

[文章编号] 1003-4684(2021)04-0022-05

# 三相 LCL 型并网逆变器有源阻尼与无源控制

谢建林

(湖北工业大学电气与电子工程学院,湖北 武汉 430068)

[摘 要] 基于传统控制器的逆变系统有着输出电能质量不佳的问题,把无源控制(PBC)理论用于三相 LCL 型并网逆变器控制器的设计,改善了系统输出电能质量。建立了基于哈密尔顿系统数学模型,并用串联陷波器的方式对系统谐振尖峰进行抑制,使系统输出电流 THD 在 0.5% 以下,满足并网要求。仿真结果验证了方案的可行性。

[关键词] 并网逆变器; 无源控制器; 有源阻尼; 弱电网

[中图分类号] TM464 [文献标识码] A

谐振问题<sup>[1]</sup>是因为逆变器系统阻尼不够造成的,需要增加系统阻尼来解决该问题。目前阻尼的方式分为无源阻尼和有源阻尼 2 类。无源阻尼由于在电容支路串联的电阻会增加系统额外功耗从而减低系统效率。有源阻尼法则通过算法来增加系统阻尼,不会有额外功耗。比较常用的有源阻尼方式有:文献[2]提出的基于电容电流反馈控制来实现阻尼的方法,文献[3]提出的电容电压反馈的阻尼方式,上述方法虽然能解决系统阻尼问题,但不可避免的需要增加传感器,致使系统成本提高。

对于电网电流的线性控制策略,如比例积分(PID)控制器<sup>[4]</sup>、比例谐振(PR)控制器<sup>[5]</sup>、重复控制<sup>[6]</sup>、预测控制<sup>[7]</sup>。和非线性控制,如滞环控制<sup>[8]</sup>、滑模控制(SMC)<sup>[9]</sup>、神经网络等<sup>[10]</sup>,上述方法基于经典控制理论的传递函数的角度来分析问题,鲁棒性不强。近年来兴起的无源控制策略从系统能量的角度出发,使系统的鲁棒性得到提高而被广泛应用到光伏系统中来<sup>[11-13]</sup>。

本文在已有的研究基础上建立了 LCL 型并网逆变器的 PCHD 数学模型,然后采用陷波器的阻尼方式设计了无源控制器,并验证了系统在期望平衡点处的稳定性。在 MATLAB/SIMULINK 中搭建了 LCL 型并网逆变器 PCHD 数学模型分析仿真波形,通过仿真波形验证了系统的可行性。

## 1 三相 LCL 型并网逆变器数学模型

三相 LCL 型并网逆变器的拓扑图如图 1 所示。其中  $U_{dc}$  为直流侧电压源;  $D_1 \sim D_6$  为 6 个 IGBT 开关管;  $S_1 \sim S_3$  为上桥臂驱动信号,  $S_4 \sim S_6$  为下

桥臂驱动信号;  $L_1$ 、 $L_2$  分别为逆变侧和电网侧的电感;  $R_1$ 、 $R_2$  分别为逆变侧和电网侧的电阻;  $C$  为滤波电容;因实际中分布式电源和电网存在一定输送距离,其中线路的等效电阻电感分别用  $R_g$  和  $L_g$  代替。 $i_{1a}$ 、 $i_{1b}$ 、 $i_{1c}$  为逆变侧电流;  $U_{ca}$ 、 $U_{cb}$ 、 $U_{cc}$  为滤波电容两端电压;  $i_{ca}$ 、 $i_{cb}$ 、 $i_{cc}$  为流过滤波电容的电流;  $i_{2a}$ 、 $i_{2b}$ 、 $i_{2c}$  为电网侧电流;  $U_{ea}$ 、 $U_{eb}$ 、 $U_{ec}$  为电网侧三相电压。

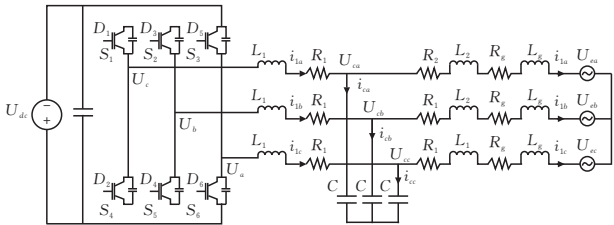


图 1 三相 LCL 型逆变器拓扑图

根据基尔霍夫电压定律 KVL 和基尔霍夫电压定律, KVL 可得到三相 LCL 型并网逆变器在 abc 坐标系下的数学模型:

$$\begin{cases} L_1 \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{pmatrix} = U_{dc} \begin{pmatrix} S_1 - \frac{1}{3} \sum_{j=1,2,3} S_j \\ S_2 - \frac{1}{3} \sum_{j=1,2,3} S_j \\ S_3 - \frac{1}{3} \sum_{j=1,2,3} S_j \end{pmatrix} - R_1 \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} U_{ca} \\ U_{cb} \\ U_{cc} \end{pmatrix} \\ (L_2 + L_g) \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_{ca} \\ U_{cb} \\ U_{cc} \end{pmatrix} - (R_2 + R_g) \begin{pmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} U_{ea} \\ U_{eb} \\ U_{ec} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} U_{ca} \\ U_{cb} \\ U_{cc} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{pmatrix} = C \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} U_{ca} \\ U_{cb} \\ U_{cc} \end{pmatrix} \end{cases}$$

(1)

[收稿日期] 2021-06-01

[第一作者] 谢建林(1996-), 男, 湖北武汉人, 湖北工业大学硕士研究生, 研究方向为电力电子

式(1)中  $S_1, S_2, S_3$  为逆变器开关函数,  $S_j$  定义为单极性二值逻辑函数  $S_j (j = 1, 2, 3) = 1$  时, 上桥臂导通, 下桥臂关断;  $S_j (j = 1, 2, 3) = 0$  时, 下桥臂导通, 上桥臂关断。

为了方便对无源控制器的设计, 将式(1)转化到  $dq$  轴中可得:

$$\begin{cases} L_1 \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_d \\ S_q \end{pmatrix} U_{dc} - R_1 \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} U_{cd} \\ U_{cq} \end{pmatrix} + \\ L_1 \begin{pmatrix} \omega i_{1q} \\ -\omega i_{1d} \end{pmatrix} (L_2 + L_g) \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{pmatrix} = \\ \begin{pmatrix} U_{cd} \\ U_{cq} \end{pmatrix} - (R_2 + R_g) \begin{pmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} U_{ed} \\ U_{eq} \end{pmatrix} + \\ (L_2 + L_g) \begin{pmatrix} \omega i_{2q} \\ -\omega i_{2d} \end{pmatrix} \\ C \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} U_{cd} \\ U_{cq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{pmatrix} + C \begin{pmatrix} \omega U_{cq} \\ -\omega U_{cd} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (2)$$

上式中:  $S_d, S_q$  是开关函数在  $dq$  轴上的分量。

将式(2)写成:

$$\begin{cases} \dot{x} = [J(x) - R(x)] \frac{\partial H(x)}{\partial x} + g(x)u \\ y = g^T(x) \frac{\partial H(x)}{\partial x} \end{cases} \quad (3)$$

式(3)中:  $J(x)$  为系统内部结构矩阵;  $R(x)$  为系统耗散矩阵, 体现了系统的耗散特性;  $g(x)$  为系统内外部互联矩阵, 表明了系统内外部互联情况,  $H(x)$  为系统哈密顿函数, 反映系统储能元件中的能量。即:

$$\begin{aligned} x &= [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5 \ x_6]^T = \\ &[L_1 i_{1d} \ L_1 i_{1q} \ L_2 i_{2d} \ L_2 i_{2q} \ C u_{cd} \ C u_{cq}]^T \\ R(x) &= \text{diag}\{R_1 \ R_1 \ R_2 + R_g \ R_2 + R_g \ 0 \ 0\} \\ J(x) &= \begin{pmatrix} 0 & \omega L_1 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ -\omega L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & \omega(L_2 + L_g) & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega(L_2 + L_g) & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & \omega C \\ 0 & 1 & 0 & -1 & -\omega C & 0 \end{pmatrix} \\ u &= \begin{pmatrix} s_d U_{dc} \\ s_q U_{dc} \\ -U_{sd} \\ -U_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \\ g(x) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \\ H(x) &= \frac{x_1^2 + x_2^2}{2L_1} + \frac{x_3^2 + x_4^2}{2(L_2 + L_g)} + \frac{x_5^2 + x_6^2}{2C} \end{aligned}$$

## 2 LCL 型并网逆变器无源控制器设计

### 2.1 系统无源性

定义逆变系统的输出为:

$$y = g^T(x) \frac{\partial H(x)}{\partial x} \quad (4)$$

则有耗散不等式(5)成立。

$$\begin{aligned} &\frac{dH[x(t)]}{dt} \\ &= u^T(t)y(t) - \frac{\partial^T H[x(t)]}{\partial x} R[x(t)] \frac{\partial^T H[x(t)]}{\partial x} \\ &\leq u^T(t)y(t) \end{aligned} \quad (5)$$

这说明逆变系统能量的增长速度总是小于外部注入到系统能量的供给率, 即 LCL 并网逆变系统是个无源系统, 允许对无源控制器进行研究设计。

### 2.2 控制器设计

IDA-PBC 的控制思路为: 确定一个控制率使得系统的闭环 PCHD 模型为:

$$\dot{x} = [J_d(x) - R_d(x)] \frac{\partial H_d(x)}{\partial x}$$

其中

$$J_d(x) = J_a(x) + J(x), R_d(x) = R_a(x) + R(x), H_d(x) = H_a(x) + H(x)$$

这里引入一个向量  $K(x) = \partial H_a(x) / \partial x$ , 且  $K(x)$  满足可积性:

$$\frac{\partial K(x)}{\partial x} = \left( \frac{\partial K(x)}{\partial x} \right)^T$$

在平衡点处有:

$$K(x^*) = - \frac{\partial H(x^*)}{\partial x}$$

Lyapunov 稳定性为:

$$\frac{\partial K(x^*)}{\partial x} > - \frac{\partial^2 H(x^*)}{\partial x^2}$$

使得:

$$\begin{aligned} &g(x)u + [J(x) - R(x)] \frac{\partial H(x)}{\partial x} \\ &= [J_d(x) - R_d(x)] \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)中  $R_d(x) = R_d^T(x)$ 。得到系统的无源控制率

$$\begin{aligned} u &= g^{-1}(x) [J_d(x) - R_d(x)] \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} - \\ &g^{-1}(x) [J(x) - R(x)] \frac{\partial H(x)}{\partial x} \end{aligned} \quad (7)$$

选择控制律为公式(7), 取  $J_a(x) = 0, R_a(x) = \text{diag}\{r_1 \ r_2 \ r_3 \ r_4 \ r_5 \ r_6\}$ 。为了确定期望平衡点, 选取并网侧电流进行直接控制, 使得  $x_3 \rightarrow x_3^*, x_4 \rightarrow x_4^*$ , 并通过数学模型求出  $x_1, x_2, x_5, x_6$  随  $x_3, x_4$  的渐进跟踪参考值, 最终实现  $x \rightarrow x^*$ 。

得到系统状态变量参考值:

$$\begin{cases} x_5^* = C \left[ (R_2 + R_g + r_3) \frac{x_3^*}{L_2 + L_g} - r_3 \frac{x_3}{L_2 + L_g} + U_{sd} - \omega x_4^* \right] \\ x_6^* = C \left[ (R_2 + R_g + r_4) \frac{x_4^*}{L_2 + L_g} - r_4 \frac{x_4}{L_2 + L_g} + U_{sq} + \omega x_3^* \right] \\ x_1^* = L_1 \left[ \frac{x_3^*}{L_2 + L_g} + \frac{r_5}{C} (x_5^* - x_5) - \omega x_6^* \right] \\ x_2^* = L_1 \left[ \frac{x_4^*}{L_2 + L_g} + \frac{r_6}{C} (x_6^* - x_6) + \omega x_5^* \right] \end{cases} \quad (8)$$

将式(8)带入系统控制方程可以得到系统控制率为：

$$\begin{cases} s_d = \frac{(R_1 + r_1) i_{1d}^* - \omega L_1 i_{1q}^* + U_{cd}^* - r_1 i_{1d}}{U_{dc}} \\ s_q = \frac{(R_1 + r_2) i_{1q}^* + \omega L_1 i_{1d}^* + U_{cd}^* - r_2 i_{1q}}{U_{dc}} \end{cases} \quad (9)$$

弱电网下三相 LCL 并网逆变器无源控制器框图见图 2。

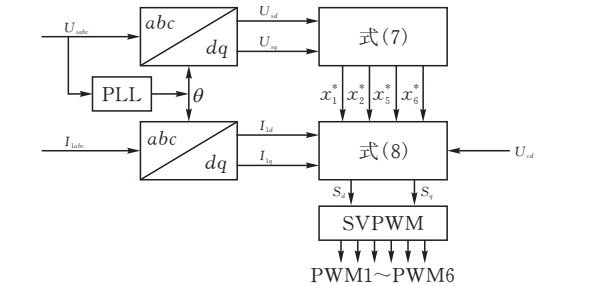


图 2 弱电网下无源控制器结构

根据上述控制律,得到基于无源控制器的系统结构框图(图 3)。

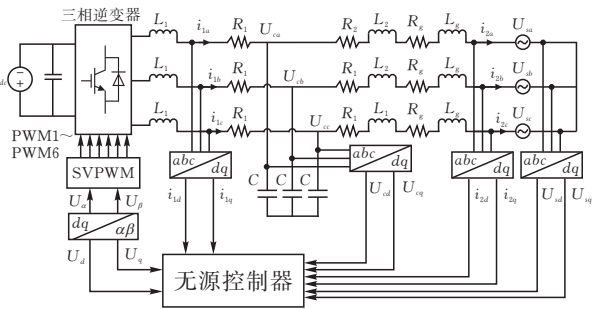


图 3 弱电网下无源控制逆变器结构框图

3 仿真实验研究

LCL 型滤波器会产生一定的谐振尖峰,从而对输入电网电流的质量产生很大影响。从文献[11]可得知,简单的无源控制器虽然可以满足电网低次谐波要求,但在高频段没有对谐振尖峰起到很好的抑制作用,所以需要在无源控制器的基础上通过增加合适阻尼方法来效抑制 LCL 滤波器产生的谐波尖峰,从而优化逆变器的性能。

阻尼方式一般分为两种,一种是无源阻尼法,另一种是有源阻尼法。无源阻尼法相对较简单,不需要额外的传感器,只需要在 LCL 滤波器的三条支路中串联或并联电容。

滤波电容支路串联阻尼电阻的无源阻尼法与无源控制结合后的系统期望平衡方程如式(10)所示。

$$\begin{cases} x_5^* = C \left[ (R_2 + R_g + r_3) \frac{x_3^*}{L_2 + L_g} - r_3 \frac{x_3}{L_2 + L_g} + U_{sd} - \omega x_4^* \right] \\ x_6^* = C \left[ (R_2 + R_g + r_4) \frac{x_4^*}{L_2 + L_g} - r_4 \frac{x_4}{L_2 + L_g} + U_{sq} + \omega x_3^* \right] \\ x_1^* = L_1 \left[ \frac{x_3^*}{L_2 + L_g} + \frac{r_5}{C} (x_5^* - x_5) - \omega x_6^* \right] \\ x_2^* = L_1 \left[ \frac{x_4^*}{L_2 + L_g} + \frac{r_6}{C} (x_6^* - x_6) + \omega x_5^* \right] \end{cases} \quad (10)$$

结合所选的控制律,并在滤波器电容支路串联电阻可得基于无源阻尼与无源控制的逆变器系统结构框图(图 4)。

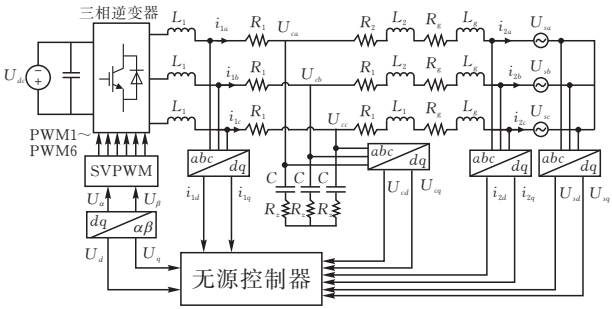
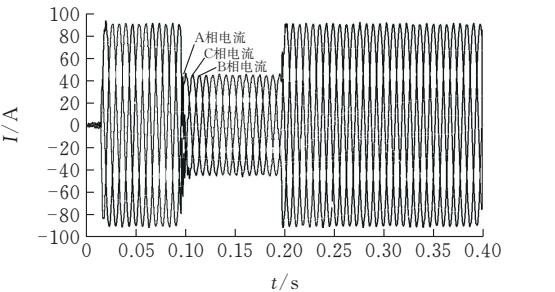


图 4 无源控制与无源阻尼法的逆变器结构框图

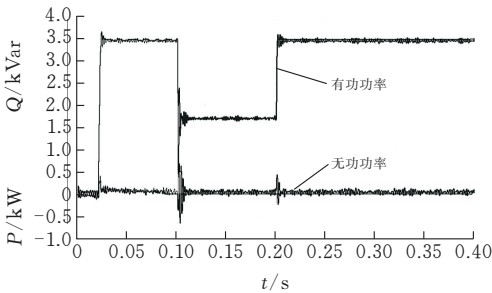
在简单无源控制器的基础上,选取新增阻尼电阻  $R_z=1\Omega$ ,逆变侧电感  $L_1=1.5\text{ mH}$ ,并网侧电感  $L_2=0.5\text{ mH}$ ,并网侧等效电阻  $R_2=0.05\Omega$ ,滤波电容  $C=50\text{ }\mu\text{F}$ ,电网等效电阻  $R_g=0.05\Omega$ ,电网电阻电感  $L_g=2\text{ mH}$ 。在 MATLAB/SIMULINK 中建立了系统模型,取阻尼系数  $r_1=100;r_2=100;r_3=r_4=r_5=r_6=0.1$ 。为了模拟实际工程中突减工况观察系统动态响应过程,将控制有功电流  $i_{2d}$  在开机后直接上升到  $90\text{ A}$ ,然后在  $0.10\text{ s}$  后降低  $45\text{ A}$ 。为了模拟系统的突增工况,将控制有功电流  $i_{2d}$  在  $0.1\text{ s}$  后从  $45\text{ A}$  升至开机时的  $90\text{ A}$ 。这样做的目的是为了能够更加方便地进行整个动态响应过程的观察。仿真波形见图 5。

其中图 5a 为并网电流波形,从图中可以看出,加入无源阻尼法后的无源控制系统的输出并网电流波形畸变很小,且电流跟随很快。

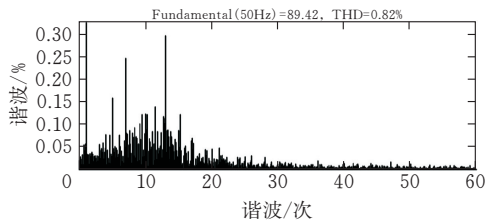


(a) 并网电流波形

如图 5b 所示为系统并网功率因数,从图中可以看出有功功率因素和无功功率因素都较高。图 5c 并网电流输出基频值为 89.42A,总 THD 为 0.82%。



(b) 并网有功与无功功率



(c) 并网电流 THD

图 5 无源阻尼与无源控制系统仿真

由于阻尼电阻的存在,该方法只适用于低频段,并会额外增加系统的损耗。有缘阻尼法的方法有很多种,本质都是通过算法来增加系统的阻尼,从而达到抑制谐波尖峰的目的,但由于电容电流比列反馈和一些其他有源阻尼方式都需要增加传感器,导致系统响应有一定延迟。因此,经过对比,在不额外增加传感器的情况下,利用陷波器的陷波特性也能对高频段谐波起到很好的抑制效果。

为了验证陷波器阻尼法的有效性,先对陷波器的特性进行分析。陷波器的传递函数为:

$$G_{\text{trap}}(s) = \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \tag{11}$$

其中  $\xi$  为陷波器的阻尼系数,  $\omega_n$  为陷波器反向谐振角频率。从式(11)可得知陷波器会在频率为  $\omega_n$  处产生一个反向尖峰,而在其他处的增益为 0,加入陷波器后的系统伯德图见图 6。因此,加入陷波器后陷波器的反向尖峰可以抵消系统频率处的正向尖峰,达到抑制谐振尖峰的效果。

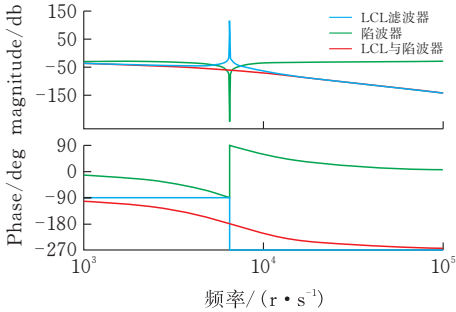


图 6 加入陷波器后系统伯德图

根据前文中的参数可以计算得到陷波器的反向谐振角频率  $\omega_n$  为:

$$\omega_n \approx \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + L_g}{L_1(L_2 + L_g)C}} \approx 6474 \text{ rad/s}$$

令  $\omega_n = \omega_r = 6474 \text{ rad/s}$ ,  $\xi = 0.7$ ,陷波器传递函数为:

$$G_{\text{trap}}(s) = \frac{s^2 + 6474^2}{s^2 + 2 \times 0.7 \times 6474s + 6474^2}$$

下面将陷波器串联到无源控制器后对系统进行仿真分析。

如果使用陷波器有源阻尼法,那么需将无源控制器后变换到  $\alpha\beta$  轴中才能实现对特定频率进行谐波尖峰抑制,系统的控制框图变为图 7。

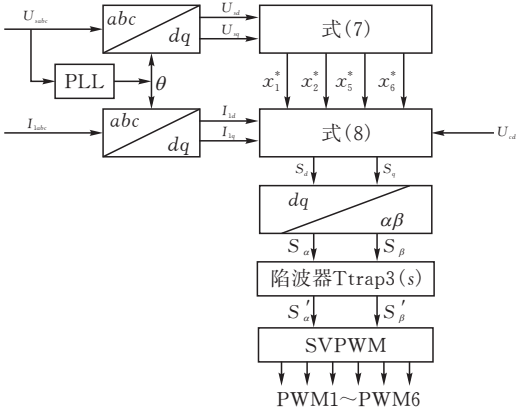


图 7 陷波器有源阻尼与无源控制器框图

陷波器有源阻尼与无源控制器下的逆变器结构见图 8。在 MATLAB/SIMULINK 中建立的系统模型得到系统仿真结果见图 9。系统功率因数满足要求,其无论是在额定负载或者是半载的情况下,都有较高的功率因素(图 9a)。系统在各频段有较低的谐波含有率,THD 为 0.44%(图 9b)。

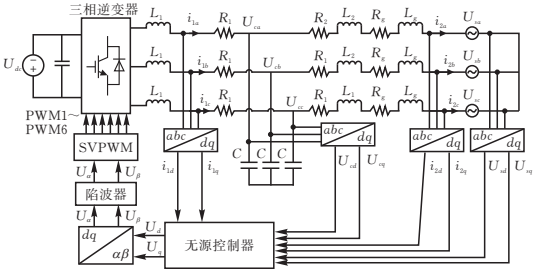
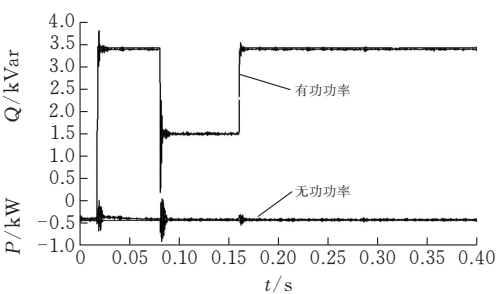
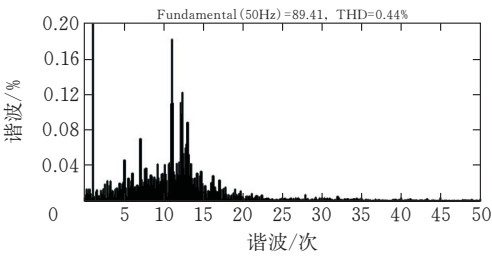


图 8 陷波器有源阻尼逆变器结构框图



(a) 并网有功功率和无功功率



(b)并网电流 THD  
图 9 陷波器有源阻尼仿真

4 结论

文章对 LCL 型并网逆变器的数学模型进行分析,建立了基于 PCHD 系统数学模型,并进行了无源控制器的设计,但系统用简单的无源控制器输出高频段波形并不理想,为了优化系统并入电网的波形提出加入合适的阻尼方式,为了减低系统成本,本文决定选取陷波器有源阻尼法。加入陷波器后的 LCL 型并网逆变器系统输出波形稳定,满足并网国家标准。

[ 参 考 文 献 ]

[1] 王静. 弱电网阻抗对微电网运行特性影响的研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2015.

[2] 李圣清,张威威.电容电流反馈的 LCL 滤波器网压前馈控制研究[J].电力电子技术,2019,53(2):51-53+69.

[3] 陆康,刁倩.有源滤波器在不同网络中的应用分析[J].电力系统保护与控制,2015,43(3):143-149.

[4] 贺子航,覃发梧.基于比例积分抑制 LCL 滤波电路谐振的方法研究[J].电气开关,2019,57(3):42-45.

[5] 王金强,王思华.LCL 型三相光伏并网逆变器新型控制策略研究[J].电测与仪表,2018,55(6):16-22+29.

[6] 杨兴武,王楠楠,陈磊,等.弱电网下 LCL 型并网逆变器鲁棒重复控制策略[J].电力电子技术,2018,52(10):15-18.

[7] 张晓,谭力,鲜嘉恒,张辉.LCL 并网逆变器预测电流控制算法[J].电工技术学报,2019,34(S1):189-201.

[8] 王瑜,于虹,谭丹等.基于滞环控制的 LCL 滤波器设计[J].电力电子技术,2017,51(5):65-67.

[9] 姜雅飞.三相 LCL 型并网变换器滑模变控制系统设计[J].电力电子技术,2018,52(12):112-114.

[10] 聂晓艺. 单相 LCL 型光伏并网微逆变器的控制技术研究[D].南昌:南昌大学,2018.

[11] 张林峰. 无源控制理论在 LCL 型并网逆变器中的应用[D]. 广西:广西大学,2019.

[12]曾正, 杨欢, 赵荣祥,等. 基于无源哈密尔顿系统理论的 LC 滤波并网逆变器控制[J]. 电网技术, 2012, 36(4):207-212.

[13] 高善诚,廖冬初,陈俊,等.有源阻尼与无源控制的弱电网下 LCL 并网逆变器[J/OL].电力系统及其自动化学报:1-8[2020-06-28].<https://doi.org/10.19635/j.cnki.csu-epsa.000331>.

[14] 钟诚,程婷婷,王建.电流型 PWM 整流器自适应陷波器有源阻尼控制策略[J].电气传动,2019,49(12):33-37.

**Active Damping and Passive Control of Three Phase LCL Grid Connected Inverter**

XIE Jianlin

(School of Electrical and Electronic Engin., Hubei Univ. of Tech., Wuhan 430068, China)

**Abstract:** The inverter system based on the traditional controller has the problem of poor output power quality. The article applies the passive control (PBC) theory to the design of the three-phase LCL grid-connected inverter controller to improve the output power quality of the system. The article establishes a mathematical model based on the Hamiltonian system, and uses a series notch filter to suppress the system resonance spike, so that the system output current THD is below 0.5%, which meets the grid connection requirements. The simulation results verify the feasibility of the scheme.

**Keywords:** grid connected inverter; Passive controller; Active damping; Weak current network

[责任编辑: 张岩芳]