

DOI: 10.7667/PSPC171362

基于改进无差拍光伏并网谐振抑制研究

葛乐¹, 顾佳易¹, 王存平², 史明明³, 黄仁乐²

(1. 南京工程学院电力工程学院, 江苏 南京 211167; 2. 国网北京市电力公司, 北京 100031;
3. 江苏省电力公司电力科学研究院, 江苏 南京 211103)

摘要: 分布式光伏接入配电网会产生谐波, 易引发系统谐振, 危害配电网可靠运行。为解决这一问题, 建立并网逆变器等效模型, 分析其产生谐振机理。在此基础上, 为提高谐振抑制效果, 提出一种改进无差拍控制策略, 通过预测 $k+2$ 时刻采样电流, 解决了传统无差拍控制延时以及电流闭环控制响应性差等问题。然后将其与虚拟谐波阻抗法结合, 重塑逆变器自身输出阻抗, 破坏谐振形成条件。通过系统实验验证, 表明了所提方法对抑制谐振的有效性。

关键词: 分布式光伏; 等效模型; 谐振机理; 无差拍控制; 虚拟谐波阻抗法

Research on resonance suppression based on improved deadbeat grid-connected photovoltaic

GE Le¹, GU Jiayi¹, WANG Cunping², SHI Mingming³, HUANG Renle²

(1. School of Electrical Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China;
2. State Grid Beijing Electric Power Company, Beijing 100031, China;
3. Jiangsu Electric Power Company Research Institute, Nanjing 211103, China)

Abstract: Large harmonics can be generated when distributed PV is connected to distribution network, initiating system resonance and damaging distribution network operation. To solve this problem, this paper establishes grid inverter equivalent model and analyzes the causes of resonance. On this basis, an improved deadbeat control strategy is proposed to improve the harmonic suppression effect. By predicting $k+2$ sampling current, it overcomes the shortcomings of the traditional deadbeat control delay and the poor response of the current closed-loop control. Then, it combines with the virtual harmonic impedance method, increases the output current bandwidth, reshapes the output impedance of the inverter, and destroys the resonant forming condition. Through system experiment verification, the results show that the method is effective to inhibit resonance.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51707089), Science and Technology Project of Headquarter of State Grid Corporation of China (No. 52020116000D) and Science and Technology Project of State Grid Jiangsu Electric Power Company (No. J2017038).

Key words: distributed PV; equivalent model; harmonic mechanism; deadbeat control; virtual harmonic impedance method

0 引言

在能源危机和环境污染的双重挑战下, 大力发展分布式光伏能源成为世界各国的共识^[1]。然而, 伴随着光伏渗透率的不断提高, 分布式光伏

并网系统会对配电网电能质量产生不利影响, 包括并网点电压的畸变、电流谐波注入、三相不平衡等^[2-3]。鉴于 L 或 LC 滤波效果不足, LCL 被更多地应用于并网逆变器中, 其对于逆变器输出电流高频段谐波具有更好的抑制作用^[4]。然而, LCL 作为欠阻尼三阶系统, 逆变器的运行与控制会因其谐振而受到影响^[5]。另一方面, 由于分布式光伏并网系统中含有大量逆变器, 逆变器与逆变器、逆变器与电网之间的交互耦合引发配电网的

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51707089); 国家电网公司总部科技项目资助(52020116000D); 国网江苏省电力公司科技项目资助(J2017038)

串并联谐振, 对配电网安全稳定运行造成严重影响[6-7]。

对分布式光伏并网系统谐振原因及解决手段, 已有学者展开相关研究。文献[8-9]提出一种有源阻尼器及其控制方案, 在公共并网点引入一台小容量高开关频率逆变器, 向电网注入虚拟电阻、电导, 重塑电网阻抗, 使得逆变器输出阻抗与电网阻抗无法产生交点, 有效抑制系统谐振。但是, 上述需要加装额外的电力设备, 即增加了一次投入, 也增加了系统运行损耗[10]。抑制系统谐振的另一种思路是改变逆变器自身输出阻抗。文献[11]从闭环模型的角度分析了多逆变器和电网之间的谐波谐振机理, 提出有源谐波电导法抑制谐振的发生。考虑谐振频率特性, 其采取的电流闭环控制策略动态响应性较差, 无法有效抑制系统谐振。区别于上述电流闭环控制, 无差拍控制可增加电流带宽, 提高谐振抑制效果。文献[12]采用无差拍控制对系统谐振进行抑制, 但其结合状态观测器进行系统设计, 控制算法过于复杂, 很难在实际系统中实现。文献[13]将外推多项式法与无差拍结合, 但该算法预测准确性取决于所取阶数, 所取阶数足够大时, 预测才够精确, 因此计算量过于庞大。文献[14]提出一种基于重复预测的无差拍电流控制, 但负载突变时, 指令信号会有较大波动, 稳定性较差。

本文为提高谐振抑制效果, 提出一种改进无差拍控制策略, 通过预测 $k+2$ 时刻采样电流, 实现电流无静差跟踪。在抑制谐振环节, 将其与虚拟谐波阻抗法相结合, 重塑逆变器自身阻抗, 破坏谐振形成条件。最后通过系统实验, 验证了所提策略的有效性。

1 光伏并网模型与谐振机理分析

1.1 光伏并网模型

分布式光伏电站采用的并网逆变器电路结构和参数一般不相同, 但本文 2.3 节中所提抑制谐振策略与逆变器的电路结构和参数无关。由于上述策略提取的谐波是通过检测公共并网点电压得到的, 而不是滤波电容电压, 所以滤波器的结构也不会影响谐振抑制的效果。因此本节以 LCL 型并网逆变器的模型及拓扑结构进行说明。图 1 所示为具有三阶 LCL 滤波器的光伏并网系统等效电

路。图中, L_{1j} 、 L_{2j} 和 C_{fj} ($j=1,2,3,4,5,\dots,n$) 分别为逆变器 j 的逆变器侧电感、网侧电感和滤波电容; Z_g 为电网阻抗, 主要包括升压变压器漏感抗和输电线路等效电阻和电抗, 由于输电线路电阻远小于电抗, 本文中只考虑输电线路感性分量, 记 $Z_g=L_g$ 。 u_{kj} 、 i_{kj} 和 i_{skj} ($k=a,b,c$) 分别为逆变器 j 的逆变器输出电压、输出电流和并网电流; u_{pcck} 、 u_{gk} 、 i_{sk} ($k=a,b,c$) 分别为公共并网点电压、电网电压和并网总电流[15]。

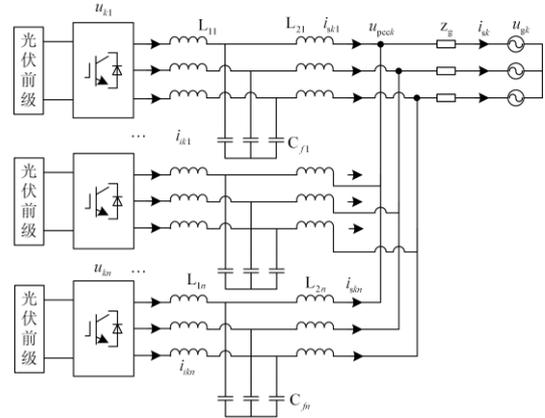


图 1 光伏并网系统等效电路

Fig. 1 Equivalent circuit of photovoltaic grid-connected system

分布式并网系统中单机逆变器控制结构如图 2 所示。图 2 中, 最大功率点跟踪由前级电路 DC/DC 变换器实现。其后级逆变电路控制中采用 Park 变换: $T_{abc/dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta+2\pi/3) \end{bmatrix}$, 其逆变换为 $T_{dq/abc} = T_{dq/abc}^{-1} = T_{dq/abc}^T$, 电流控制采用 PI 控制器, 实现对逆变器侧三相电流反馈调节。

1.2 谐振机理分析

单机并网逆变器结构如图 2 所示。由于上述系统在并网模式下, 逆变器可视为一个受控电流源, 因此从 U_{pcc} 处看进去, 系统可简化为一个诺顿等效电路, 由一个电流源 i_o 和并联阻抗 z_o (逆变器输出阻抗) 构成, 如图 3 所示。而电网如图 1 所示, 可等效为电网电压 u_g 和阻抗 z_g (电网阻抗)。

当上述系统由于非线性因素引起的谐波电流 i_{on} 频率等于或接近阻抗网络的并联谐振频率时, 网络会发生并联谐振或准谐振, 如图 4 所示。另一种情况是由电网电压畸变引起的, 当谐波电压频率等于或接近阻抗网络的串联谐振频率时, 也会发生串联谐振或准谐振, 如图 5 所示。

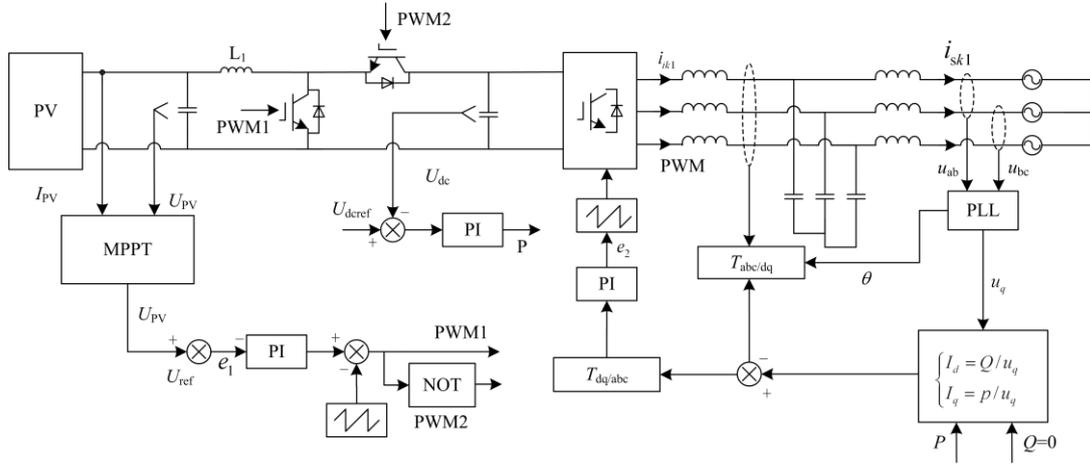


图2 单机并网逆变器控制框图

Fig. 2 Block diagram of single grid inverter control

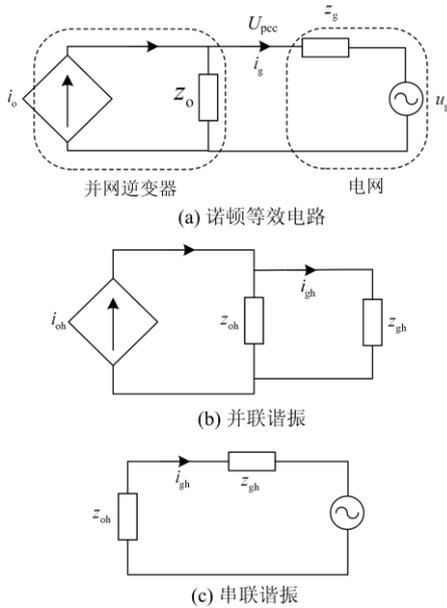


图3 诺顿等效电路和谐振机理

Fig. 3 Norton equivalent circuit and resonance principle

从谐振频率公式 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 可看出电网感抗

越大，网络谐振频率越低。往往在分布式并网系统中，电网等效感抗一般都较大。在实际应用工程中，由于PWM脉宽调制、逆变器死区、直流电压波动、控制器延时等原因并网电流中不可避免地含有较多低次谐波，当这些谐波作用在含有低谐振频率的系统上时，极易引发低频谐振，危害系统运行。为解决上述系统谐振，可以使用改进无差拍(见2.2节)替代图2中传统PI电流控制，增加电流带宽，再将其与虚拟谐波阻抗法(见2.3节)相结合，改变逆变器

输出阻抗，降低系统发生谐振可能性。

2 基于改进无差拍控制的谐振抑制

2.1 传统无差拍控制原理

无差拍电流控制具有开关频率固定、动态响应快和高带宽特性等优点，在实际中得到了广泛的应用。

根据图1可以写出单机并网逆变器在 $\alpha\beta$ 坐标系下的电压回路方程。

$$\begin{cases} u_\alpha = L_{11} \frac{di_{ik1\alpha}}{dt} + L_{21} \frac{di_{sk1\alpha}}{dt} + U_{g\alpha} \\ u_\beta = L_{11} \frac{di_{ik1\beta}}{dt} + L_{21} \frac{di_{sk1\beta}}{dt} + U_{g\beta} \end{cases} \quad (1)$$

将式(1)离散化可得

$$\begin{cases} u_\alpha(k) = L_{11} \frac{i_{ik1\alpha}(k+1) - i_{ik1\alpha}(k)}{T_s} + L_{21} \frac{i_{sk1\alpha}(k+1) - i_{sk1\alpha}(k)}{T_s} + U_{g\alpha}(k) \\ u_\beta(k) = L_{11} \frac{i_{ik1\beta}(k+1) - i_{ik1\beta}(k)}{T_s} + L_{21} \frac{i_{sk1\beta}(k+1) - i_{sk1\beta}(k)}{T_s} + U_{g\beta}(k) \end{cases} \quad (2)$$

式中： $i_{ik1r}(k)$ ($r=\alpha, \beta$)为逆变器输出电流； $i_{sk1r}(k)$ 为逆变器并网电流； $i_{ik1r}(k+1)$ 为下一采样时刻的输出参考电流； $i_{sk1r}(k+1)$ 为下一采样时刻的并网参考电流； T_s 为采样周期。假设在一个周期内实际电流可无静差跟踪参考电流，则得 $i_{ik1r}(k+1) = i_{ik1r}(k)^*$ ， $i_{sk1r}(k+1) = i_{sk1r}(k)^*$ 代入式(2)可得

$$\begin{cases} u_{\alpha}(k) = L_{11} \frac{i_{ik1\alpha}(k)^* - i_{ik1\alpha}(k)}{T_s} + \\ L_{21} \frac{i_{sk1\alpha}(k)^* - i_{sk1\alpha}(k)}{T_s} + U_{g\alpha}(k) \\ u_{\beta}(k) = L_{11} \frac{i_{ik1\beta}(k)^* - i_{ik1\beta}(k)}{T_s} + \\ L_{21} \frac{i_{sk1\beta}(k)^* - i_{sk1\beta}(k)}{T_s} + U_{g\beta}(k) \end{cases} \quad (3)$$

根据式(3), α 轴无差拍电流控制框图如图4所示。其中 $G_{\text{pwm}}(z)$ 是PWM调制环节传递函数, $G_p(z)$ 是被控对象传递函数^[16]。

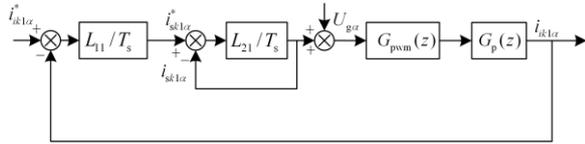


图4 α 轴无差拍电流控制框图

Fig. 4 Block diagram of current loop with deadbeat control of α axis

由图4可以看出, 使用传统无差拍电流控制实际上已经成为了差一拍控制, 无法实现无静差跟踪。而且受限于系统硬件及控制器容量(系统主电路及控制器介绍将在第3节给出)系统采样率不能过高。同时考虑抑制谐振, 需要更高的控制精度及响应速率。因此, 传统无差拍控制已不能满足实际工程应用要求, 需对其进行改进, 提高抑制效果。

2.2 改进无差拍控制

图5是控制延时示意图, 图中在第 k 时刻开始, 系统仍执行的是 $k-1$ 时刻PWM占空比 $D_{(k-1)}$, 而上一时刻的占空比 $D_{(k)}$ 延时 t_d 才输出。为进一步提高无差拍控制精度, 修正由以上原因造成的周期性偏差, 改进算法通过预测第 $k+2$ 时刻的电流, 这样PWM占空比 $D_{(k+1)}$ 可以在第 $k+1$ 时刻提前执行, 实现电流无静差跟踪^[17]。

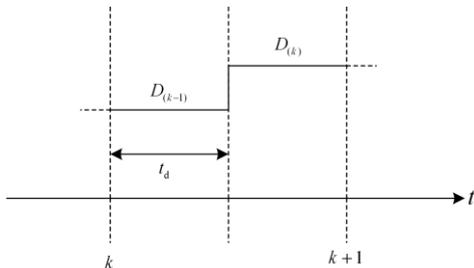


图5 控制延时示意图

Fig. 5 Sketch map of control delay

由式(2)推算下一时刻电流值, 忽略系统电容的影响, 默认电流 $i_{ik1} = i_{sk1} = i$, 则第 $k+2$ 时刻的 α 轴电流采样值为

$$i_{\alpha}(k+2) = (u_{\alpha}(k+1) - U_{g\alpha}(k+1)) \cdot \frac{T_s}{L_{11} + L_{21}} + i_{\alpha}(k+1) \quad (4)$$

根据式(2)及式(4)可得第 k 时刻和第 $k+1$ 时刻 α 轴的电流偏差值。

$$\Delta i_{\alpha}(k) = i_{\alpha}(k+1) - i_{\alpha}(k) = \frac{T_s}{L_{11} + L_{21}} \cdot (u_{\alpha}(k) - U_{g\alpha}(k)) \quad (5)$$

$$\Delta i_{\alpha}(k+1) = i_{\alpha}(k+2) - i_{\alpha}(k+1) = \frac{T_s}{L_{11} + L_{21}} (u_{\alpha}(k+1) - U_{g\alpha}(k+1)) \quad (6)$$

令第 $k+1$ 时刻 α 轴的电流误差等价于两个相邻时刻电流误差的平均值, 表达式为

$$\Delta i_{\alpha}(k+1) = \frac{1}{2} (\Delta i_{\alpha}(k) + \Delta i_{\alpha}(k+1)) = \frac{1}{2} (i_{\alpha}(k+2) - i_{\alpha}(k)) \quad (7)$$

将式(7)代入式(6), 可得单机光伏并网逆变器交流侧输出电压表达式为

$$u_{\alpha}(k+1) = U_{g\alpha}(k+1) + \frac{L_{11} + L_{21}}{2T_s} (i_{\alpha}(k+2) - i_{\alpha}(k)) \quad (8)$$

相对于电网基频而言, 如果采样周期较小, 可以认为在 α 轴上网侧电压在连续三个采样时刻采样偏差相等, 表达式为

$$\begin{aligned} U_{g\alpha}(k+1) - U_{g\alpha}(k) &= \\ U_{g\alpha}(k) - U_{g\alpha}(k-1) & \end{aligned} \quad (9)$$

由式(9)可知, 在第 $k+1$ 时刻的电网电压平均值可由前几个采样值的线性外推得到, 表达式为

$$\begin{aligned} \hat{U}_{g\alpha}(k+1) &= U_{g\alpha}(k) + (U_{g\alpha}(k+1) - \\ U_{g\alpha}(k)) &= 2U_{g\alpha}(k) - U_{g\alpha}(k-1) \end{aligned} \quad (10)$$

假如网侧电压在连续四个采样时刻采样间隔也相等, 即

$$\begin{aligned} U_{g\alpha}(k+2) - U_{g\alpha}(k+1) &= U_{g\alpha}(k+1) - \\ U_{g\alpha}(k) &= U_{g\alpha}(k) - U_{g\alpha}(k-1) \end{aligned} \quad (11)$$

由式(10)、式(11)可得第 $k+1$ 时刻网侧电压表达式为

$$\hat{U}_{g\alpha}(k+1) = U_{g\alpha}(k) + (U_{g\alpha}(k+1) - U_{g\alpha}(k)) + \frac{U_{g\alpha}(k+2) - U_{g\alpha}(k+1)}{2} = \frac{5}{2}U_{g\alpha}(k) - \frac{3}{2}U_{g\alpha}(k-1) \quad (12)$$

式(8)中第 $k+2$ 时刻采样电流为 k 采样时刻的给定值, 表达式为

$$i_{\alpha}(k+2) = i^* \quad (13)$$

根据以上分析, 利用式(10)、式(12)和式(13)可得 $U_{g\alpha}(k+1)$ 和 $i_{\alpha}(k+2)$, 将以上两个结果代入式(8), 得到第 $k+1$ 时刻单机并网逆变器交流测输出电

压 $u_{\alpha}(k+1)$, 最后通过计算 $u_{\alpha}(k+1)$ 与逆变器高压侧电压 U_{dc} 的比值, 得到逆变器所需的 PWM 占空比 $D_{(k+1)}$ 。

2.3 基于改进无差拍控制谐振抑制策略

改进无差拍结合虚拟谐波阻抗法控制框图如图 6 所示, 图中 $G_c(s)$ 是改进无差拍控制传递函数, G_v 是虚拟谐波电导。该控制框图在电流控制环节区别于图 3 中所用的 PI 控制器, 使用了上文所提的改进无差拍控制器^[10]。由于 PI 控制器动态性能不足, 无法满足系统抑制要求, 所以应用本文 2.2 节所提改进无差拍控制器, 其高带宽特性, 有效提高了谐振抑制效果^[10]。

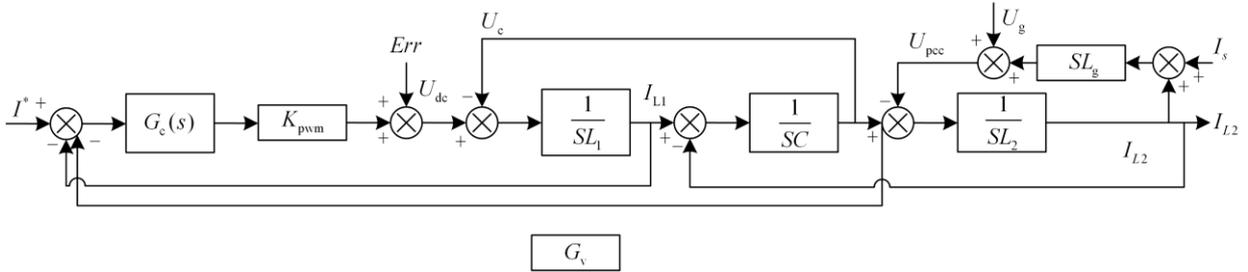


图 6 虚拟谐波阻抗法控制框图

Fig. 6 Block diagram of virtual harmonic impedance method

下面给出具体策略。如图 7 所示, 相位 θ 通过采集 U_{pcc} 点电压, 利用锁相环(PLL)得到。有功指令 P 的获取, 通过对 C_2 电容电压反馈控制得到; 无功指令 Q 设置为 0。 U_{pcc} 点电压经过 Park 变换后得 dq 下的电压分量 u_{dq} , 经过换算后获得指令电流 I_{dq} 。将本文所提改进无差拍控制策略与虚拟谐波阻抗法

结合, 重塑逆变器自身阻抗, 为谐波电流增加一条阻抗回路, 防止谐波电流流入电网, 其具体步骤如下: 通过检测 U_{pcc} 点电压, 通过一个陷波器 G_f 将谐波电压与基波电压分离, 通过虚拟电导 G_v 进而得到谐波电流, 再将谐波电流分解到 dq 轴上回送到指令电流中计算, 最后经改进无差拍控制器调制, 得到逆变器的 PWM 开关信号。

3 实验验证与结果分析

为验证上文所提方法, 以并联谐振为例, 按图 2 搭建实验系统, 检验正确性与有效性。系统主电路参数选取可参考文献[18]。具体数值如表 1 所示。

表 1 系统主电路参数

Table 1 Parameters of main circuit system

器件	参数值
直流母线电容(C_1)	600 μ F
LCL 滤波电容(C_2)	50 μ F
储能电感(L_1)	1 mH
逆变器侧电感(L_{11})	6 mH
网侧电感(L_{21})	6 mH
DC/DC 模块(英飞凌)	10 kHz
DC/AC 模块(三菱 IPM)	20 kHz

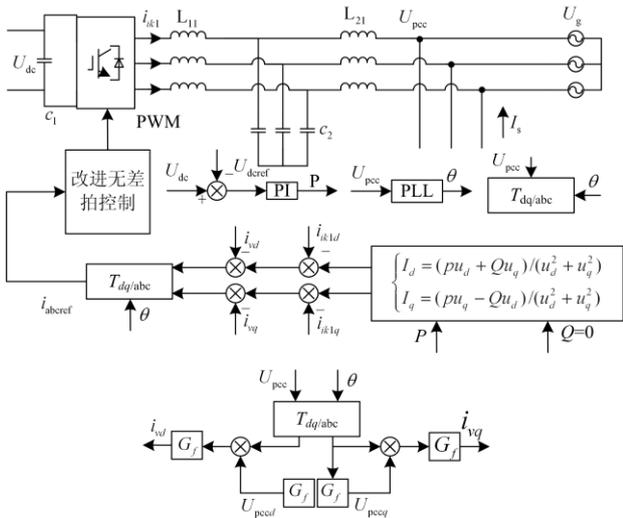


图 7 虚拟谐波阻抗法控制策略

Fig. 7 Control scheme of virtual harmonic impedance method

由于本文所提改进无差拍控制对于控制器精度以及响应速度具有较高要求, 因此采用 NI 公司 Single-Board RIO 9683 控制器, 其 FPGA 具备高速的并行控制能力, 各控制循环之间互不影响, 不会抢占系统资源。该控制器同时拥有专门电力电子输入输出模块(GPIC), 可根据系统设计要求自主配置输入输出端口。

针对本次系统控制要求, GPIC 具体配置如下: 1、配置 7 路同步模拟量输入通道, 用于采集光伏电压、光伏电流、直流母线电压、逆变器输出电流、电网电压; 2、配置 8 路半桥数字输出通道, 用于 PWM 脉冲信号输出; 3、配置 6 路差分数字输入输出通道, 用于采集 DC/DC 模块和 DC/AC 模块错误信号。

如图 8 所示, 采用图 2 中所提控制策略, 利用 NI 中高斯白噪声模块, 在指令电流中加入指定 3 至 7 次谐波信号以模拟谐振情况, 在未加任何抑制谐振措施的情况下, 可以看出网侧电流发生明显畸变, 图 9 是此时网侧电流 THD, 图中 3 至 7 次谐波含量明显高于其余各次谐波之和, 系统产生大量谐波, 进而引发谐振, 严重危害配电网运行。

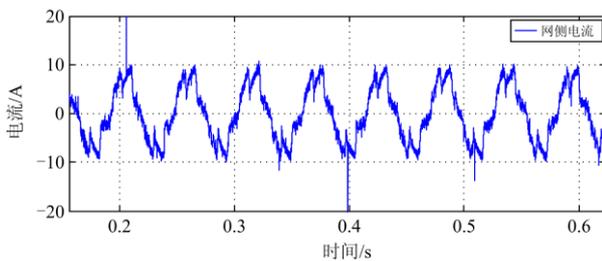


图 8 未加抑制措施时网侧电流波形

Fig. 8 Grid side current without taking suppression measure

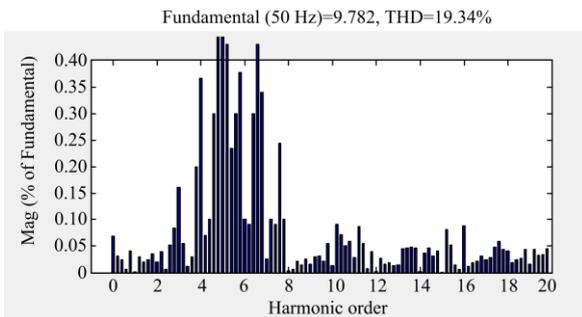


图 9 未加抑制措施时网侧电流 THD

Fig. 9 Grid side current THD without taking suppression measure

如图 10 所示, 采用了传统无差拍结合虚拟谐波

阻抗法控制策略, 相比于图 8, 网侧电流波形趋于正弦, 谐波谐振得到一定抑制, 图 11 是此时网侧电流 THD, 图中 3 至 7 次谐波含量降低, 但仍较高, 3 至 7 次谐波补偿率为 60%, 系统仍有可能发生谐振。

如图 12、图 13 所示, 采用改进无差拍结合虚拟谐波阻抗法控制策略, 从图 13 中看出, 此时网侧电流 THD 为 3.69%, 图中 3 至 7 次谐波都得到有效抑制, 3 至 7 次谐波补偿率达到 95%, 系统谐振发生可能性大大减少。

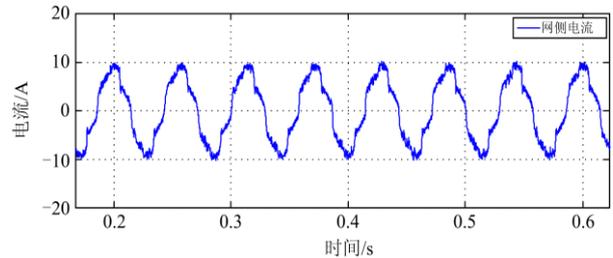


图 10 采用传统无差拍后网侧电流波形

Fig. 10 Grid side current waveform of adopting traditional deadbeat control

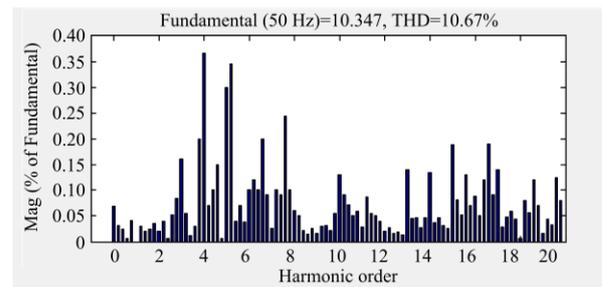


图 11 采用传统无差拍后网侧电流 THD

Fig. 11 Grid side current THD of adopting traditional deadbeat control

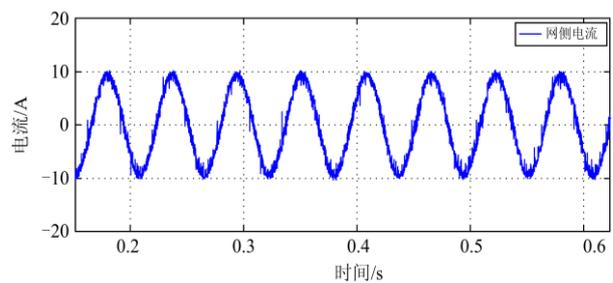


图 12 采用改进无差拍后网侧电流波形

Fig. 12 Grid side current waveform of adopting improved deadbeat control

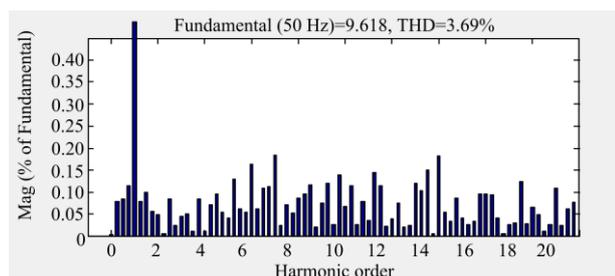


图 13 采用改进无差拍后网侧电流 THD

Fig. 13 Grid side current THD of adopting improved deadbeat control

4 结论

本文为提高谐振抑制效果, 提出一种改进无差拍控制策略, 通过预测 $k+2$ 时刻采样电流, 减少控制延时。谐振抑制环节, 将其与虚拟谐波阻抗法相结合, 重塑逆变器自身阻抗, 为谐波电流增加一条阻抗回路, 防止谐波电流流入电网, 降低系统发生谐振可能性。最后通过搭建实验平台对所提方法进行验证, 实验结果表明上述方法可以有效抑制系统谐振, 网侧电流中 3 至 7 次谐波含量明显下降。

参考文献

- [1] 王以笑, 崔丽艳, 雷振锋, 等. 分布式光伏电站区域智能调控系统的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(4): 118-122.
WANG Yixiao, CUI Liyan, LEI Zhenfeng, et al. Research on the regional intelligent regulating system of distributed[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(4): 118-122.
- [2] 刘吉臻. 大规模新能源电力安全高效利用基础问题[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(16): 1-8.
LIU Jizhen. Basic issues of the utilization of large-scale renewable power with high security and efficiency[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(16): 1-8.
- [3] 郭小强, 邬伟阳, 漆汉宏. 电网电压畸变不平衡情况下三相光伏并网逆变器控制侧率[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(3): 22-28.
GUO Xiaoqiang, WU Weiyang, QI Hanhong. Control strategies of three-phase PV grid-connected inverter under distorted and unbalanced voltage conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(3): 22-28.
- [4] 田鹏, 宣文华, 牛益国. 基于陷波控制的 LCL 型光伏并网逆变器谐波谐振抑制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(14): 82-88.
TIAN Peng, XUAN Wenhua, NIU Yiguo. Suppression of harmonic resonance for photovoltaic grid-connected inverter with LCL filter based on notch filter control[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(14): 82-88.
- [5] 刘书铭, 李陈莹, 李琼林, 等. 电力系统串联谐波谐振的特性分析与灵敏度计算[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(9): 21-27.
LIU Shuming, LI Chenying, LI Qionglin, et al. Characteristics analysis of power system series harmonic resonance and sensitivity calculation[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(9): 21-27.
- [6] ENSLIN J H R, HESKES P J M. Harmonic interaction between a large number of distributed power inverters and the distribution network[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(6): 1586-1593.
- [7] 周林, 张密. 大型光伏电站谐振现象分析[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(6): 8-14.
ZHOU Lin, ZHANG Mi. Analysis of resonance phenomenon in large-scale photovoltaic power plant[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(6): 8-14.
- [8] WANG X F, BLAABJERG F, LISERRE M, et al. An active damper for stabilizing power-electronics-based AC systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7): 3318-3329.
- [9] WANG X F, PANG Y, LOH P C, et al. A series-LC-filtered active damper with grid disturbance rejection for AC power-electronics-based power systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(8): 4037-4041.
- [10] 黄亚申, 汪海宁, 马志保, 等. 并网逆变器系统的谐振抑制研究综述[J]. 电源学报, 2018, 16(4): 143-156.
HUANG Yashen, WANG Haining, MA Zhibao, et al. Review on resonance suppression for grid-connected inverter system[J]. Journal of Power Supply, 2018, 16(4): 143-156.
- [11] YANG S, XIANG D, BRYANT A, et al. Condition monitoring for device reliability in power electronic converters: a review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(11): 2734-2752.
- [12] MOHAMED Y. Suppression of low-and high-frequency instabilities and grid-induced disturbances in distributed generation inverters[J]. IEEE Transactions on Power

- Electronics, 2011, 16(12): 3790-3803.
- [13] ODAVIC M, BIAGINI V, ZANCHETTA P, et al. One-sample-period-ahead predictive current control for high-performance active shunt power filters[J]. The Institution of Engineering and Technology, 2011, 4(4): 414-423.
- [14] 何英杰, 刘进军, 王兆安, 等. 三电平有源电力滤波器谐波电流跟踪无差控制方法[J]. 西安交通大学学报, 2009, 43(8): 90-94.
- HE Yingjie, LIU Jinjun, WANG Zhaoan, et al. Novel control algorithm of tracking harmonic current with little static mis-adjustment for active power filter with three-level NPC inverter[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2009, 43(8): 90-94.
- [15] 郑晨, 周林, 解宝, 等. 基于相位裕度补偿的大型光伏电站谐波谐振抑制策略[J]. 电工技术学报, 2016, 31(19): 85-96.
- ZHENG Chen, ZHOU Lin, XIE Bao, et al. The harmonic resonance suppression strategy of large-scale photovoltaic based on phase margin compensation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(19): 85-96.
- [16] 周娟, 秦静, 王子绩, 等. 内置重复控制器无差拍控制在有源滤波器中的应用[J]. 电工技术学报, 2013, 28(2): 233-238.
- ZHOU Juan, QIN Jing, WANG Ziji, et al. Application of deadbeat control with plug-in repetitive controller in active power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(2): 233-238.
- [17] 杨勇, 阮毅, 叶斌英, 等. 三相并网逆变器无差拍电流预测控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(33): 40-46.
- YANG Yong, RUAN Yi, YE Binying, et al. Deadbeat predictive current control method for three-phase grid-connected inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(33): 40-46.
- [18] 金亮亮, 周荔丹, 姚钢, 等. 适用于并网逆变器的新型 LCL 滤波器[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(11): 1-8.
- JIN Liangliang, ZHOU Lidan, YAO Gang, et al. A novel LCL filter adopted in grid-connected[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(11): 1-8.

收稿日期: 2017-09-13; 修回日期: 2017-11-10

作者简介:

葛乐(1982—), 男, 通信作者, 博士, 副教授, 主要从事新能源与主动配电网方面的研究。E-mail: supertiger_bear@126.com

(编辑 张爱琴)