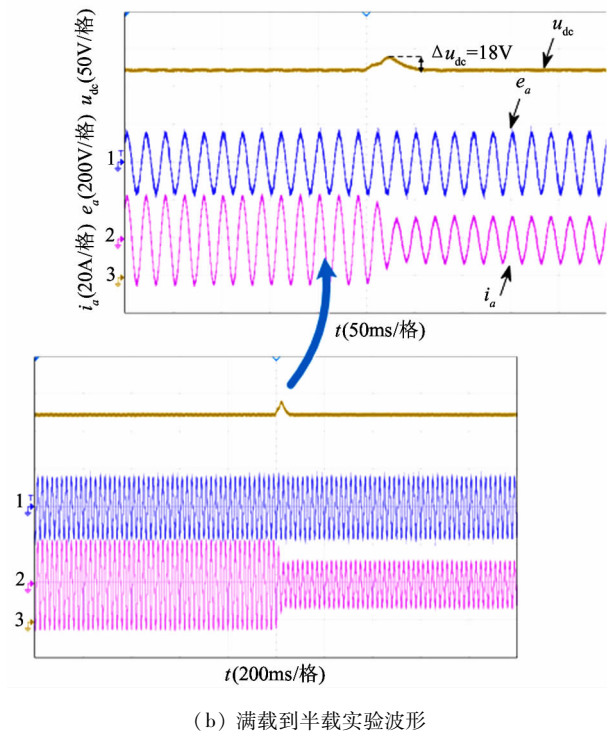


图 10 复合控制下变流器启动实验波形

图 11 所示为直流侧负载在满载和半载间切换实验波形, 其中图 11(a) 为由半载切换至满载, 此时直流侧电压设定的稳态值为 280V, 电压波动的幅度为 20V 左右, 直流侧电压具有快速的动态响应。网侧 A 相电流有效值分别从 8.4A, 跃变至 16.3A 并且都能在两个工频周期内调回到稳态值, 图 11(b) 为由满载切换至半载, 情况与上类似。



(a) 半载到满载实验波形



(b) 满载到半载实验波形
图 11 变流器半载满载切换实验波形

图 12 为变流器稳态运行时的波形,直流侧电压无明显波纹。交流侧 A 相电压有效值 110V,A 相电流有效值 16.3A。图 13 为 A 相电流的 THD,为 2.4%。可见变流器采用复合控制在保证单位功率因数运行下具有较好的鲁棒性。

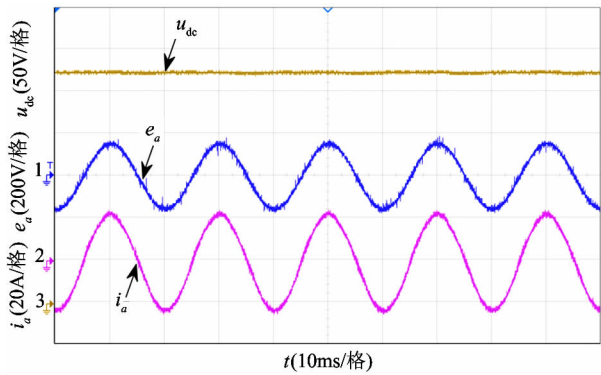


图 12 稳态运行实验波形

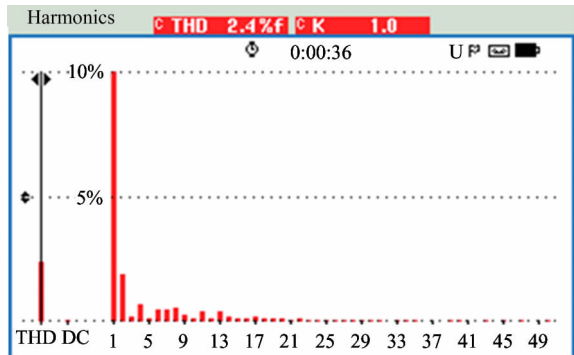


图 13 稳态运行时 A 相电流的 THD

为验证变流器适用于微电网的特点,起到补偿交流馈线谐波的功能,实验采取在微电网交流馈线上接入三相二极管整流桥带纯阻性负载作为谐波源,模拟微电网实际运行中设备引入谐波的情况。图 14 为变流器补偿微电网交流馈线谐波的波形。 i_s 为交流馈线上的电流波形,采样点在变流器并网点的前端。 i_a 为变流器交流侧 A 相电流。可以看出,经变流器补偿后微电网馈线电流质量得到明显的改善。

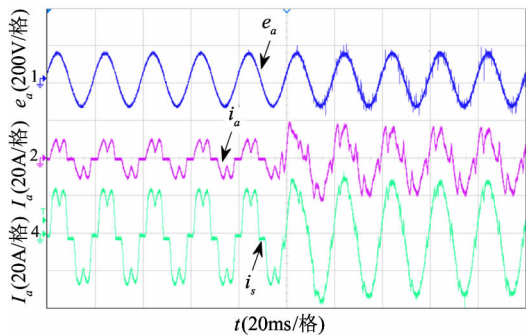


图 14 变流器补偿微电网交流馈线谐波的实验波形

由以上实验结果可以看出,本文设计的双向变流器,在启动、变载以及稳态运行下均具有较好的性能和较好的谐波治理能力。网侧电流与直流侧电压均具较好的动态响应和鲁棒性,并且能够补偿微电网交流馈线的谐波,适用于微电网中的电能质量治理,验证了本文所提出的采用电流内环反馈线性化控制、电压外环滑膜控制的复合控制理论的有效性。

4 结 论

针对微电网电能质量综合治理的需求,本文提出了电流内环反馈线性化控制和电压外环滑模控制的双闭环复合控制方法,得到适用于微电网的变流器。仿真结果表明,该复合控制方法在实现能量双向流动和单位功率因数运行的同时,网侧电流动态响应速度快、跟踪精度高、谐波电流小,并且其直流侧电压具有快速的动态响应速度和较好的抗干扰性及鲁棒性。这些优点使得变流器减少了对微电网交流馈线的“谐波污染”,提高了后端电池储能系统的充电效率,实现了“绿色能源变换”,非常适用于微电网的双向储能电能质量综合控制装置,对微电网的平衡稳定控制和电能质量的改善具有重要的意义。

参考文献

- [1] 王成山,李鹏. 分布式发电、微电网与智能配电网的发展与挑战[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(2): 10-16
- [2] 王成山,武震,李鹏. 微电网关键技术研究[J]. 电工技术学报, 2014, 29(2): 1-12
- [3] 郑昕昕,肖岚,田洋天,等. 双向三相 AC/DC 变流器的无锁相环控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(36): 79-87
- [4] Lascau C, Asiminoaei L, Boldea I, et al. High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2007, 22(5): 1826-1835
- [5] 赵彪,于庆广,王立雯,等. 用于电池储能系统并网的双向可拓展变流器及其分布式控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(s1): 244-251
- [6] Zhang Y, Qu C. Table-based direct power control for three-phase AC/DC converters under unbalanced grid voltages[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30(12): 7090-7099
- [7] Razali A M, Rahman M A, George G, et al. Analysis and design of new switching lookup table for virtual flux direct power control of grid-connected three-phase PWM AC-DC converter[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2015, 51(2): 1189-1200
- [8] 杨达亮,卢子广,杭乃善,等. 三相电压型 PWM 整流器准定频直接功率控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(27): 66-73
- [9] 陈伟,邹旭东,唐健,等. 三相电压型 PWM 整流器直接功率控制调制机制[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(3): 35-41
- [10] Parvez Akter M, Mekhilef S, M. L T N, et al. Modified model predictive control of a bidirectional AC-DC converter based on lyapunov function for energy storage systems[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015(99)
- [11] 郭源博,周鑫,张晓华,等. 三相电压型脉宽调制整流器的自抗扰控制[J]. 电力系统自动化, 2011, 35(16): 87-93
- [12] Liu J, Vazquez S, Wu L, et al. Extended state observer-based sliding-mode control for three-phase power converters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(1): 22-31
- [13] Bao X, Zhuo F, Tian Y, et al. Simplified feedback linearization control of three-phase photovoltaic inverter with an LCL filter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(6): 2739-2752
- [14] Gensior A, Sira-Ramírez H, Rudolph J, et al. On some nonlinear current controllers for three-phase boost rectifiers[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(2): 360-370
- [15] Kim D E, Lee D C. Feedback linearization control of three-phase UPS inverter systems[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(3): 963-968
- [16] Hu J, Shang L, He Y, et al. Direct active and reactive power regulation of grid-connected DC/AC converters using sliding mode control approach[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, 26(1): 210-222
- [17] Schirone L, Celani F, Macellari M. Discrete-time control for DC-AC converters based on sliding mode design[J].

Iet Power Electronics, 2012, 5(6):833-840

反馈线性化空间矢量 PWM 复合控制[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(15):32-39

[18] 乐江源, 谢运祥, 张志, 等. 三相有源电力滤波器精确

A hybrid control method for a bidirectional converter used in micro-grid systems

Pan Guobing^{*}, Tang Wenxuan^{*}, Zhang Ren^{*}, Wang Jianfeng^{*}, Zheng Zhichao^{*}, Luigi Ragni^{**}, Chen Xu^{*}
(^{*} Institute of Distributed Energy and Microgrid, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310014)
(^{**} Department of Agricultural Economics and Engineering, University of Bologna, Cesena 47521, Italia)

Abstract

The stability control and power quality improvement of micro-grid systems using a bidirectional converter is studied. In consideration of the fact that the traditional converters like dynamic voltage regulator (DVR), static var generator (SVG), active power filter (APF) cannot be directly applied to micro grids due to the reasons of their dynamic response, power level and economy, a compound control method based on the nonlinear control theory is proposed. The method uses feedback linearization to control the inner current loop to turn the complex nonlinear system into a linear system, and fully decouples active and reactive current to improve the tracking precision and dynamic response of the inner current loop, and also improve fast response capability of the voltage outer loop; at the same time, it uses the sliding mode to control the voltage outer loop to solve the problem of time-varying parameters and to improve the robustness and anti-interference of the outer loop voltage. The experiments show that this composite control method has the abilities of fast dynamic response, higher precision, smaller harmonic of the AC side current, and the DC side voltage has the fast dynamic response.

Key words: micro-grid, power quality, bidirectional converter, hybrid control, feedback linearization