

[文章编号] 1003-4684(2020)04-0016-04

# 单电流闭环多重 PR 控制的 LCL 型逆变器

潘 健, 梁佳成, 陈凤娇, 李 坤, 黎家成

(湖北工业大学太阳能高效利用及储能运行控制湖北省重点实验室, 电气与工程学院, 湖北 武汉 430068)

[摘 要] 针对 LCL 型逆变器谐振尖峰以及对并网电能质量影响的问题, 采用比例电容电流与并网电流叠加的电流反馈算法消除 LCL 型逆变器固有谐振尖峰带来的影响, 并在比例谐振控制器基础上增加多个谐振环, 用于抑制并网电流低频谐波和谐振电流含量, 从而提升对电网电流控制的准确性和并网系统的稳定性。最后设计了 2kW 并网逆变器 LCL 型滤波器参数, 在 Matlab/Simulink 上仿真与实验平台验证了控制算法的可行性。

[关键词] LCL 型逆变器; 单电流环反馈; 多重比例谐振控制器

[中图分类号] TM133 [文献标识码] A

随着可再生能源并网应用的持续增加, 并网发电系统稳定和电能质量问题越来越受到人们的关注。作为可再生能源与电网系统之间的桥梁, 并网逆变器是向电网输入高质量电能的关键核心<sup>[1]</sup>。传统并网逆变器按滤波器类型划分, 其中 LCL 型逆变器由于其高频时具有良好的阻尼特性被用于抑制并网逆变器的输出电流所具有的整数倍开关频率谐波<sup>[2]</sup>。LCL 型逆变器比传统 LC 型逆变器成本低、设备体积小, 但是其传递函数是一个三阶微分系统, 因此相频特性存在一个相位  $-180^\circ$  跃变的谐振频率点, 而这个谐振频率点容易引起电网电流变化甚至整个并网发电系统振荡<sup>[3]</sup>。

目前 LCL 型并网逆变器解决谐振尖峰问题的方法大致分为两大类:

第一类是采用串并联电阻或拆分电容的无源阻尼法, 这类方法操作简单易实现但使用的无源元件增加电路损耗, 同时也增加了电路复杂性和元件成本;

第二类是从控制环路上修正 LCL 型逆变器频率特性, 保证系统稳定性的有源阻尼抑制法, 虽然这类方法控制相对复杂而且当系统参数变化时效果削弱, 但其不会改变原本电路损耗和滤波器的频率特性<sup>[4-5]</sup>。为了避免解耦控制带来的算法复杂性, 本文设计的逆变器控制方法基于两相静止  $\alpha\beta$  坐标系, 采用电容电流与并网电流组合的单电流环反馈与多重 PR 控制器结合的方法来解决 LCL 型逆变

器谐振尖峰问题, 同时优化电网电能质量。其原理是: 利用比例电容电流反馈, 将理想状态下的 LCL 型逆变器传递函数简化为一阶微分系统, 从而消除谐振点处的谐振尖峰; 并利用多重 PR 控制器跟踪控制逆变器输出电流, 来抑制谐振电流和并网输出电流的 3、5、7 次谐波含量。最后分析与设计了 2 kW 并网逆变器的电路, 并利用 Matlab/Simulink 仿真与实验平台验证了基于多重 PR 控制器的单电流环反馈控制策略的可行性。

## 1 并网逆变器数学模型

LCL 型并网逆变器主电路由输入直流电源  $V_{dc}$ 、直流侧滤波电容  $C_1$ 、6 个 IGBT 组成的三相桥臂、以及逆变器侧电感  $L_1$ 、电网侧电感  $L_2$ 、输出滤波电容  $C$  组成的 LCL 滤波器, 输出端与三相电网  $U_A U_B U_C$  相连。设三相桥臂电压为  $u_{inv}$ 、输出侧电网电压为  $u_g$ , 滤波电容电压为  $u_c$ , 其电路拓扑结构见图 1。

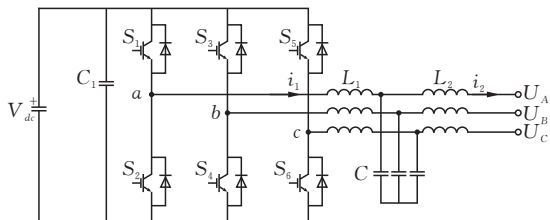


图 1 LCL 型并网逆变器主电路

根据 LCL 型并网逆变电路, 采用基尔霍夫电压

[收稿日期] 2019-11-02

[基金项目] 太阳能发电及储能运行控制湖北省重点实验室开放基金(HBSEES201902)

[第一作者] 潘 健(1962-), 男, 湖北武汉人, 湖北工业大学教授, 研究方向为控制理论与控制工程

[通信作者] 梁佳成(1995-), 男, 湖北武汉人, 湖北工业大学硕士研究生, 研究方向为控制理论与控制工程

定律建立三相 LCL 滤波器回路方程为

$$\begin{cases} \frac{di_1}{dt} = \frac{1}{L_1}(u_{inv} - u_c) \\ \frac{du_c}{dt} = \frac{1}{C}(i_1 - i_2) \\ \frac{di_2}{dt} = \frac{1}{L_2}(u_c - u_g) \end{cases} \quad (1)$$

## 2 并网控制策略

### 2.1 逆变器控制系统结构

LCL 型并网逆变器采用的控制策略是基于静止  $\alpha\beta$  坐标下单电流环反馈的多重 PR 控制,图 2 为控制框图,由电压调节器、电流调节器、空间矢量脉冲宽度调制 SVPWM(Space Vector Pulse Width Modulation)、锁相环 PLL(Phase Lock Loop)组成。其控制思路是利用直流母线电压通过电压调节器获得有功电流参考值  $I_d^*$  与无功电流参考值  $I_q^*$ ,通过 PLL 计算  $u_{abc}$  的相位  $\theta$ ,将电容电流  $i_c$ 、电网电流  $i_2$  以及参考电流值经 Clark 矩阵转化至静止  $\alpha\beta$  坐标系下,然后通过多重 PR 电流调节器校正并给定 SVPWM 模块输入,最终由 SVPWM 模块计算出相应三相桥臂的驱动信号。

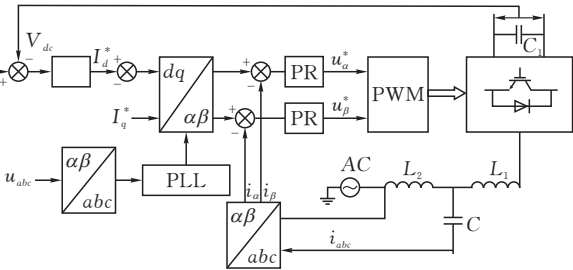


图 2 LCL 型并网逆变器闭环控制图

### 2.2 单电流环控制

将公式(1)进行拉普拉斯变换后,以 LCL 型逆变器侧电压  $u_{inv}$  为输入且并网电流  $i_2$  为输出,则可得 LCL 型逆变器传递函数的表达式为

$$G_{LCL}(s) = \frac{i_2}{u_{inv}} = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2) s} \quad (2)$$

其中系统谐振频率为  $\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}}$ 。

由公式(2)可知 LCL 型逆变器的传递函数为没有二次微分项的三阶微分函数,因此根据控制理论可知会产生一对虚轴的极点,导致系统震荡。因此,本文采用部分电容电流与电网电流组合的单电流环反馈<sup>[6]</sup>,将 LCL 型逆变器传递函数简化为一阶微分系统,从而抑制 LCL 型滤波器的谐振尖峰。

图 3 为本文采用的单电流环控制框图,其中  $G_i(s)$  为多重 PR 控制器,  $K_{pwm}$  是脉冲调制到逆变桥输出  $V_{inv}$  的传递函数,一般取值为输入电压和三

角载波幅值的比值,即  $K_{pwm} = V_{dc}/V_{tri}$ ,  $Z_{L1}$ 、 $Z_{L2}$ 、 $Z_C$  分别为电感  $L_1$ 、 $L_2$  和电容  $C$  的阻抗,  $K_1$  为电容电流反馈系数。

若定义并网电流  $i_2$  与比例电容电流  $K_1 i_c$  之和为  $I_h$ ,且逆变器侧与电网侧电感参数比为  $K_2$ ,其表达式为

$$I_h = K_1 i_c + i_2 \quad (3)$$

$$K_2 = L_1/L_2 \quad (4)$$

则将公式(3)、(4)带入公式(1)中,并以  $u_{inv}$  为输入且电流  $I_h$  为输出,可得 LCL 型滤波器传递函数的表达式为

$$G_{LCL}(s) = \frac{I_h}{u_{inv}} = \frac{(1 - K_1)(1 + K_2)(L_1 + L_2)Cs^2 + (K_2 + 1)^2}{K_2(L_1 + L_2)^2Cs^2 + (K_2 + 1)^2(L_1 + L_2)s} \quad (5)$$

由公式(5)可知,当  $K_1 = 1/(1 + K_2)$  时,系统传递函数的两个零极点被消除,则 LCL 型滤波器的传递函数有三阶微分系统转化为一阶微分系统,从而解决 LCL 型滤波器的谐振尖峰问题。

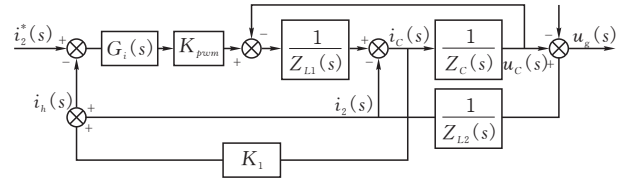


图 3 单电流环并网逆变器闭环控制图

### 2.3 多重 PR 控制器

通过电流环控制算法可以将理想状态下 LCL 型逆变器传递函数简化为一阶微分系统,但电容电感存在的寄生电阻会降低算法控制效果,故在单电流环闭环控制基础上,引入多重 PR 控制器进一步抑制谐振频率处的纹波电流。根据内模原理,通过合理改变 PR 控制器角频率可以对固定频率下的信号进行补偿<sup>[7-8]</sup>,基于该原理将传统的 PR 调节器改进为多重 PR 控制器,其表达式为

$$G_{PR}(s) = K_p + \sum_{n=1,3,5,7} \frac{s K_{rn} \omega_{nc}}{s^2 + 2s \omega_{nc} + \omega_n^2} + \frac{s K_{rs} \omega_s}{s^2 + 2s \omega_{sc} + \omega_s^2} \quad (6)$$

其中:  $K_p$  为比例系数;  $K_{rn}$  与  $K_{rs}$  为谐振系数;  $\omega_{nc}$  和  $\omega_{sc}$  为截止角频率;  $\omega_n$  与  $\omega_s$  为角频率。

由公式(6)可知,相比传统的 PR 控制器,多重 PR 控制器由于增加了一次微分项,减少电流跟踪频率处的增益,但增加了该频率处的带宽,保住了频率发生波动时控制的跟踪精度。因此本文采用的多重 PR 控制器并联了四个谐振环节,分别对应电网低次谐波频率和谐振频率,利用其在设定频率下产生近似无穷大增益,不仅可以消除谐振点处谐波电流,而且抑制并网电流在 3、5、7 次谐波电流含量。

由带宽的定义,控制器的带宽为  $\omega_c/\pi$ ,根据规定:电网频率波动范围为 2%,可得出  $\omega_{cn}=5\text{ rad/s}$ ;由于电网侧电感变化,谐振频率可能波动更大,但过大增加截止频率会减少谐振频率处控制器增益,从而影响控制精度,因此本文选定  $\omega_{sc}=7.5\text{ rad/s}$ 。最后根据 LCL 型逆变器开环 Bode 图设计合适比例系数和谐振系数,经仿真反复调试,选定多重 PR 控制器参数分别为  $K_p=9.4, K_{rn}=75, K_{rs}=0.86$ 。

3 滤波器参数设计

基于 2kW 的并网逆变器来设计 LCL 滤波电路参数,考虑逆变器对输出电流跟踪精度,逆变桥侧电感和电网侧电感之和不能过大<sup>[9]</sup>,总电感值与输入和输出侧的电压峰值有关,其表达式为

$$L_1+L_2\leqslant\frac{\sqrt{\frac{u_{dc}^2}{3}-u_g^2}}{I_m\omega_0}\tag{7}$$

其中:  $u_{dc}$  为逆变器输入电压;  $u_g$  为逆变器输出电压;  $i_m$  为输出峰值电流;  $\omega_0$  为基波角频率。

电流的纹波大小与逆变桥侧滤波电感  $L_1$  相关,电流的纹波过大会导致电感电阻上损耗、开关管的电流应力和开通关断损耗增加,因此逆变桥侧滤波电感一般会选择适合参数使电流纹波尽可能小。因此逆变桥侧滤波电感  $L_1$  的取值范围为

$$L_1\geqslant L_{\min}=\frac{\sqrt{3}u_g^2}{4\lambda Pf_s}\tag{8}$$

其中:  $\lambda$  为电流纹波系数;  $P$  为逆变器的功率;  $f_s$  为开关管频率。在选定  $L_1$  后,可以根据公式来确定  $L_2$  值。

滤波电容  $C$  越大,产生的容性无功功率就越大,导致逆变桥侧流过的电流增大,同时开关管损耗也会增加,但滤波电容太小会导致滤波效果不足。因此要减少由于滤波电容所带来的无功功率同时保证滤波效果,根据规定,电容的无功功率占比一般要小于输出有功功率的 5%<sup>[10]</sup>,则其滤波电容  $C$  的取值范围为

$$C=\frac{5\%P_1}{2\pi f_0u_g^2}\tag{9}$$

其中,  $P_1$  为 LCL 型逆变器单相输出功率。

由于 LCL 滤波器具有谐振尖峰,为了避免谐振频率与其他频率之间相互影响, LCL 滤波器的谐振频率被限制在电网频率和开关频率之间,其表达式为公式(10),最后设计  $L_1L_2C$  值满足公式(7)~(10)即可。

$$10f_0<\sqrt{\frac{L_1+L_2}{L_1L_2C}}<0.5f_s\tag{10}$$

4 仿真分析与实验验证

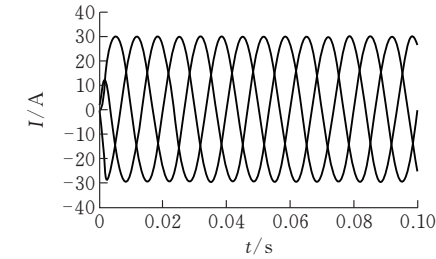
4.1 并网逆变器仿真验证

利用 Matlab 搭建并网三相 LCL 型逆变电路的仿真模型,控制策略采用并网电流与部分电容电流组合的电流环反馈抑制 LCL 滤波器的谐振尖峰,并采用多重 PR 控制来跟踪并网逆变器输出电流参考值。三相 LCL 型逆变电路各仿真参数见表 1,给定并网有功电流参考值为 30A,无功电流参考值为 0A,分别在静止  $\alpha\beta$  坐标系下采用 PR 控制与基于有源阻尼的多重 PR 控制策略进行仿真与分析。

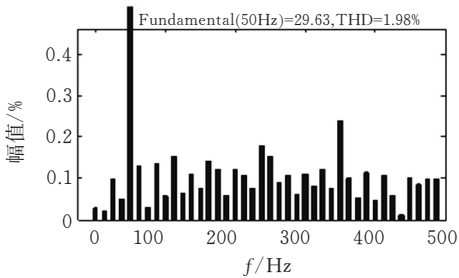
表 1 三相 LCL 型逆变电路参数

参数名称	符号	参数值
输入直流电压	$V_{dc}$	650 V
直流侧滤波电容	$C_1$	300 $\mu\text{F}$
并网电压	$V_g$	220 V
电网频率	$f_0$	50 Hz
逆变侧电感	$L_1$	2.2 mH
网侧电感	$L_2$	0.5 mH
滤波电容	$C$	5.5 $\mu\text{F}$
开关频率	$f_s$	5 kHz

如图 4 所示,图 4a 为 LCL 型并网逆变器在纯 PR 控制下三相并网电流的波形,图 4b 为输出电流的谐波分析,可以发现虽然并网电流能快速稳定在给定参考值处,但由于 LCL 型滤波器谐振尖峰导致高频电流纹波大,而且在基波频率的 3、5、7 次谐波含量相对较高。



(a)三相并网电流波形



(b)FFT 分析

图 4 纯 PR 控制下三相并网电流的波形与 FFT 分析

图 5a 为并网逆变器基于电流环反馈的多重 PR 控制下三相并网电流波形图,图 5b 为输出电流的谐波分析,由于电流环反馈补偿消除了 LCL 型滤波器

的谐振尖峰,从而减少并网电流高频谐振纹波,对比图 4b 和图 5b 可知:多重 PR 控制对电网电流 3、5、7 次谐波有一定抑制效果,而且并网电流的总谐波失真 THD 也相应降低。

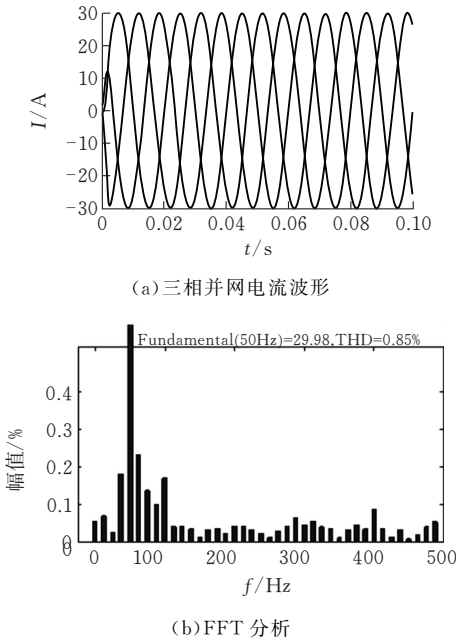


图 5 基于单电流环反馈多重 PR 控制的三相并网电流波形与 FFT 分析

4.2 实验结果

为了验证并网逆变器控制方法的可行性,依据仿真并网逆变器参数,搭建了小功率的实验平台,并在实验平台上进行并网实验。并网电压与电流波形如图 6,电网电压和电流同频同相,并网系统能稳定运行。

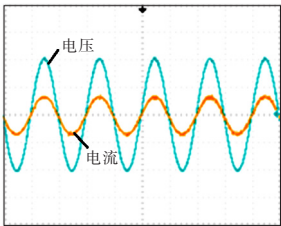


图 6 并网电压波形和电流波形

5 结论

由于 LCL 型滤波器谐振尖峰和并网电流谐波含量的问题,为保证系统跟踪精度和电能质量,采用

并网电流与电容电流组合反馈的有源阻尼法来抑制谐振尖峰影响,并利用多重谐振控制器解决并网电流低次谐波含量较高的问题,提升了电网电流控制的准确性和稳定性,虽然该控制相比传统控制器更加复杂,但通过合适程序依然可以实现控制,具有一定的实用性。通过对三相 LCL 型逆变电路理论分析,设计了逆变电路参数,在 Matlab 上证明了控制算法的有效性,并搭建小功率实验平台验证。

[参 考 文 献]

[1] 黄挚雄,徐保友,沈玲菲,等. LCL 并网逆变器新型电流双闭环控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2012(17):7-11.

[2] 张宁云. LCL 型单相光伏并网逆变器电流控制与有源阻尼控制技术研究[D]. 上海:上海交通大学,2015.

[3] 李坤.基于 LCL 滤波的光伏并网逆变器研究[D]. 武汉:湖北工业大学,2019.

[4] 阮新波. LCL 型并网逆变器的控制技术[M]. 北京:科学出版社,2015.

[5] 陈荣,王虎. 单相 LCL 型光伏逆变器新型控制方法研究[J]. 信息技术,2019(8):116-120.

[6] Shen G, Xu D, Cao L, et al. An Improved Control Strategy for Grid-Connected Voltage Source Inverters With an LCL Filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(4):1899-1906.

[7] Shi Yong, Su Jianhui. An active damping method based on PR control for LCL Filter based Grid Connected Inverters[C]//Hangzhou: Yang H, Hua L, Lv Y, et al. 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2014:944-948.

[8] Yang H, Lin H, Lv Y, et al. A multi-resonant PR inner current controller design for reversible PWM rectifier[C]// Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE. IEEE, 2013.

[9] 丁茂桃,郑连清,王学亮. 三相电压型 PWM 整流器 LCL 滤波器优化设计[J]. 低压电器,2011(17):47-51.

[10] 张勇.分布式发电系统中的 LCL 滤波器性能分析和设计[J]. 电力电容器与无功补偿,2013,34(6):29-32.