

DOI:10.11784/tdxbz202101016

# 基于加权电流控制的多功能分布式电源电能质量控制

何晋伟<sup>1</sup>, 姬忠凯<sup>1</sup>, 韩俊飞<sup>2</sup>, 郭培健<sup>3</sup>

- (1. 天津大学智能电网教育部重点实验室, 天津 300072;
2. 内蒙古电力(集团)有限责任公司内蒙古电力科学研究所, 呼和浩特 010020;
3. 天津电气科学研究院有限公司, 天津 300180)

**摘要:** 可再生能源微电网存在着大量的分布式电源等电力电子装置和非线性负载, 其相互影响使得谐波振荡等电能质量问题日趋严重。另外, 本地负荷谐波容易和分布式电源输出滤波器发生复杂的相互作用, 若设计和实施不当容易放大谐波。为了克服以上问题同时降低谐波补偿的成本, 提出了一种基于加权电流无差拍控制的新型分布式电源电能质量控制方法。首先, 构建了虚拟输出滤波器系统的数学模型, 将 LCL 滤波器的三阶系统降低为加权平均电流相应的一阶虚拟电感滤波器。其次, 为了满足谐波补偿对高带宽控制器的要求, 以及电流快速跟踪响应的需求, 提出了加权平均电流的无差拍控制器算法, 通过该方法增加有源阻尼, 以抑制滤波器振荡。通过揭示加权平均电流和并网点电流的内在关系, 引入了一个谐波补偿项, 该方法存在本地非线性负荷的情况下, 不需额外增加电流传感器和谐波电流提取环节, 即可有效补偿本地负载谐波, 降低并网电流的 THD 至 5% 以下, 显著改善并网电能质量。最后本文通过多个场景的 Matlab/Simulink 仿真验证结果, 当负载跳变或参考给定电流突变时, 并网电流超调小并且快速跟踪响应, 另外验证了当电网电压发生畸变时, 并网电流不会受谐波电压的影响, 以上仿真实验证实了该方法的适应性和有效性。

**关键词:** 虚拟电感; 无差拍控制; 加权平均电流; 有源阻尼; 微电网

中图分类号: TM464

文献标志码: A

文章编号: 0493-2137(2021)12-1221-09

## Power Quality Control of Multifunctional Distributed Power Generation Based on Weighted Current Control

He Jinwei<sup>1</sup>, Ji Zhongkai<sup>1</sup>, Han Junfei<sup>2</sup>, Guo Peijian<sup>3</sup>

- (1. Key Laboratory of Smart Grid of Ministry of Education, Tianjin University, Tianjin 300072, China;
2. Inner Mongolia Electric Power Research Institute of Inner Mongolia Power (Group) Co., Ltd., Hohhot 010020, China;
3. Tianjin Research Institute of Electric Science Co., Ltd., Tianjin 300180, China)

**Abstract:** There are a large number of power electronics based on the distributed power generation and nonlinear loads in renewable energy microgrids. The interactions among the equipment make harmonic oscillation problems more serious. In addition, there is a complex interaction between the local load harmonics and distributed power output filters. Harmonics can easily be amplified if improperly designed and implemented. To overcome the abovementioned problems and reduce the cost of harmonic compensation, a novel power quality control method of distributed generation based on weighted current deadbeat control is proposed. First, this paper constructs a mathematical model of a virtual output filter system that can reduce the physical third-order LCL filter to a single

收稿日期: 2021-01-11; 修回日期: 2021-03-19.

作者简介: 何晋伟(1983—), 男, 博士, 教授.

通信作者: 何晋伟, 18202539408@163.com.

基金项目: 国家重点研发计划资助项目(2017YFB0902000); 国家电网公司科技资助项目(SGXJ0000KXJS1700841); 内蒙古自治区科技重大专项资助项目(2019ZD027).

**Supported by** the National Key Research and Development Program of China (No. 2017YFB0902000), the Science and Technology Project of State Grid(No. SGXJ0000KXJS1700841), the Major Science and Technology Project in Inner Mongolia Autonomous Region(No. 2019ZD027).

virtual inductor filter. Second, to meet the high bandwidth requirement for harmonic compensation and fast current tracking response, a deadbeat control with a weighted average current is proposed, which uses active damping for filter oscillation mitigation. By revealing the relationship between the weighted average current and grid current, a harmonic compensation item is introduced. This method can effectively compensate local load harmonics and reduce the total harmonic distortion (THD) of the grid current to less than 5% without using additional sensors and harmonic current extractions. This can significantly improve the power quality of the grid. Finally, the effectiveness and practicality of the proposed method have been verified in different scenarios by Matlab/Simulink. When the load or the reference current changes suddenly, the grid current will be less overmodulated and will quickly track the response. In addition, it is verified that when the grid voltage is distorted, the grid current will not be affected by the harmonic voltage.

**Keywords:** virtual inductance; deadbeat control; weighted average current; active damping; microgrid

随着分布式发电 (distributed generation, DG) 单元在中低压配电系统中的渗透率不断提高,以微电网形式构成的 DG 运行方式愈发普遍. 相比于传统的集中式新能源发电,中低压分布式 DG 可以和配电网、微电网内的多种类电源负荷实现灵活互动,以提升配电网、微电网的运行效率和性能<sup>[1-2]</sup>. 如 DG 能够在电网电压出现异常,如电压跌落、电压闪变等时,通过主动向系统注入无功实现电压波动抑制. 此外在大电网停电时还能主动改变运行方式实现电压和频率支撑.

一方面,微电网内大量非线性负荷和电力电子装置的使用,使得系统的谐波和振荡的电能质量问题日趋严重. 传统的解决方案是加装有源滤波器,其在微电网中的应用存在着成本高、适应性差等难题<sup>[3]</sup>;另一方面,通过灵活控制分布式电源接口变流器的输出谐波来自适应地补偿本地负载谐波<sup>[4]</sup>,其控制灵活、成本低,引起了近年来国内外学者的高度关注. 然而,本地负载谐波容易和分布式电源输出滤波器发生复杂的相互作用,若设计和实施不当容易放大谐波,因此,亟待进一步开展研究.

针对传统的分布式电源输出滤波器的振荡问题,国内外已经开展了多年研究. 例如,通过有源阻尼和无源阻尼的方式防止谐振<sup>[5-6]</sup>,由于无源阻尼是通过滤波器支路中串并联电阻的方式实现,增加了功率损耗,所以有源阻尼的方法被广泛研究并应用. 例如外加补偿的单闭环控制和双闭环电流控制都被很好地应用<sup>[7-8]</sup>. 但需要说明的是,如上研究针对于正弦波并网分布式电源,但对本地负载未知的情况,其适用性有待进一步验证.

近年来,一种新型的加权平均电流控制方法在分布式电源并网系统中得以应用,其可以通过对加权平均电流的直接控制,来同时实现间接控制并网点电流和逆变器输出电流的目的<sup>[9-11]</sup>. 因此,可充分利用其

多目标控制的潜力,来实现谐波补偿和振荡抑制的功能. 本文提出了一种基于加权电流控制的多功能分布式电源电能质量控制方法,首先建立了分布式电源—阶虚拟输出滤波器系统,并分析了不同系统参数对电流跟踪误差的影响. 其次,提出了基于一阶无差拍控制的加权平均电流快速跟踪方法. 进一步分析表明,通过简单地修改加权平均电流参考即可对 LCL 滤波器施加以有效的阻尼,并补偿本地非线性负荷的谐波分量. 本文通过对比虚拟滤波器和实际物理滤波器的参数的差异,构造出补偿项并加入加权电流的参考,即可同步实现谐振的抑制和并网点电流的补偿. 最后,搭建了应用该方法的 Matlab/Simulink 仿真,验证了各种工况下该控制策略的有效性.

## 1 加权平均电流控制

### 1.1 多功能分布式电源控制原理

图 1 给出了分布式电源接口变流器控制框图. 逆变器的输出通过 LCL 滤波器连接到公共连接点 (point of common coupling, PCC),本地负载与滤波器电容器并联接入电网. 逆变侧电感为  $L_1$ ,其杂散电阻

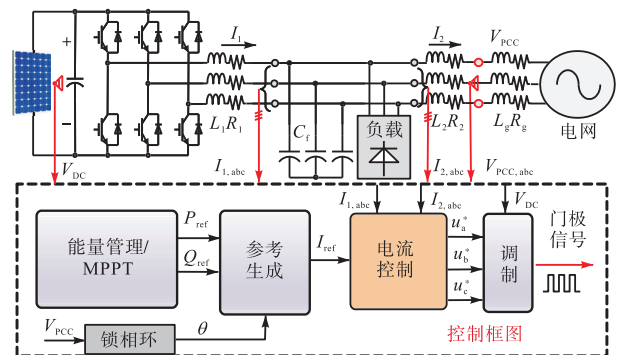


图 1 分布式电源接口变流器控制框图

Fig.1 Control block diagram of the distributed power interface converter

为  $R_1$ ; 并网侧电感为  $L_2$ , 其杂散电阻为  $R_2$ ; 并联电容器的电容值为  $C_f$ ; 电网的等效电感为  $L_g$ , 其杂散电阻为  $R_g$ .

$I_{1,abc}$  表示逆变器输出三相电流,  $I_{2,abc}$  表示并网电流,  $V_{PCC}$  表示公共连接点 PCC 电压,  $V_{DC}$  表示直流母线电压. 首先由上层能量管理方法或最大功率跟踪 (MPPT) 给出分布式发电装置 DG 单元的有功功率和无功功率的参考值为  $P_{ref}$ 、 $Q_{ref}$ . 利用锁相环 (PLL) 得到  $V_{PCC}$  基波的角度信息, 用以合成逆变器输出电流的参考信号  $I_{ref}$ . 经过电流调节器的作用, 分布式电源可以向电网注入正弦波的有功或无功功率. 若电流参考加入合适的谐波分量, 也可以补偿非线性负载的谐波电流, 防止谐波污染并网电流<sup>[3]</sup>.

为了实现精确的本地负荷精确地补偿, 首先建立该系统的数学模型. 假设电网为三相对称系统, 故将三相简化为单相系统进行分析. 在基波和谐波频率下的等效电路结构分别为图 2(a) 和 (b).

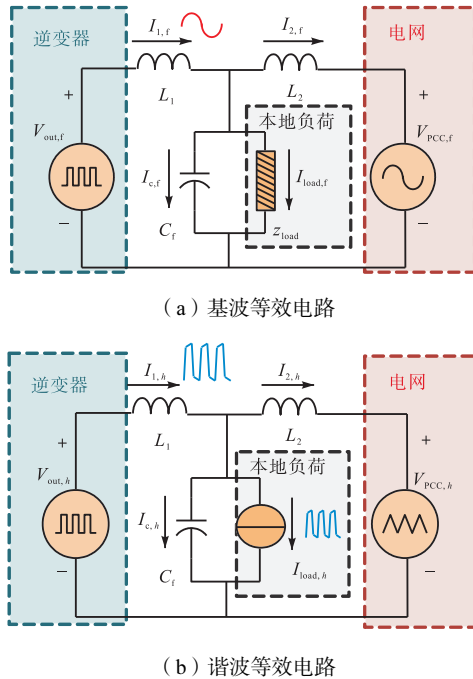


图 2 单相系统基波和谐波等效电路  
Fig.2 Fundamental and harmonic equivalent circuit of the single-phase system

如图 2(a) 所示, 在基波频率下, 本地非线性负载等效为一个线性阻抗  $z_{load}$ , 逆变器输出和电网输出分别为  $V_{out,f}$  和  $V_{PCC,f}$ , 故该系统在基波频率的端口网络表达式为

$$\begin{bmatrix} I_{1,f} \\ I_{2,f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11,f}(s) & G_{12,f}(s) \\ G_{21,f}(s) & G_{22,f}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{out,f} \\ V_{PCC,f} \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中

$$\begin{cases} G_{11,f}(s) = \frac{z_2 + z_c}{z_1 z_2 + z_1 z_c + z_2 z_c} \\ G_{12,f}(s) = \frac{-z_c}{z_1 z_2 + z_1 z_c + z_2 z_c} \\ G_{21,f}(s) = \frac{z_c}{z_1 z_2 + z_1 z_c + z_2 z_c} \\ G_{22,f}(s) = \frac{-(z_1 + z_c)}{z_1 z_2 + z_1 z_c + z_2 z_c} \end{cases}$$

式中:  $z_1 = sL_1 + R_1$ ;  $z_2 = sL_2 + R_2 + sL_g$ ;  $z_c = \frac{1}{sC_f} // z_{load}$ .

如图 2(b) 所示, 在谐波频率下, 本地非线性负载等效为谐波电流源  $I_{load,h}$ , 逆变器输出和电网输出分别为  $V_{out,h}$  和  $V_{PCC,h}$ . 得到端口网络的表达式为

$$\begin{bmatrix} I_{1,h} \\ I_{2,h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11,h}(s) & G_{12,h}(s) & G_{13,h}(s) \\ G_{21,h}(s) & G_{22,h}(s) & G_{23,h}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{out,h} \\ V_{PCC,h} \\ I_{load,h} \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中

$$\begin{cases} G_{11,h}(s) = \frac{z_{2,h} + z_{c,h}}{z_{1,h} z_{2,h} + z_{1,h} z_{c,h} + z_{2,h} z_{c,h}} \\ G_{12,h}(s) = \frac{-z_{c,h}}{z_{1,h} z_{2,h} + z_{1,h} z_{c,h} + z_{2,h} z_{c,h}} \\ G_{13,h}(s) = \frac{z_{2,h} z_{c,h}}{z_{1,h} z_{2,h} + z_{1,h} z_{c,h} + z_{2,h} z_{c,h}} \\ G_{21,h}(s) = \frac{z_{c,h}}{z_{1,h} z_{2,h} + z_{1,h} z_{c,h} + z_{2,h} z_{c,h}} \\ G_{22,h}(s) = \frac{-(z_{1,h} + z_{c,h})}{z_{1,h} z_{2,h} + z_{1,h} z_{c,h} + z_{2,h} z_{c,h}} \\ G_{23,h}(s) = \frac{-z_{1,h} z_{c,h}}{z_{1,h} z_{2,h} + z_{1,h} z_{c,h} + z_{2,h} z_{c,h}} \end{cases}$$

式中:  $z_{12,h} = shL_1 + R_1$ ;  $z_{2,h} = shL_2 + R_2 + shL_g$ ;  $z_{c,h} = 1/shC_f$ ;  $h$  表示第  $h$  次谐波. 从式 (2) 中可以看出, 谐波电流  $I_{load,h}$  作为扰动量, 会影响逆变器输出电流  $I_1$  和并网电流  $I_2$ .

为简化系统分析的复杂度, 在基波和谐波频率下, 分别定义系统的加权平均电流  $I_{12}$  如下: 将逆变器输出电流  $I_1$  和并网电流  $I_2$  按照一定的权重系数组合相加, 则有

$$\begin{cases} I_{12,f} = \gamma I_{1,f} + (1-\gamma) I_{2,f} \\ I_{12,h} = \gamma I_{1,h} + (1-\gamma) I_{2,h} \end{cases} \quad (3)$$

其中权重系数  $\gamma$  被定义为逆变侧电感  $L_1$  占线路中串联电感之和  $L$  的比值, 其计算式为

$$\gamma = \frac{L_1}{L_1 + L_2} = \frac{L_1}{L} \quad (4)$$

经过简单数学推导可以发现, 尽管本地谐波负载在基波和谐波频率下的特性不同, 而加权平均电流  $I_{12,f}$  和  $I_{12,h}$  均由逆变器输出电压、电网电压、滤波器参数  $G_{11}(s)$ 、 $G_{21}(s)$ 、 $G_{11,h}(s)$ 、 $G_{21,h}(s)$  决定. 忽略线路的寄生电阻的影响, 则加权平均电流在全频段的响应为

$$G_{I_{12}-V_{out}} = \frac{I_{12}}{V_{out}} = \frac{1}{(L_1 + L_2)s} = \frac{1}{Ls} \quad (5)$$

式中:  $V_{out} = V_{out,f} + V_{out,h}$ ;  $L$  表示线路中逆变器电感  $L_1$  与并网侧电感  $L_2$  之和. 从式(5)中可以看出, 以加权平均电流作为控制对象, 可将三阶 LCL 滤波器系统降阶为一阶虚拟电感滤波器系统, 应用该方法的等效电路如图 3 所示.

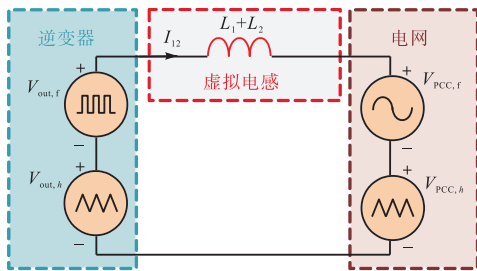


图 3 等效虚拟串联电感电路

Fig.3 Circuit of equivalent virtual series inductance

由图 3 可知加权平均电流与逆变器输出电压和 PCC 节点电压的关系表达式为

$$I_{12} = \frac{(V_{out,f} + V_{out,h}) - (V_{PCC,f} + V_{PCC,h})}{(L_1 + L_2)s} = \frac{V_{out} - V_{PCC}}{(L_1 + L_2)s} = G_{I_{12}-V_{out}}(s)(V_{out} - V_{PCC}) \quad (6)$$

### 1.2 误差分析

需要说明的是, 加权平均电流  $I_{12}$  是一个虚量, 而并网逆变器需要控制并网电流以实现功率控制或谐波补偿功能, 所以加权平均电流控制不能直接精确控制并网电流. 另外由于控制器的权重系数  $\gamma$  与实际电路参数的误差会存在参数匹配问题, 往往会导致控制误差. 以下主要从上述两个因素分析与并网点电流的偏差.

#### 1.2.1 与并网电流的误差

根据基尔霍夫电流定律, 图 2 电流关系为

$$I_1 = I_2 + I_{shunt} \quad (7)$$

式中:  $I_1$  为逆变器侧电流;  $I_2$  为电网侧电流;  $I_{shunt} = I_c + I_{load}$  为并联支路侧电流, 包含滤波器电容器电流  $I_c$  和非线性负载电流  $I_{load}$ . 由式(7)和式(3)可以得出

并网电流  $I_2$  和加权平均电流  $I_{12}$  之间的关系为

$$I_{12} - I_2 = \gamma I_{shunt} \quad (8)$$

从式(8)可以看出, 在基波频率下, 加权平均电流  $I_{12}$  和并网电流  $I_2$  两者之间差了  $\gamma$  倍的并联支路电流  $I_{shunt}$ . 若以并网电流作为关注对象, 它与加权平均电流之间的误差由并联支路电流  $I_{shunt}$  大小和权重系数决定. 当并联支路带有本地负载时, 即并联支路电流  $I_{shunt}$  很大, 加权平均电流  $I_{12}$  和并网电流  $I_2$  会有很大的误差; 当逆变器侧电感  $L_1$  远远大于并网侧电感  $L_2$  时, 权重系数  $\gamma$  接近于 1, 故加权平均电流  $I_{12}$  约等于逆变器侧电感电流  $I_1$ . 图 4 表明当存在本地负荷时, 电网电流和加权平均电流的偏差随本地负荷工况变化的情况.

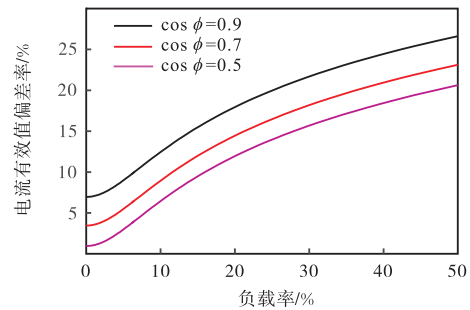


图 4 本地负荷变化时的电流偏差率

Fig.4 Current deviation rate when local load changes

由图 4 可见, 当加权平均电流参考电流为 50 A、负载 35 kV · A 时, 随着负荷负载率增加, 并网点和加权平均电流的偏差率变大. 本地非线性负载越大, 存在的偏差就越大. 以加权平均电流作为控制对象无法保证并网电流的大小, 无法精准地控制功率.

#### 1.2.2 参数匹配问题

图 5 为滤波器参数变化时, 加权平均电流  $I_{12}$  对逆变器输出电压  $V_{out}$  的开环传递函数响应. 其中逆变器侧电感  $L_1 = 2.5$  mH, 并联电容器的电容值为  $C_f =$

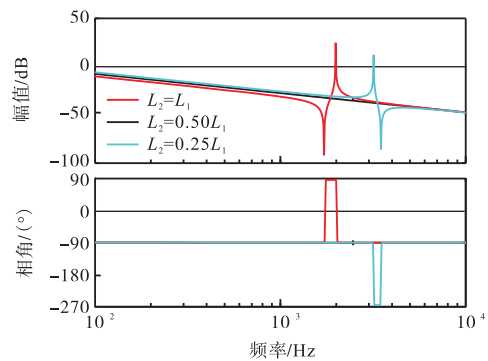


图 5 滤波器参数变化时的开环传递函数伯德图

Fig.5 Bode diagram of open-loop transfer function when filter parameters change

5 μF，并网侧电感  $L_2 = 1.5 \text{ mH}$ ，由式(4)可得权重系数  $\gamma = 2/3$ 。

从图中可以看出，通过加权平均电流控制，LCL滤波器由三阶系统降为了一阶，系统谐振峰得到了抑制。但由于电网阻抗  $L_g$  难以精确测量，电抗器受环境（温度等）影响线路的感抗会变化，所以输出侧电感和并网侧电感均会存在一定的偏差。为了模拟系统电感量的偏差，本文假定控制器中的权重系数保持不变，而改变并网侧电感  $L_2$  时，如图5所示，当并网侧电感  $L_2 = L_1$  时，频率为 2010 Hz 时出现谐振峰；当并网侧电感  $L_2 = 0.25L_1$  时，频率为 3190 Hz 时谐振峰被进一步放大。由此可见，当系统参数存在不确定性时，系统不能被简化为一阶系统，仍然存在谐振峰，需要对谐振加以有效抑制。

## 2 改进的谐波补偿控制方法

针对传统加权平均电流对参数适应性较差的局限性，和本地非线性负荷严重影响并网点电能质量，而传统逆变器难以补偿的状况，提出了改进的谐波补偿控制方法。提出了一种前馈补偿的基于加权平均电流的无差拍控制器实现谐波补偿的功能。

### 2.1 谐波电流补偿器

为了减小并网电流受非线性负载造成的畸变，需要对非线性负载的谐波进行补偿。由图2可知

$$I_1 - I_2 = I_{\text{shunt}} \quad (9)$$

若要使网侧电流不含谐波，则逆变器输出的加权平均电流需要补偿该谐波电流，设加权平均电流的参考电流  $I_{12\_ref}$  为

$$I_{12\_ref} = I_{2\_ref} + \gamma I_{\text{shunt}} \quad (10)$$

式中： $I_{12\_ref}$  为正弦的电网电流参考值； $I_{2\_ref}$  为并网电流参考值。假设实际的加权电流可以精确跟踪参考值  $I_{12\_ref} = I_{12}$ ，分别将式(3)和(10)代入上述假设，则有

$$I_{2\_ref} + \gamma I_{\text{shunt}} = \gamma I_1 + (1 - \gamma) I_2 \quad (11)$$

联立式(9)，可解得

$$I_{2\_ref} = I_2 \quad (12)$$

式(12)可说明：若加权平均电流  $I_{12}$  由于补偿并联支路电流  $I_{\text{shunt}}$ ，故参考  $I_{12\_ref}$  是畸变的，此时电网电流  $I_2$  等于正弦参考电流  $I_{2\_ref}$ 。

检测并联支路电流  $I_{\text{shunt}}$  的谐波，使逆变器补偿其中的谐波成分，改进控制策略的谐波提取方法如图6所示。

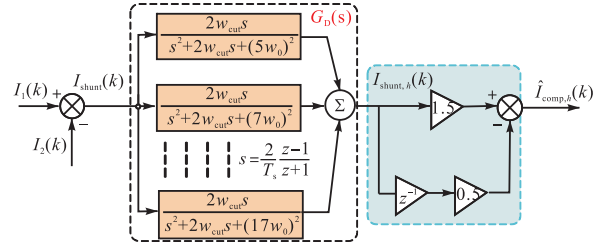


图6 谐波电流提取框图

Fig.6 Block diagram of harmonic current extraction

采用图6所示谐波提取方式，提取并联支路电流  $I_{\text{shunt}}$  的 5、7、11、13、15、17 等低次谐波，表达式为

$$\hat{I}_{\text{comp},h}(k) = 1.5 I_{\text{shunt},h}(k) - 0.5 I_{\text{shunt},h}(k-1) \quad (13)$$

式中  $\hat{I}_{\text{comp},h}(k)$  表示谐波补偿电流的估计值，在无差拍控制器中由  $I_{\text{shunt}}(k)$  的 1.5 倍和上一拍的  $0.5 I_{\text{shunt}}(k-1)$  计算得出。并联支路电流  $I_{\text{shunt}}(k)$  经  $z$  变换后的谐波提取传递函数表达式为

$$I_{\text{shunt}}(k) = \sum_h G_D(s) \Big|_{s=\frac{2(z-1)}{T_s(z+1)}} [I_1(k) - I_2(k)] = \sum_h \frac{2\omega_{\text{cut}}s}{s^2 + 2\omega_{\text{cut}}s + (h\omega_0)^2} \Big|_{s=\frac{2(z-1)}{T_s(z+1)}} [I_1(k) - I_2(k)] \quad (14)$$

式中： $T_s$  为采样时间； $\omega_{\text{cut}}$  为中心频率处的带宽； $\omega_0$  为由 PLL 得到的基波角频率； $h$  为谐波次数，取 5、7、11、13、15、17 次； $I_1(k)$  为逆变侧采样电流； $I_2(k)$  为并网侧采样电流。由于该谐波提取在谐波频率处存在一定的带宽  $\omega_{\text{cut}}$ ，所以在选定频率处小的变化也是可以准确检测，并且其他的高频纹波被自动过滤，同时也不会放大 LCL 谐振频率处的谐波。

图7给出了传递函数  $G_D(s)$  的伯德图，从图7中可以看出在选定频率上该控制方法能够很好地跟踪电流谐波，对谐波准确检测以跟踪补偿谐波电流，而在其他谐波频率处有不同程度的衰减作用。

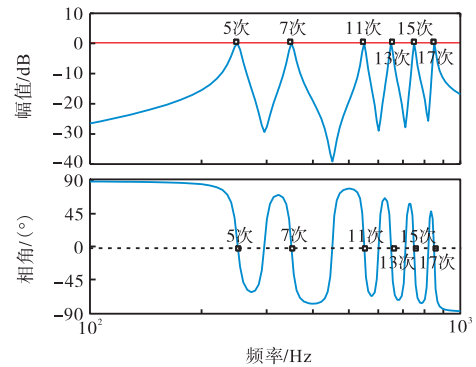


图7 谐波电流提取传递函数  $G_D(s)$  伯德图

Fig.7 Bode diagram of harmonic current extraction transfer function  $G_D(s)$

### 2.2 改进控制器的设计

正如前文对传统加权平均电流控制的分析,由于该方法的控制对象是加权平均电流  $I_{12}$ ,是由逆变器侧电感电流  $I_1$  和并网电流  $I_2$  按照一定权值计算得出的一个虚拟电流值,实际工况中更加关注并网电流的响应,加权平均电流  $I_{12}$  和并网电流  $I_2$  的误差由式(11)计算得出,因此当并联支路电流  $I_{shunt}$  较大或者具有谐波时,如果不加以补偿会造成并网电流  $I_2$  有很大的误差或者谐波污染. 因此,对加权平均电流的参考给定值加以修正,在给定并网电流参考值基础上

同时补偿并联支路电流  $I_{comp}$ , 具体加权平均电流的参考表达为

$$I_{12\_ref} = I_{2\_ref} + \gamma I_{comp} \quad (15)$$

式中  $\gamma I_{comp}$  为  $\gamma$  倍的  $I_{comp}$  并联支路补偿电流.

传感器检测公共节点电压  $V_{PCC}$ , 通过控制逆变器输出的电压  $V_{out}$  幅值和相位, 进而改变虚拟电感两端的电压差  $V_{out} - V_{PCC}$  来控制流过虚拟电感上的电流加权平均电流  $I_{12}$ . 系统的控制模型如图 8 所示, 具体的电路参数和控制参数见表 1.

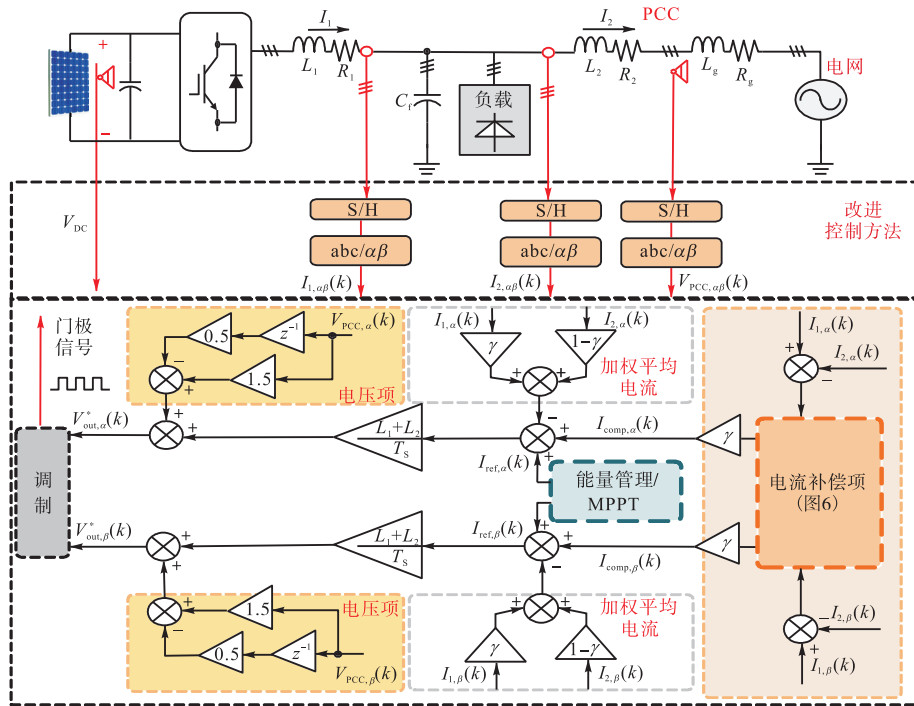


图 8 基于加权平均电流无差拍控制器的控制框图

Fig.8 Control block diagram of deadbeat controller based on weighted average current

表 1 电路和控制器参数

Tab.1 Circuit and controller parameters

参数	参数值
电压	三相 400 V/50 Hz
直流母线电容	$C_{DC} = 2\ 000\ \mu\text{F}$
LCL 滤波器	$L_1 = 2.5\ \text{mH}, R_2 = 0.01\ \Omega, C_f = 5\ \mu\text{F},$ $L_2 = 1.25\ \text{mH}, R_2 = 0.01\ \Omega$
直流母线电压	690 V
死区时间	2.5 $\mu\text{s}$
开关频率	10 kHz, $T_s = 100\ \mu\text{s}$
权重系数	$\gamma = 2/3$
截止频率	$\omega_{cut} = 40\ \text{rad/s}$
无差拍控制器参数	$L_1 = 2.5\ \text{mH}, L_2 = 1.25\ \text{mH}$

将三相系统经过 Clark 变化到两轴静止 ( $\alpha\beta$ ) 坐标系下, 离散域下加权平均电流的参考值为

$$I_{12\_ref}(k) = I_{2\_ref}(k) + \gamma I_{comp,h}(k) \quad (16)$$

然后, 检测并联支路上非线性负载的谐波, 将检测值作为前馈项加在加权平均电流的参考上; 最后基于虚拟电感的无差拍控制器的离散域模型为

$$V_{out,\alpha\beta}^*(k) = V_{PCC\_ave,\alpha\beta}(k) + \frac{L_1 + L_2}{T_s} \cdot [I_{12\_ref,\alpha\beta}(k) - I_{12,\alpha\beta}(k)] = 1.5V_{PCC,\alpha\beta}(k) - 0.5V_{PCC,\alpha\beta}(k-1) + \frac{L_1 + L_2}{T_s} \cdot [I_{2\_ref,\alpha\beta}(k) + \gamma I_{comp,\alpha\beta}(k) - I_{12,\alpha\beta}(k)] \quad (17)$$

式中:  $V_{out,\alpha\beta}^*(k)$  为逆变器输出电压在第  $k$  开关周期内的参考给定值;  $V_{PCC\_ave,\alpha\beta}(k)$  为第  $k$  拍时 PCC 节点电压的平均值, 该值由第  $k$  拍节点电压  $V_{PCC,\alpha\beta}(k)$  的 1.5 倍减去第  $k-1$  拍节点电压  $V_{PCC,\alpha\beta}(k-1)$  的 0.5 倍预估得出;  $I_{12\_ref,\alpha\beta}(k)$  表示第  $k$  拍的加权平均电流的参考

值； $I_{2\_ref,\alpha\beta}(k)$  表示第  $k$  拍并网电流的参考值； $I_{comp,\alpha\beta}(k)$  表示第  $k$  拍并联支路电流的补偿值。

特别注意的是，常用的补偿方式电流调制和电路参数是相互关联的，这些参数都在电流调制的内环参数上有所体现。在该控制方式下，补偿项是直接加在单环电流调制的参考给定处，因此，补偿项和电流调制器可以被独立设计。

### 2.3 稳定性分析

本节对参数变化时，系统的稳定性进行分析。以逆变侧电感  $L_1 = 2.5$  mH、并网侧电感  $L_2 = 1.25$  mH 的设定值，当并网侧电感  $L_2$  从 150% 降至 30%，离散域下系统的根轨迹见图 9。

如图 9 所示，当  $L_2$  变化时，极点  $P_1$  的根轨迹总在单位圆的内部，不影响系统的稳定性。但是，当  $L_2$  逐步减小时， $P_2$  和  $P_3$  由单位圆内部逐渐移至单位圆外部，表明系统的稳定性随  $L_2$  的减小逐步降低，当  $L_2$  低于 50% 额定值时，极点  $P_2$  和  $P_3$  在单位圆的外面，系统会不稳定。

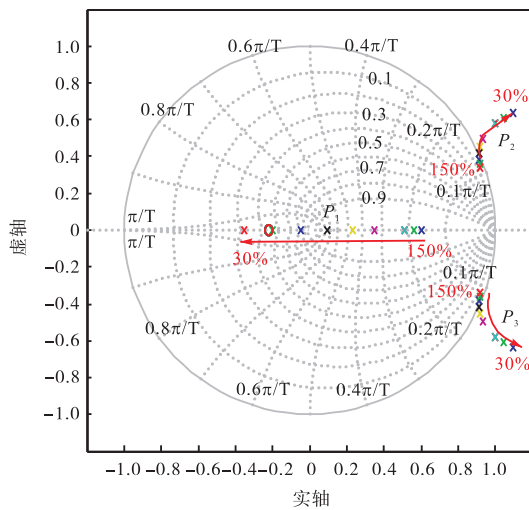


图 9 系统的根轨迹( $L_2$  从标称值 150% 变为 30%)

Fig.9 Root locus of the system( $L_2$  changes from 150% of the nominal value to 30%)

### 3 仿真验证

为了验证所提出方法谐波补偿的有效性和可行性，在 Matlab/Simulink 中搭建仿真模型，使用表 1 所述的电路及控制参数。

当不进行负载谐波补偿时，电流的稳态响应如图 10 所示。可见受非线性负载的影响，虽然加权平均电流高度正弦 (THD = 2.21%)，但是电网电流  $I_2$  畸变严重 (THD = 22.83%)，这说明加权平均电流是一个虚拟的电流，该电流正弦并不能保证电网电流的正弦度。

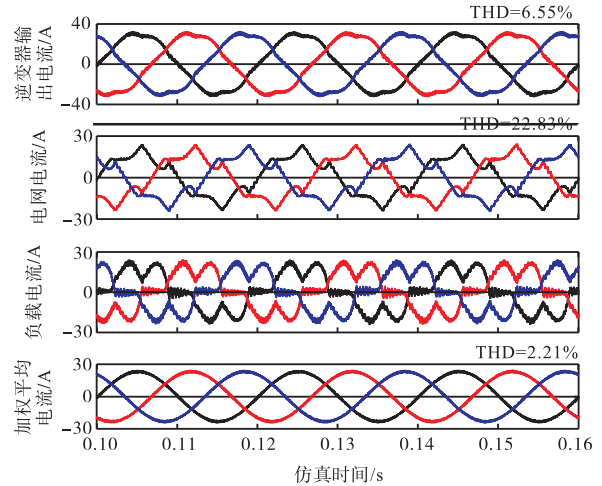


图 10 未进行谐波补偿时的系统响应

Fig.10 System response without harmonic compensation

当采用本文提出的改进控制方式后，系统稳态响应如图 11 所示。电网电流  $I_2$  由未补偿时 THD = 22.83% 降低到 THD = 4.58%，电网电流变得高度正弦。同时由于逆变器进行了谐波补偿，逆变器的输出电流  $I_1$  中含有负载的谐波成分，逆变器输出电流 THD 升高至 22.13%；相应地，加权平均电流中含有非线性负载的谐波成分，其 THD 也升高至 17.39%。

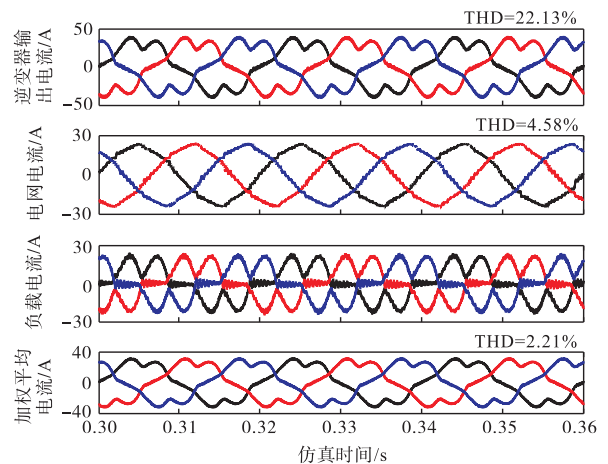


图 11 谐波补偿以后的系统响应

Fig.11 System response with harmonic compensation

为了验证系统的动态性能跟踪能力，在 0.4 s，当给定参考电流由 30 A 增加到 45 A 时，仿真结果如图 12 所示。从图 12 中可以看出，当参考电流变化时，经过约 3 ms 的暂态过程，电网电流超调小，且能够快速跟随给定，动态性能良好，无冲击电流，系统仍能在稳定裕度内运行。

另外，当负载突变时系统的响应如图 13 所示。在 0.6 s 时，非线性负载的电阻由 30 Ω 变为 15 Ω，负载电流增大，由于参考电流值不变，逆变器的输出电

流保持不变,故电网电流减小,约 20 ms 内电网电流达到稳态. 在整个负载变化的暂态过程中,分布式电源不会对电网产生冲击,且到达新稳态后,电网电流仍保持正弦.

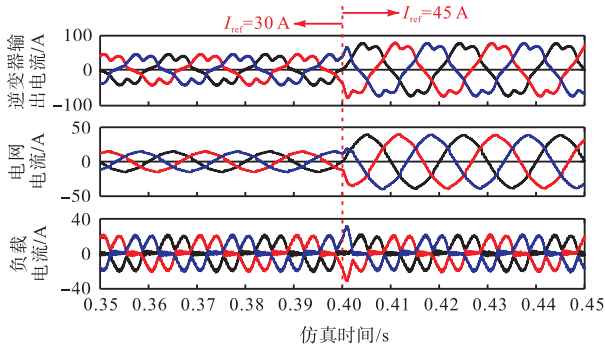


图 12 电流参考改变时系统的动态响应

Fig.12 Dynamic response when the current reference changes

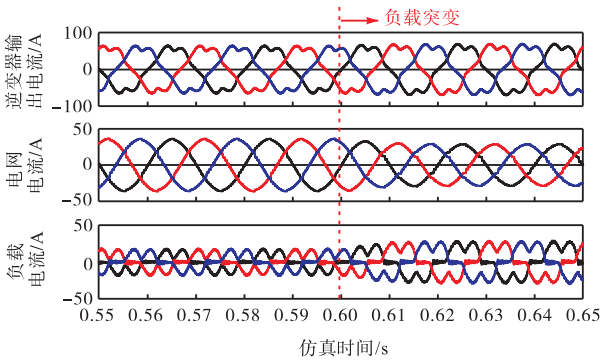


图 13 负载突变时系统响应

Fig.13 System response when the load changes

在 0.7 s 时,向电网中注入 5%的 5、7 次电压谐波,从图 14 中可以看出,由于控制器中电压前馈和谐波补偿器的作用,虽然 PCC 节点电压发生畸变,但

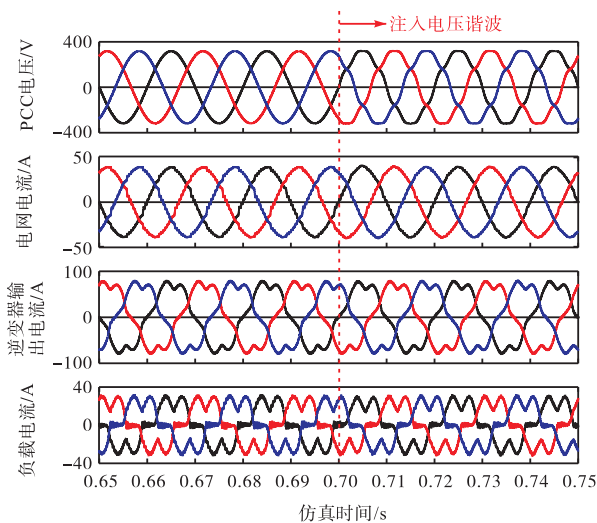


图 14 注入电网谐波电压时系统响应

Fig.14 System response during harmonic voltage injection

电网电流仍可保持良好的正弦度. 在 0.8 s 时,权重系数由与电路参数相匹配的  $\gamma = 2/3$  变成  $\gamma = 1/3$  时,模拟控制器设计参数与实际线路参数严重不匹配的场景如图 15 所示,由于权重系数  $\gamma$  与实际线路参数严重不匹配,电网电流产生显著畸变. 严重时,当权重系数  $\gamma$  与实际电路参数极度不匹配时,系统有可能失稳.

虽然无差拍控制器依赖电路模型,对电路参数变化较为敏感,当控制器与电路参数失配时,会出现电流静差. 现如今提出了诸多该问题的解决办法,例如引入状态观测器,在线系统辨识等方法提高无差拍控制的参数鲁棒性<sup>[6]</sup>. 但此问题不作为本文的研究内容,因此未展开叙述.

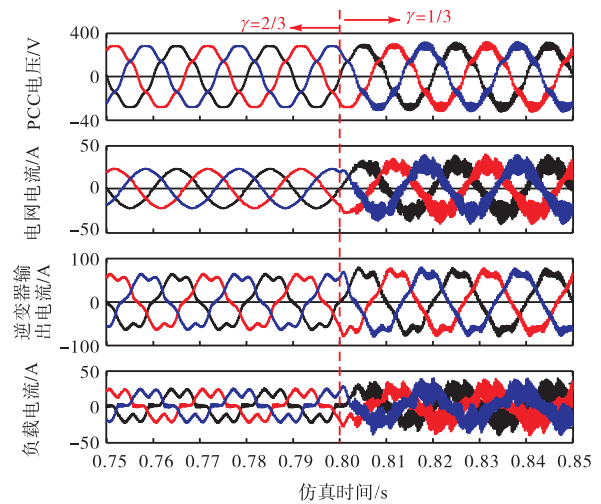


图 15 权重系数  $\gamma$  变化时系统响应

Fig.15 System response when the weight factor  $\gamma$  changes

#### 4 结 语

本文针对多功能分布式电源对本地非线性负荷谐波补偿的要求,以及 LCL 振荡抑制的要求,同时兼顾电流动态响应快速性的要求,提出了一种改进基于加权平均电流控制的改进无差拍控制器. 通过揭示加权平均电流和并网点电流的内在关系,引入了一个谐波补偿项,在加权平均电流高度畸变的情况下,其并网点电流仍保持高度正弦化,并且系统具有较好的鲁棒性和适应性. 在各种工况下的综合验证结果证实了该方法的有效性.

#### 参考文献:

[1] Rocabert J, Luna A, Blaabjerg F, et al. Control of power converters in AC microgrids[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2012, 27(11): 4734-4749.

- [2] 余贻鑫. 面向 21 世纪的智能电网[J]. 天津大学学报: 自然科学与工程技术版, 2020, 53(6): 551-556.
- Yu Yixin. A brief description of the basics of the smart grid[J]. Journal of Tianjin University: Science and Technology, 2020, 53(6): 551-556(in Chinese).
- [3] He Jinwei, Li Yunwei. Generalized closed-loop control schemes with embedded virtual impedances for voltage source converters with LC or LCL filter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2012, 27(4): 1850-1861.
- [4] He Jinwei, Li Yunwei. Hybrid voltage and current control approach for DG-grid interfacing converters with LCL filters[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2013, 60(5): 1797-1809.
- [5] Loh P C, Holmes D G. Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered voltage-source and current source inverters[J]. IEEE Trans on Industrial Applications, 2005, 41(2): 644-654.
- [6] 鲍陈磊, 阮新波, 王学华, 等. 基于 PI 调节器和电容电流反馈有源阻尼的 LCL 型并网逆变器闭环参数设计[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(25): 133-142.
- Bao Chenlei, Ruan Xinbo, Wang Xuehua, et al. Design of grid-connected inverters with LCL filter based on PI regulator and capacitor current feedback active damping[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(25): 133-142(in Chinese).
- [7] Zhang Yingchao, Xie Wei. Deadbeat direct power control of three-phase pulse-width modulation rectifiers[J]. IET Power Electron, 2014, 7(6): 1340-1346.
- [8] 孙建军, 王毅, 杨泽洲, 等. 考虑电压前馈影响的 LCL 并网逆变器改进 WACC 加权系数计算方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(17): 5158-5166.
- Sun Jianjun, Wang Yi, Yang Zezhou, et al. Improved WACC weighted coefficient method for LCL gridconnected inverter considering the influence of voltage feedforward[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(17): 5158-5166(in Chinese).
- [9] Shen Guoqiao, Zhu Xuancai. A new feedback method for PR current control of LCL-filter-based grid-connected inverters[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2010, 57(6): 2033-2041.
- [10] Shen Guoqiao, Xu Dehong. An improved control strategy for grid-connected voltage source inverters with an LCL filter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2008, 23(4): 1899-1906.
- [11] 王萍, 刁长玉, 张景滨, 等. 基于虚拟电阻的重复控制算法在逆变电源中的应用[J]. 天津大学学报: 自然科学与工程技术版, 2014, 47(7): 596-600.
- Wang Ping, Diao Changyu, Zhang Jingbin, et al. Application of repetitive control algorithm based on virtual resistance in power inverter[J]. Journal of Tianjin University: Science and Technology, 2014, 47(7): 596-600(in Chinese).

(责任编辑: 孙立华)