

DOI: 10.7652/xjtuxb201402008

三相 LCL 型并网逆变器的模型分析及解耦控制

包献文, 卓放, 谭佩喧

(西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安)

摘要: 建立了同步旋转坐标下三相 LCL 型并网逆变器的平均模型, 提出该模型存在的谐振峰问题, 并分析了阻尼电阻对系统谐振峰的影响, 揭示了该模型的新特性。在同步旋转坐标系下, 传统的单闭环控制方案无法实现 D 轴与 Q 轴的解耦, 针对此问题提出了一种三相 LCL 型并网逆变器的解耦控制方案。该方案的基本思想是: 应用框图等等效变换原理, 逐步消除每个滤波器元件 D 轴与 Q 轴之间的耦合项, 并将所有解耦项移至控制器之后, 得到系统总的解耦表达式, 实现 D 轴与 Q 轴的完全解耦。仿真和实验结果表明: 与传统的单闭环控制方案相比, 提出的控制方法能有效解决 D 轴与 Q 轴的耦合问题, 实现有功功率与无功功率的独立控制, 且系统具有良好的动态响应特性, 可为新能源并网逆变器的精准功率控制提供技术保障。

关键词: 新能源; LCL 型滤波器; 解耦; 逆变器

中图分类号: TM464 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2014)02-0044-06

Model Analysis and Decouple Control Strategy of Three-Phase Grid-Connected Inverter with an LCL Filter

BAO Xianwen, ZHUO Fang, TAN Peixuan

(School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: The average model of three-phase LCL-type grid-connected inverter in synchronous reference frame is deduced and the existing resonant peaks are emphasized. The influence of damping resistances on resonance peaks is analyzed to reveal some new characteristics of the average model. The conventional single closed-loop control method cannot completely eliminate the coupling terms between D -axis and Q -axis in synchronous reference frame. To break down this limitation, a decouple control strategy is proposed for the three-phase grid-connected inverter with an LCL filter. The essence of the proposed decouple control strategy is to eliminate each coupling term of the LCL filter between D -axis and Q -axis gradually by equivalent transformation of block diagram, then to realize the decoupling process by moving all the decoupling items together to the controller. Simulation and experiments indicate that the proposed control strategy solves coupling problems more effectively compared with the conventional single closed-loop control, and realizes the active and reactive power control independently with satisfactory dynamic performance to technically support the exact power control in renewable energy generation.

Keywords: renewable energy; LCL filter; decouple; inverter

近几年, 能源需求与环境问题促使新能源发电 技术得到了迅猛发展^[1-2]。随着新能源比重的不断

增加,电网公司对新能源发电的电质质量有了更严格的标准,要求其具有准确的功率调节能力,并可以应对电网调度或低电压故障等^[3]。因此,提高新能源并网装置利用率、改善并网电流电质质量以及准确控制功率输出等具有重要意义。

LCL 型滤波器具有比 L 型滤波器更理想的高频滤波效果,且体积和损耗均小于同等滤波效果的 L 型滤波器,从而常被应用于新能源并网发电系统。LCL 型滤波器虽然具有较好的滤波效果,但给系统引入了 LCL 的谐振峰,影响系统的稳定性,增加了参数设计与电流环的控制难度^[4-5]。在现有文献中,针对 LCL 型并网逆变器的研究多是在同步旋转坐标下进行的,忽略了模型中的高阶项和耦合项,将平均模型小信号线性化以后分析系统性能^[6-7],并不能准确体现系统耦合项的具体特性。

L 型并网逆变器可通过在电流调节器输出量上附加解耦项,实现 D 轴与 Q 轴的独立控制。对于 LCL 型并网逆变器, D 轴与 Q 轴之间的耦合项较为复杂,传统的单闭环控制方案无法实现完全解耦。针对 LCL 型并网逆变器的耦合问题,文献[8]提出的应用反馈线性化理论设计的解耦方案,虽然理论上可以实现 D 轴与 Q 轴的完全解耦,但控制系统设计复杂,且控制器参数相互制约,影响控制效果。文献[9]提出了一种模型降阶法解决 LCL 型逆变器并网电流控制方案,但该方案没有直接控制网侧电感电流,其控制量与电网电压存在一定的相位差,因此控制器需进行幅值和相位的补偿。综合目前的研究现状,尚未有成熟的 LCL 型逆变器解耦控制方案。

针对上述问题,本文提出了一种 LCL 型并网逆变器的解耦控制策略,可以有效解决同步旋转坐标下的耦合问题,且控制器设计简单。本文方案的基本思想是:应用控制理论中的框图等变换原理,逐步消除每个滤波器元件 D 轴与 Q 轴之间的耦合项,并将所有解耦项移至控制器之后,得到系统总的解耦表达式,实现 D 轴与 Q 轴的完全解耦。仿真和实验结果表明,与传统的单闭环控制方案相比,本文提出的控制方法能有效解决 D 轴与 Q 轴的解耦问题,实现有功与无功的独立控制,且系统具有良好的动态响应特性。

1 三相 LCL 型并网逆变器建模及分析

1.1 三相 LCL 型并网逆变器的建模

三相 LCL 型并网逆变器拓扑结构如图 1 所示,图中忽略了 L_1 和 L_2 的等效串联电阻以及滤波电容

C_f 的阻尼电阻 R_d 。鉴于篇幅问题,文中直接给出同步旋转坐标下 LCL 并网逆变器的平均模型如下

$$\dot{i}_{1d} = \frac{v_d}{L_1} + \omega_0 i_{1q} - \frac{1}{L_2} v_{cd} \quad (1)$$

$$\dot{i}_{1q} = \frac{v_q}{L_1} - \omega_0 i_{1d} - \frac{1}{L_2} v_{cq} \quad (2)$$

$$\dot{v}_{cd} = \frac{1}{C_f} i_{1d} + \omega_0 v_{cq} - \frac{1}{C_f} i_{2d} \quad (3)$$

$$\dot{v}_{cq} = \frac{1}{C_f} i_{1q} - \omega_0 v_{cd} - \frac{1}{C_f} i_{2q} \quad (4)$$

$$\dot{i}_{2d} = \omega_0 i_{2q} + \frac{1}{L_2} v_{cd} - \frac{1}{L_2} v_{gd} \quad (5)$$

$$\dot{i}_{2q} = -\omega_0 i_{2d} + \frac{1}{L_2} v_{cq} - \frac{1}{L_2} v_{gq} \quad (6)$$

式中: ω_0 为电网角频率,即坐标变换矩阵 $T_{abc/dq0}$ 中的旋转角频率;下标 d 代表有功分量,下标 q 代表无功分量。详细的建模过程可以参考文献[10]。考虑到系统为三相三线制,不含有零序通路,因此在建模过程中省略了 0 轴。

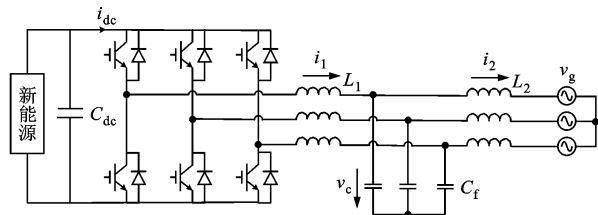


图 1 三相 LCL 型并网逆变器拓扑结构

1.2 三相 LCL 型并网逆变器的平均模型分析

由三相 LCL 型并网逆变器的模型可知,逆变器的平均模型相当于一个强耦合的两输入、两输出系统。各输入、输出变量之间的传递函数为

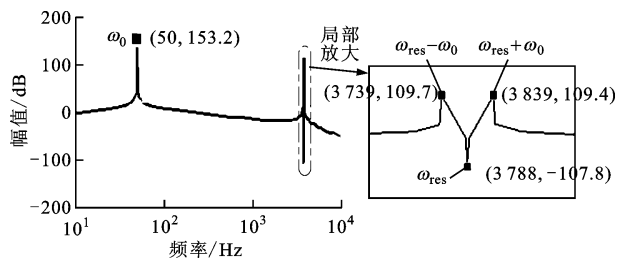
$$G(s)_{i_{2d}/v_d} = G(s)_{i_{2q}/v_q} = \frac{1}{L_1 L_2 C_f} \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \cdot \frac{s^2 - 3\omega_0^2 + \omega_{res}^2}{[s^2 + (\omega_{res} + \omega_0)^2][s^2 + (\omega_{res} - \omega_0)^2]} \quad (7)$$

$$G(s)_{i_{2d}/v_q} = -G(s)_{i_{2q}/v_d} = \frac{1}{L_1 L_2 C_f} \frac{\omega_0}{s^2 + \omega_0^2} \cdot \frac{3s^2 - \omega_0^2 + \omega_{res}^2}{[s^2 + (\omega_{res} + \omega_0)^2][s^2 + (\omega_{res} - \omega_0)^2]} \quad (8)$$

式中: ω_{res} 为 LCL 滤波器谐振频率, $\omega_{res}^2 = \frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}$ 。

传递函数式(7)对应的幅频特性如图 2 所示,由式(7)和图 2 均可得出以下结论:

- (1)通过坐标变换, D 轴与 Q 轴具有相同的传递函数,交叉通道具有相似的幅频特性;
- (2)坐标变换引入了 6 个耦合项,难以实现 D 轴与 Q 轴的独立控制;

图2 传递函数 $G(s)_{i_{2d}/v_d}$ 的幅频特性

(3)坐标变换改变了原系统的谐振峰分布,使被控对象由单一的谐振峰 ω_{res} 变为含有3个谐振峰的系统,新的谐振峰位于 ω_0 、 $\omega_{res} \pm \omega_0$ 处;

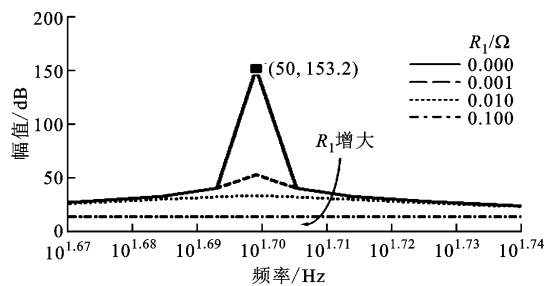
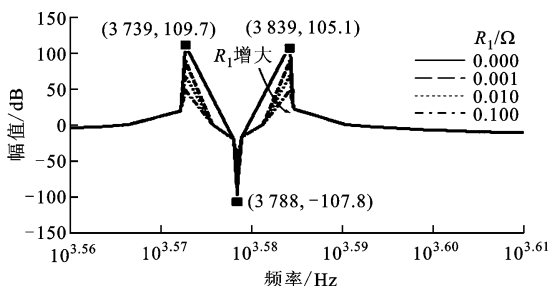
(4)LCL滤波器原有的谐振峰 ω_{res} 在同步旋转坐标下以局部极大值的形式存在。

1.3 平均模型的谐振峰特性分析

常见的谐振峰抑制方案有两种^[11]:一是无源阻尼控制,即在滤波回路中串联或并联电阻以增加系统的阻尼;另一种方案是有源阻尼控制,其本质是通过控制算法来实现阻尼作用。无源阻尼的控制方案简单有效,因此本文分析了电感 L_1 的等效串联电阻 R_1 、滤波电容 C_f 的阻尼电阻 R_d 和电感 L_2 的等效串联电阻 R_2 对平均模型的谐振峰的具体影响。

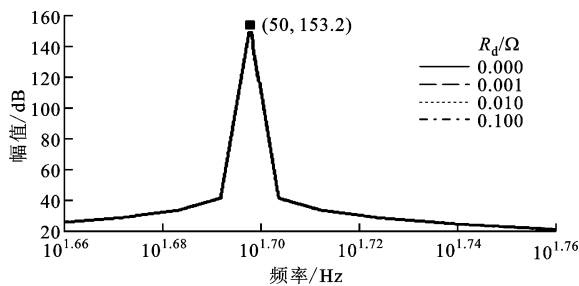
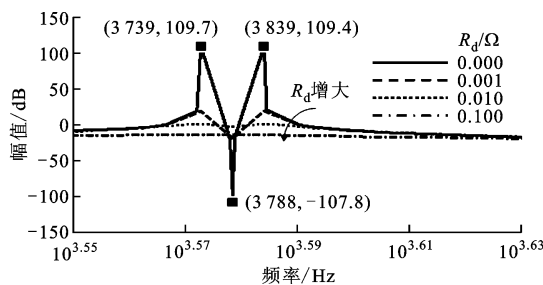
1.3.1 L_1 的等效串联电阻 R_1 对谐振峰的影响

为了简化分析过程,假设 $R_d = 0$, $R_2 = 0$,单独分析 R_1 对系统平均模型的影响。为便于直观分析,本文给出了 R_1 变化时 D 轴通道传递函数幅频特性的局部放大图,分别位于 $\omega = \omega_0$ 和 $\omega = \omega_{res}$ 处,如图3所示。

(a) $\omega = \omega_0$ 附近(b) $\omega = \omega_{res}$ 附近图3 R_1 变换时 $G(s)_{i_{2d}/v_d}$ 幅频特性的局部放大图

由图3可知, R_1 的增加对 $\omega = \omega_0$ 处的谐振峰有明显的抑制作用,但对 $\omega_{res} \pm \omega_0$ 处谐振峰的抑制作用不明显,同时不改变 ω_{res} 处局部极大值的幅值。

1.3.2 C_f 的阻尼电阻 R_d 对谐振峰的影响 假设 $R_1 = 0$, $R_2 = 0$,单独分析 R_d 对系统平均模型的影响。本文同样给出了 R_d 变化时 D 轴通道传递函数幅频特性的局部放大图,如图4所示。

(a) $\omega = \omega_0$ 附近(b) $\omega = \omega_{res}$ 附近图4 R_d 变换时 $G(s)_{i_{2d}/v_d}$ 幅频特性的局部放大图

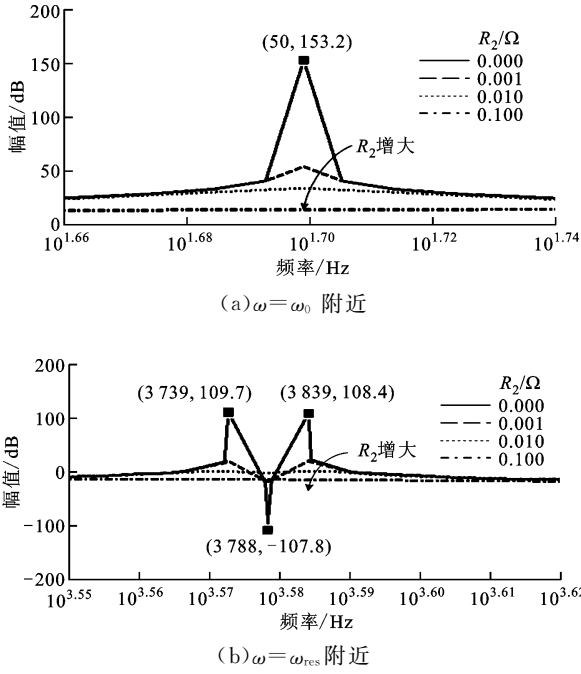
由图4可知, R_d 的增加对 $\omega = \omega_0$ 处的谐振峰完全没有抑制作用,但对 ω_{res} 附近的谐振峰以及局部极大值都有明显的抑制作用。同时,从整体的幅频特性可以看出, R_d 的增加对高频幅值的抑制作用减弱了。

1.3.3 L_2 的等效串联电阻 R_2 对谐振峰的影响

假设 $R_1 = 0$, $R_d = 0$,单独分析 R_2 对系统平均模型的影响。本文同样给出了 R_2 变化时 D 轴通道传递函数幅频特性的局部放大图,如图5所示。

由图5可知, R_2 的增加对 $\omega = \omega_0$ 处的谐振峰有很强的抑制作用,同时对 $\omega_{res} \pm \omega_0$ 处谐振峰以及 ω_{res} 处的幅值也都有明显的抑制作用。从整体的幅频特性可以看出,随着 R_2 的增加,整个系统的低频幅值增加,对高频的抑制作用不变。

综合上述分析,3个电阻均可以在一定程度上抑制系统的谐振峰, R_2 对谐振峰的抑制效果最优,但并不能消除系统的耦合问题。针对该问题,下文提出了一种解耦控制策略。

图 5 R_2 变换时 $G(s)_{i_{2d}/v_d}$ 幅频特性的局部放大图

2 三相 LCL 型逆变器的解耦控制

本文针对三相 LCL 型逆变器的耦合问题,设计了精确解耦的控制方案,整个系统的解耦过程如图 6 中虚线框所示。在逆变器的模型中, L_1 、 C_f 和 L_2 均掺杂耦合项,因此按着 L_1 、 C_f 和 L_2 的次序依次解耦,并汇总为整体的解耦项。

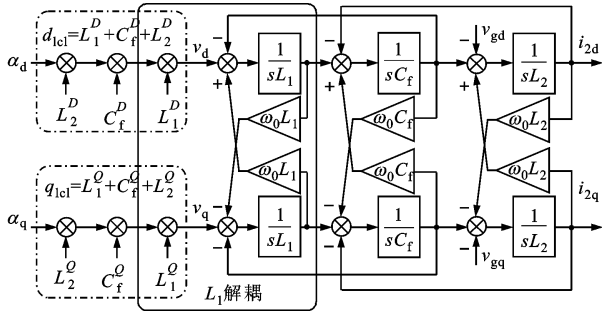


图 6 LCL 型逆变器的解耦框图

(1)电感 L_1 的解耦。电感 L_1 的解耦如图 6 中的实线框所示, D 轴与 Q 轴类似,其中解耦项为

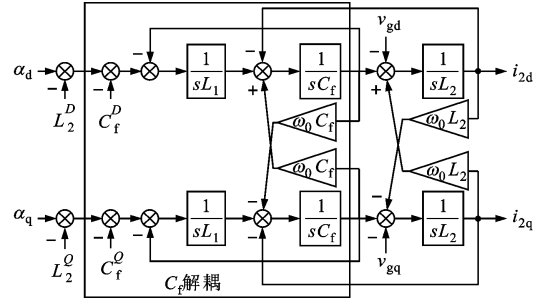
$$L_1^D = \omega_0 L_1 i_{1q} \quad (9)$$

$$L_1^Q = -\omega_0 L_1 i_{1d} \quad (10)$$

电感 L_1 解耦后的化简框图如图 7 所示。

(2)电容 C_f 的解耦。电容 C_f 解耦项如图 7 中的实虚线框所示,其中

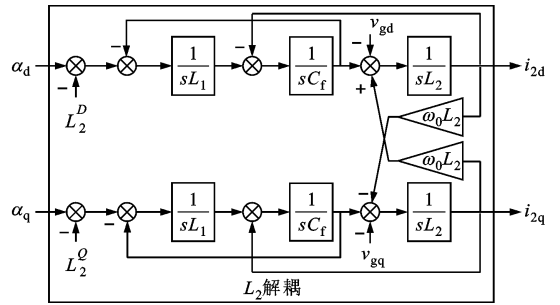
$$\begin{aligned} C_f^D &= s\omega_0 L_1 C_f v_{cq} = \\ &\omega_0 L_1 i_{1q} - \omega_0 L_1 i_{2q} - \omega_0^2 L_1 C_f v_{cd} \end{aligned} \quad (11)$$

图 7 电感 L_1 解耦后的化简框图

$$C_f^Q = -s\omega_0 L_1 C_f v_{cd} =$$

$$-\omega_0 L_1 i_{1d} + \omega_0 L_1 i_{2d} - \omega_0^2 L_1 C_f v_{cq} \quad (12)$$

电感 L_1 与电容 C_f 解耦后化简框图如图 8 所示。

图 8 电感 L_1 与电容 C_f 解耦后的化简框图

(3)电感 L_2 的解耦。电感 L_2 的解耦项如图 8 中的实线框所示,电感 L_2 的解耦涉及了比较点与引出点的交换,一般在控制框图的等效变换中不常用这两者的交换,因此将引出点部分作为前馈抵消掉。图 8 中电感 L_2 的解耦项为

$$L_2^D = s^2 \omega_0 L_1 C_f L_2 i_{2q} - v_{cd} =$$

$$\omega_0 L_1 i_{1q} - (\omega_0 L_1 + \omega_0^3 L_1 C_f L_2) i_{2q} - 2\omega_0^2 L_1 C_f v_{cd} + \omega_0^2 L_1 C_f v_{gd} - v_{cd} \quad (13)$$

$$L_2^Q = -s^2 \omega_0 L_1 C_f L_2 i_{2d} - v_{cq} =$$

$$-\omega_0 L_1 i_{1d} + (\omega_0 L_1 + \omega_0^3 L_1 C_f L_2) i_{2d} - 2\omega_0^2 L_1 C_f v_{cq} + \omega_0^2 L_1 C_f v_{gq} - v_{cq} \quad (14)$$

LCL 滤波器完全解耦后化简框图如图 9 所示。

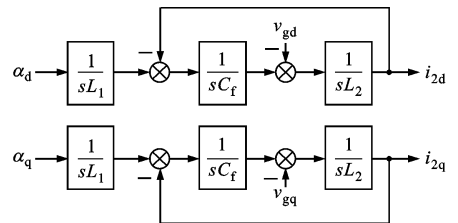


图 9 LCL 滤波器全部解耦后的化简框图

综合上述分析,汇总 D 轴与 Q 轴的解耦分项,得到 D 轴总的解耦项为

$$d_{lcl} = L_1^D + C_f^D + L_2^D = 3\omega_0 L_1 i_{1q} - (2\omega_0 L_1 + \omega_0^3 L_1 C_f L_2) i_{2q} - (3\omega_0^2 L_1 C_f + 1) v_{cd} + \omega_0^2 L_1 C_f v_{gd} \quad (15)$$

Q轴总的解耦项为

$$q_{lcl} = L_1^Q + C_f^Q + L_2^Q = -3\omega_0 L_1 i_{1q} + (2\omega_0 L_1 + \omega_0^3 L_1 C_f L_2) i_{2d} - (3\omega_0^2 L_1 C_f + 1) v_{cq} + \omega_0^2 L_1 C_f v_{gq} \quad (16)$$

由图9可以推导出网侧电感电流与逆变器新的输入变量之间的传递函数为

$$G(s) = \frac{i_{2d}}{\alpha_d} = \frac{i_{2q}}{\alpha_q} = \frac{1}{s^3 L_1 L_2 C_f + s L_1} \quad (17)$$

由式(17)可知,加入解耦项以后的被控对象,低频体现一阶特性,高频为三阶特性。因此,采用传统的PI控制器加总的解耦项就可以实现D轴与Q轴的完全解耦,控制框图如图10所示。

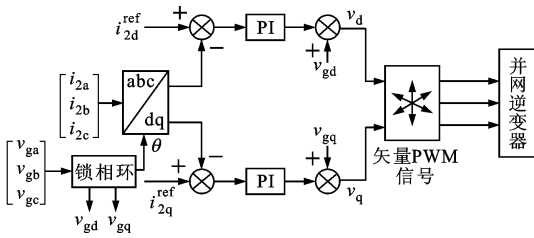


图10 加入解耦项的控制框图

3 系统仿真与实验验证

为了验证本文提出的解耦控制方案的有效性,对该算法进行了仿真与实验验证,并传统单闭环控制方案做了对比研究,传统的单闭环控制框图如图11所示。

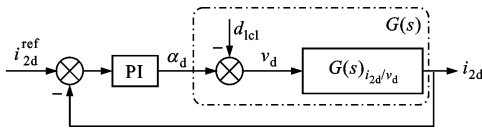


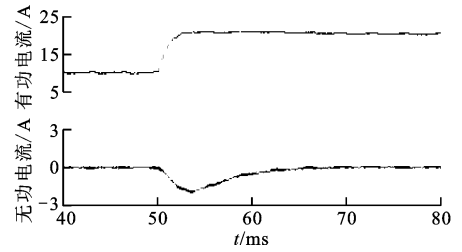
图11 传统的单闭环控制框图

设计系统的额定功率为1 kW,电网电压有效值为22 V,频率为50 Hz,直流母线电压为80 V,直流侧支撑电容为3 mF,开关频率为10 kHz,LCL滤波器的 $L_1 = 1$ mH, $C_f = 90$ μ F, $L_2 = 0.02$ mH。主电路利用电感 L_1 和 L_2 的等效串联电阻抑制系统的谐振峰,没有加入电容的阻尼电阻 R_d 。D轴与Q轴具有相同的控制器参数, $k_p = 0.1$, $k_i = 100$,对应的电流环带宽大约为4 kHz。

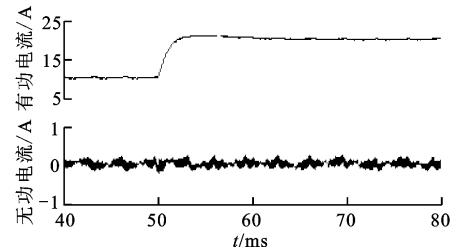
3.1 系统的仿真验证

采用 Matlab/Simulink 软件进行系统仿真,稳

态运行时,输出电流的谐波畸变率为0.66%。为了进一步说明本文提出的解耦方案的有效性,仿真了有功和无功电流指令阶跃变化响应,并与传统的不加解耦的控制方案作了对比研究,结果如图12、图13所示。由仿真结果可知,在不加入解耦项时,D轴与Q轴之间存在明显耦合,当D轴(或Q轴)的控制量突变时,必然影响到Q轴(或D轴)控制量的变化;加入解耦项以后,当网侧有功电流突变时,无功电流基本保持不变,反之亦然。仿真结果表明,本文所提的解耦控制方案实现了D轴与Q轴的完全解耦,且系统具有良好的动态特性。

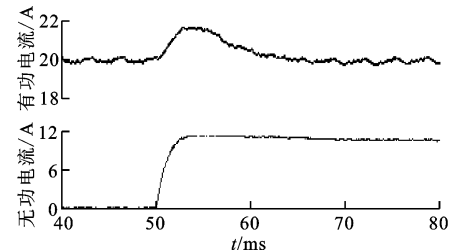


(a) 不含解耦项的控制方案

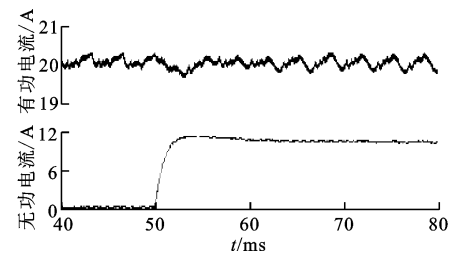


(b) 含有解耦项的控制方案

图12 有功电流指令阶跃变化时的并网电流波形



(a) 不含解耦项的控制方案



(b) 含有解耦项的控制方案

图13 无功电流指令阶跃变化时的并网电流波形

3.2 系统的实验验证

参照仿真系统的设计参数搭建了硬件实验平台,主控板控制器选用 TI 公司的 TMS320F28335 芯片,直流侧选用 Chroma 可编程直流电源,IGBT 模块为英飞凌公司的 FF150R12RT4,设计开关频率为 10 kHz。当系统稳定运行时,电流给定幅值为 17 A,图 14 为电网电压及并网电流波形,表 1 为并网电流分析值,波形及分析值均由功率分析仪获得。参照仿真情况,验证了有功电流与无功电流的阶跃响应,并与传统的不加解耦的控制方案作了对比研究。波形采用 CCS3.3 的数据监视插件在线观测,由于 DSP 的 RAM 空间有限,因此只记录两个工频

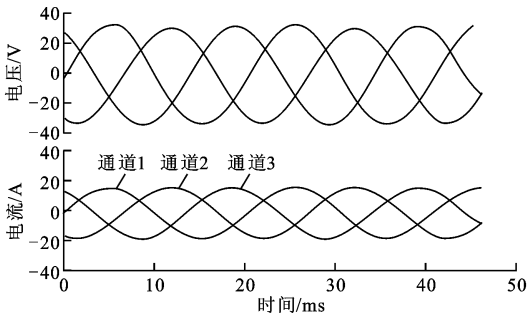
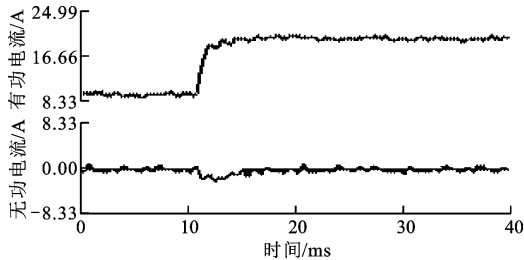


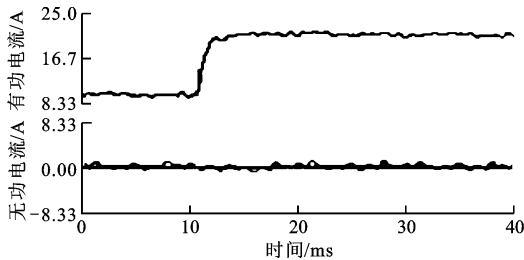
图 14 稳定运行时的电网电压和并网电流波形图

表 1 稳定运行时的电网电流分析

通道	电流有效值 /A	电流峰值 /A	电流负峰值 /A	谐波畸变率 /%
1	11.57	16.7	-16.8	2.0
2	11.87	17.1	-17.1	2.1
3	11.70	16.8	-17.0	2.2



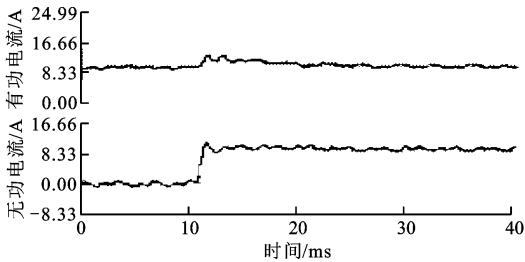
(a)不含解耦项的控制方案



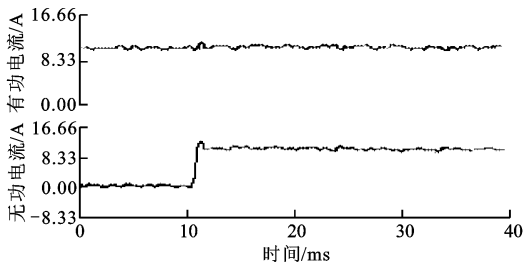
(b)含有解耦项的控制方案

图 15 有功电流指令阶跃变化时的并网电流实验波形

周期的数据,即为 400 个数据点,实验结果如图 15、图 16 所示。实验结果再次验证了本文提出的解耦控制方案的有效性。



(a)不含解耦项的控制方案



(b)含有解耦项的控制方案

图 16 无功电流指令阶跃变化时的并网电流实验波形

4 结 论

本文建立了同步旋转坐标下三相 LCL 型并网逆变器的平均模型,推导出系统的精确传递函数,揭示了坐标变换对原系统的影响,并分析了阻尼电阻对该模型谐振峰的抑制效果。针对该模型的耦合问题,本文提出了一种三相 LCL 型并网逆变器的解耦控制策略,并给出了详细的解耦过程。仿真和实验结果表明,与传统的单闭环控制方案相比,本文提出的控制方法能有效解决 D 轴与 Q 轴的解耦问题,实现有功功率与无功功率的独立控制,且系统具有良好的动态响应特性,可为新能源并网逆变器的精准功率控制提供技术保障。

参考文献:

[1] MOHAMED A, ZHENGMING Z. Grid-connected photovoltaic power systems: technical and potential problems: a review [J]. Renewable Sustainable Energy Reviews, 2010, 14(1): 112-129.

[2] SOEREN B, JOHN K, FREDERIK B. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules [J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2005, 41(5): 1292-1306.

(下转第 110 页)