

# 三相光伏并网发电系统 THD 及 DCI 优化方法研究

张国月 秦梦珠 齐冬莲 吴 越 张建良  
(浙江大学电气工程学院 杭州 310027)

**摘要** 电流总谐波畸变 (THD) 和直流电流注入 (DCI) 等电能质量问题限制了光伏并网发电系统的大规模应用。提出新的减小 THD 及抑制 DCI 的方法以提高逆变器输出电流波形的质量，即将基于多个矢量比例积分 (VPI) 控制器并联的多矢量比例积分 (MVPI) 控制器应用于电流控制中以减小入网电流 THD；设计一种直流分量提取电路，通过基于预测算法的控制策略达到抑制 DCI 的目的，同时探讨了 THD 和 DCI 二者之间的关系。在一台 10kW 光伏并网逆变器样机上进行了实验验证，实验结果证明了所提方法的有效性和实用性。

**关键词：**矢量比例积分控制器 多矢量比例积分控制器 总谐波畸变 预测算法 直流电路注入

中图分类号：TM615

## Research on Optimization Method of THD and DCI in Three-Phase Grid-Connected PV Generation System

Zhang Guoyue Qin Mengzhu Qi Donglian Wu Yue Zhang Jianliang

(School of Electrical Engineering Zhejiang University Hangzhou 310027 China)

**Abstract** The power quality, including total harmonic distortion(THD) and direct current injection(DCI), restricts the massive application of photovoltaic grid-connected generation system. Novel methods focusing on DCI suppression and THD reduction are proposed to improve the quality of output current. DC current extraction circuit is designed and control strategy based on prediction algorithm is used to eliminate the DC offset current. Multi-vector proportional integral(MVPI) current controller based on VPI is adopted to decrease the THD. Also, the relationship between DCI and THD is discussed, which implies that both of them are closely connected, and optimization of one can enhance the other obviously. Experiments on 20kW PV inverter prototype have shown the effectiveness and practicality of the proposed method.

**Keywords:** Vector proportional integral controller, multi-vector proportional integral controller, total harmonic distortion, prediction algorithm, direct current injection

## 0 引言

新能源对于缓解当今世界能源短缺问题起到了关键的作用。太阳能光伏并网发电因具有清洁、高

效等优点，近年来得到了快速发展<sup>[1]</sup>。然而，光伏并网发电系统的大规模应用，也造成了很多严重的问题。

首先，光伏并网发电系统中大量使用的电力电子装置增大了入网电流总谐波畸变 (Total Harmonic Distortion, THD)<sup>[2]</sup>，严重降低了电能质量。其次，为避免工频隔离变压器对系统的体积、成本和能量转换效率的不利影响，无变压器非隔离型光伏并网发电系统得到了较快发展。然而，变压器的移除却

国家高技术研究发展（863）计划（2015AA050402），中央高校基本科研业务费专项资金（2014QNA4011）和浙江省教育厅科研项目（LY14E070006）资助项目。

收稿日期 2013-07-22 改稿日期 2013-09-26

又造成了诸如直流电流注入（Direct Current Injection, DCI）等问题。DCI 不仅会导致地下设备腐蚀及变压器饱和，而且对电气设备的正常运行造成不良影响<sup>[3]</sup>。因此，减小入网电流 THD 和 DCI，已成为光伏发电系统安全高效并网必须解决的关键问题。

为减小入网电流 THD，在优化逆变器拓扑结构、改善硬件性能的同时，也需要对其控制算法进行改进。目前，应用较为广泛的并网逆变器控制方法包括旋转坐标系下的 PI 控制方法及其改进策略<sup>[4-6]</sup>和静止坐标系下的比例-谐振控制方法<sup>[7-9]</sup>等。但是这些控制方法均不能兼顾系统的稳定性与动态性能，且波形优化效果有限。

现有的 DCI 抑制策略主要包括：交流耦合电容隔直法<sup>[10]</sup>、基于饱和电抗器的偏置电流补偿法<sup>[11]</sup>、虚拟电容法<sup>[12]</sup>和低成本铝制电解电容隔直法<sup>[13]</sup>等。然而，成本、损耗、使用寿命和稳定性等问题，使得上述方法难以在工程实际中应用。

本文在上述研究的基础上，分别提出 THD 及 DCI 的优化策略，同时在讨论了二者关系的前提下，提出了综合优化方法。提出静止坐标系下基于多个 VPI 控制器并联的 MVPI 电流内环控制策略，在保证系统稳定性的同时，实现 5、7、11、13 次谐波的补偿；提出基于低通模拟滤波电路和预测算法的 DCI 抑制技术，通过增加直流偏置电流控制环，实现 DCI 的抑制；探讨二者关系，提出 THD 及 DCI 的综合优化方法。设计一台额定容量为 10kW 的光伏并网逆变器实验样机，实验结果证明了算法的有效性。

## 1 VPI 及 MVPI

### 1.1 VPI

三相三线制光伏并网逆变系统输出电流中主要含有阶次为  $k=6n\pm 1$  ( $n$  为整数，且  $n \geq 1$ ) 的正序 ( $k=6n+1$ ) 和负序 ( $k=6n-1$ ) 谐波电流，可通过添加谐波补偿器的方法加以抑制。假设在谐波旋转坐标系下， $k$  次谐波以  $\pm k\omega_1$  (正序分量以  $k\omega_1$  作顺时针旋转，负序分量以  $-k\omega_1$  作顺时针旋转，基波角频率为  $\omega_1=314\text{rad/s}$ ) 旋转，被控对象在  $k$  次谐波旋转坐标系下的数学模型为（同步旋转坐标系下的数学模型变换中包含  $k$  次谐波时的数学模型）

$$u^k - e = Rl^k + L \frac{dl^k}{dt} \pm jk\omega_1 Ll^k \quad (1)$$

由式(1)可见，该系统存在复数极点  $R/L+jk\omega_1$ ，

单纯的含有实数零点的  $k$  次 PI 控制器无法实现复数极点的对消，因此，需要改进型  $k$  次 PI 控制器<sup>[14]</sup>为

$$\begin{cases} G_{k\text{PI}}^{k+}(s) = \frac{sK_{kp} + (K_{ki} + jk\omega_1 K_{kp})}{s} \\ G_{k\text{PI}}^{k-}(s) = \frac{sK_{kp} + (K_{ki} - jk\omega_1 K_{kp})}{s} \end{cases} \quad (2)$$

式(2)分别为谐波旋转坐标系下的  $k$  次谐波正、负序分量控制器。通过旋转变换，将改进型 PI 控制器变换到基波旋转坐标系下（正序分量以  $+k\omega_1$  作顺时针旋转，因此要用  $s-jk\omega_1$  替代式(2)中  $G_{k\text{PI}}^{k+}(s)$  的  $s$ ；负序分量以  $-k\omega_1$  作顺时针旋转，因此要用  $s+jk\omega_1$  替代式(2)中  $G_{k\text{PI}}^{k-}(s)$  中的  $s$ ），即

$$\begin{cases} s = s - jk\omega_1 & s \in G_{k\text{PI}}^{k+} \\ s = s + jk\omega_1 & s \in G_{k\text{PI}}^{k-} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} G_{k\text{VPR+}}(s) = \frac{sK_{kp} + K_{ki}}{s - jk\omega_1} \\ G_{k\text{VPR-}}(s) = \frac{sK_{kp} + K_{ki}}{s + jk\omega_1} \end{cases} \quad (4)$$

为在基波旋转坐标系下同时实现谐波的正、负序分量的抑制，将  $G_{k\text{VPR+}}$ 、 $G_{k\text{VPR-}}$  叠加，可得

$$G_{k\text{VPR}}(s) = G_{k\text{VPR+}}(s) + G_{k\text{VPR-}}(s) = \frac{2(s^2 K_{kp} + s K_{ki})}{s^2 + (k\omega_1)^2} \quad (5)$$

式(5)即为矢量比例积分控制器频域表达式<sup>[15]</sup>。由该式可见，其表达形式与谐振控制器表达式类似，即

$$G_{hR}(s) = \frac{2K_{ih}s}{s^2 + (h\omega_1)^2} \quad (6)$$

对式(5)进行等价变换，可得

$$G_{k\text{VPR}}(s) = 2K_{kp} + \frac{2K_{ki}s}{s^2 + (k\omega_1)^2} - \frac{2K_{kp}(k\omega_1)^2}{s^2 + (k\omega_1)^2} \quad (7)$$

对上式进行 Laplace 反变换，可得

$$G_{k\text{VPR}}(t) = 2K_{kp} + \cos(k\omega_1 t + \varphi) \quad (8)$$

式中， $\varphi = \arctan(K_{kp}k\omega_1/K_{ki})$ 。可见，同谐振控制器类似，矢量比例积分控制器也是一种基于内模原理的控制器：通过将交流信号的动态模型  $\cos(k\omega_1 t + \varphi)$  植入控制环，即可实现交流信号的跟踪或抑制。比

例环节  $2K_p$  的加入, 有利于系统动态性能的改善。

图 1 所示为 VPI 控制器和谐振控制器的伯德图, 通过对比发现, 在基波频率处, 谐振控制器存在  $180^\circ$  的相位滞后, 容易使系统失稳; VPI 的相角最终稳定在  $0^\circ$  相角处, 表明其对低于谐振频率的其他频段输入信号具有零相位滞后特性, 不会对稳定性产生影响。

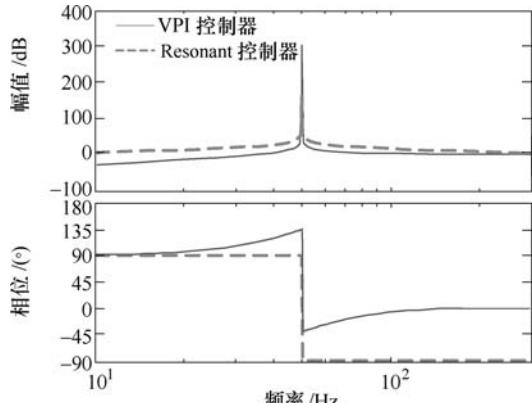


图 1 谐振控制器与矢量比例积分控制器的伯德图

Fig.1 Bode diagram of resonant controller and vector proportional integral controller

## 1.2 VPI 参数设计

加入 VPI 后, 电流内环闭环传递函数为

$$\Phi(s) = \frac{2(s^2 K_p + s K_i)}{s^3 L + s^2 (2K_p + R) + s(2K_i + L\omega_1^2) + R\omega_1^2}$$

本文根据闭环系统根轨迹及开环系统伯德图对 VPI 参数选取进行分析。

### 1.2.1 $K_p$ 设计方法

稳态误差是在交流信号跟踪或抑制时必须考虑的问题, 因此积分系数  $K_i$  一般取值较大。在进行  $K_p$  设计时, 取  $K_i=500$ 。 $K_p$  变化时, 闭环系统根轨迹、VPI 伯德图和电流稳态误差分别如图 2~图 4 所示。

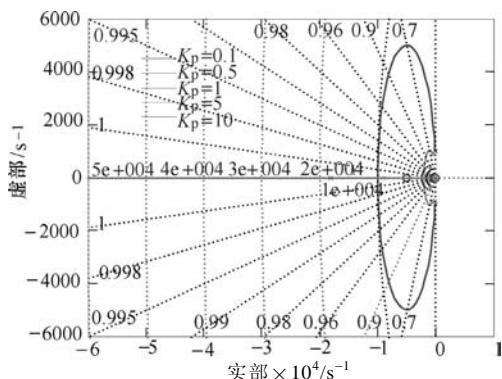


图 2  $K_p$  变化时闭环系统根轨迹

Fig.2 Root locus of closed-loop system as  $K_p$  changes

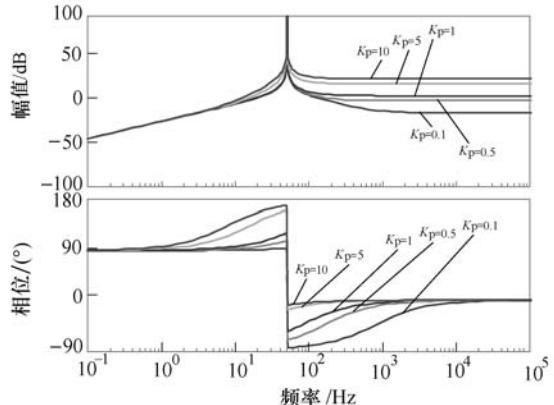


图 3  $K_p$  变化时的 VPI 伯德图

Fig.3 Bode diagram of VPI as  $K_p$  changes

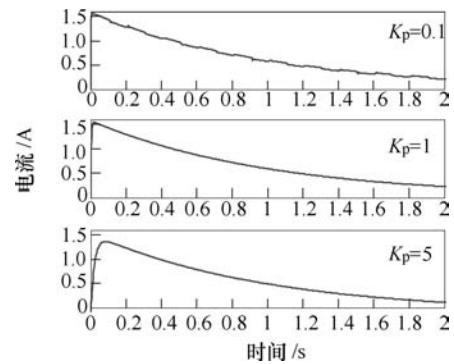


图 4  $K_p$  变化时的电流稳态误差

Fig.4 Static state error of current as  $K_p$  changes

图 2 中, 随着  $K_p$  的增大, 闭环系统主导极点逐渐向虚轴靠近, 当  $K_p \geq 1$  时, 幅频特性在大于特定谐振频率时也将出现正向增益, 会给其他频率处的幅频特性带来影响, 甚至会放大电流谐波, 而当  $K_p=10$  时, 闭环系统根轨迹已非常接近  $s$  域的右半平面, 系统稳定性降低; 图 3 中, 随着  $K_p$  的增大, VPI 的选择性逐渐增强, 即对基波或特定次谐波的跟踪或抑制能力逐渐增强; 图 4 中, 系统稳态误差随着  $K_p$  的增大而减小。

综上, 在进行  $K_p$  参数设计时, 需综合考虑其对系统稳定性、稳态误差及动态响应能力的影响。在本文给定的系统参数范围内,  $K_p$  取值范围为  $K_{kp} \leq 1$ ,  $k \geq 1$ 。由以上分析也可以证明前文所得出的结论, 即 VPI 中的  $K_p$  与 PI 控制器中的比例环节作用相同。

### 1.2.2 $K_i$ 设计方法

同谐振控制中的积分增益类似,  $K_i$  的作用也是减小稳态误差, 提高系统跟踪精度。

图 5 中,  $K_i$  的变化对系统稳定性并无太大影响; 图 6 中, 随着  $K_i$  的增大, VPI 的选择性逐渐减弱, 且在谐振频率处, 相位滞后随之增大, 而其恢复为  $0^\circ$  相位的时间较长, 因此, 需要适当减小  $K_i$  的取值;

图 7 中, 稳态误差随着  $K_i$  的增大而减小, 表明  $K_i$  对稳态性能具有改善作用。由以上分析可见,  $K_i$  的设计不宜过大, 以避免其对 VPI 谐波补偿性能的影响, 本文取  $K_i=500$ 。

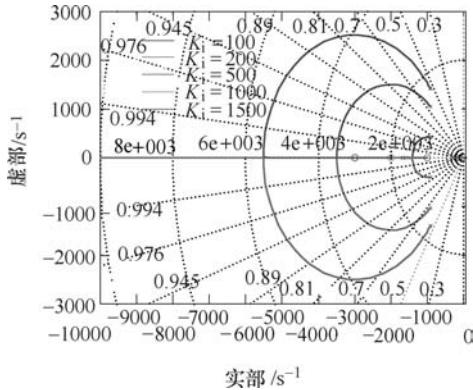


图 5  $K_i$  变化时的闭环系统根轨迹

Fig.5 Root locus of closed-loop system as  $K_i$  changes

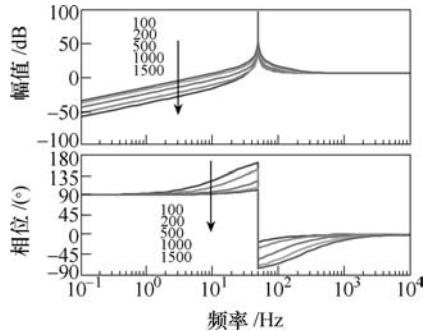


图 6  $K_i$  变化时的 VPI 伯德图

Fig.6 Bode diagram of VPI as  $K_i$  change

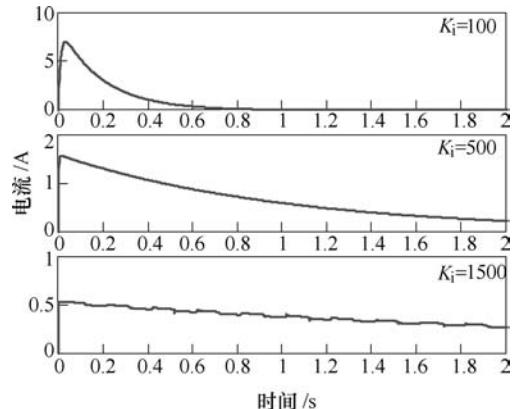


图 7  $K_i$  变化时的电流稳态误差

Fig.7 Static state error of current as  $K_i$  changes

### 1.3 MVPI

本文为消除旋转坐标系下的控制路径耦合, 实现基波的有效跟踪和谐波的完全补偿, 同时保证系统的稳定性和快速性, 提出基波及 5、7、11、13 次谐波 VPI 控制器并联, 构成  $\alpha\beta$  两相静止坐标系下的多矢量比例积分控制器 MVPI, 如图 8 所示。

## 2 DCI 抑制策略

在电流检测环节中, mA 级的 DCI 很难被测量装置准确地检测, 进而难以对其实现有效的抑制; 测量装置的加入, 还有可能进一步加大直流分量的注入。本文设计一种非传感器型直流检测器件, 并对检测到的直流分量进行预测及控制。

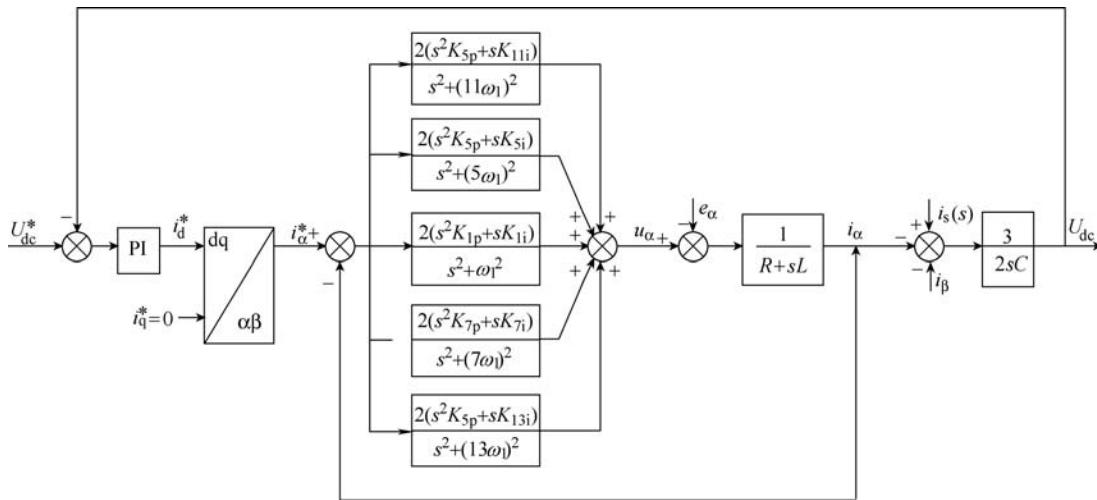


图 8 静止坐标系下的逆变器控制框图

Fig.8 System control block diagram of inverter in stationary frame

### 2.1 直流偏置电流检测及处理

直流偏置电流的控制, 可通过添加 DCI 控制环实现。然而, 控制环的加入必须以 DCI 的准确检测为前提; 电流传感器的加入, 又会在一定程度上加

大 DCI。本文设计一种高准确度、低成本的直流电流检测装置。

#### 2.1.1 直流偏置电流检测装置

本文所设计的 DCI 硬件电路主要分为采样单元、

直流分量提取单元和控制电路单元，如图 9 所示。采样单元将电流信号转换成电压信号。直流分量提取及

处理单元中低通滤波电路实现正弦信号衰减，从而提取出微弱的直流信号，利用运放将小信号放大。

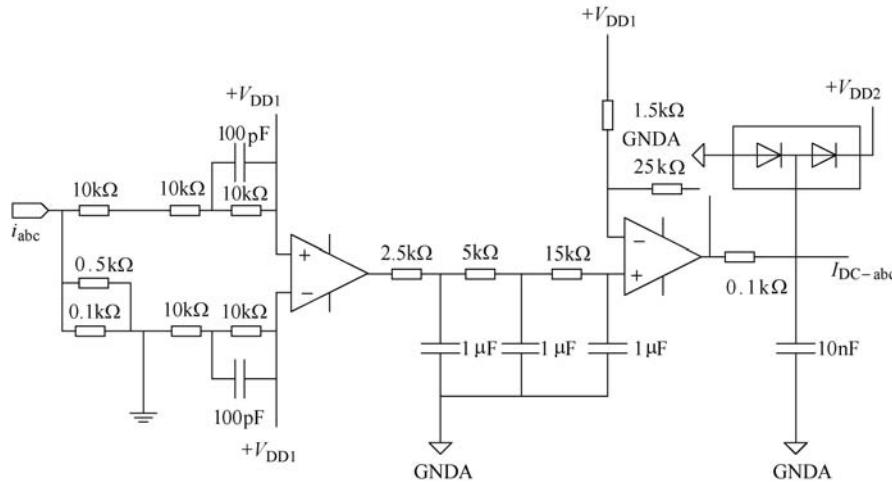


图 9 DCI 采样及滤波电路

Fig.9 Sample and filter circuit of DCI

### 2.1.2 直流偏置电流预测算法

硬件电路采样的延时及直流偏置电流在 DSP 内部的处理和计算造成的延时会使直流偏置电流的检测产生误差。本文通过对采样值进行预测 1/2 采样周期的方法来减小该误差<sup>[16]</sup>，即

$$f(t_k) = \frac{79}{48}w_4 - \frac{13}{16}w_3 + \frac{13}{16}w_2 - \frac{1}{48}w_1 \quad (9)$$

式中， $f(t_k)$ 为预测值； $w_i$  ( $i=1,2,3,4$ ) 为采样值。利用上式对直流电流分量检测电路所得到的检测值进行预测处理，可以提高检测准确度，减小器件延时带来的测量误差。

### 2.2 直流偏置电流控制方法

利用预测算法得到 DCI 的校正值后，在电流控制内环增加直流偏置电流控制环，以抑制 DCI。此时逆变器控制原理如图 10 所示。

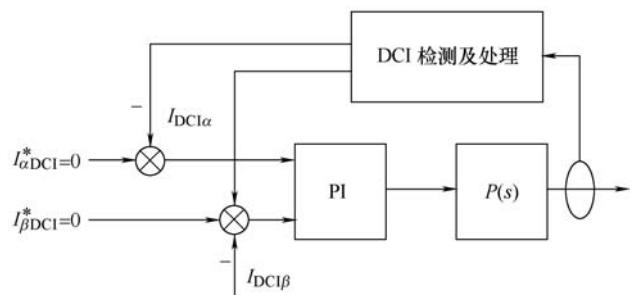


图 10 含直流偏置电流控制环的控制系统

Fig.10 Control system with direct offset current control loop

## 3 THD 与 DCI 综合优化方法

### 3.1 THD 与 DCI

作为并网逆变器两个最重要的性能指标，THD 和 DCI 之间的相互关系影响到并网电能的质量，因此有必要对二者的关系进行分析。

首先探讨一下 THD 对 DCI 的影响。假设并网电流中的直流分量包含因偏移误差而产生的直流分量  $I_{DCOff}$  和因电流谐波畸变而产生的直流分量  $I_{DCHar}$ ，即

$$I_{DC}(t) = I_{DCOff}(t) + I_{DCHar}(t) \quad (10)$$

当输出电流中不含有  $I_{DCOff}(t)$  而含有基波及谐波分量时，其表达式为<sup>[17]</sup>

$$I(t) = \sum_{k=1,2,3,\dots} I_k \sin(k2\pi f_1 t + \varphi_k) \quad (11)$$

式中， $k$  为谐波阶次； $\varphi_k$  为  $k$  次谐波相移。对该式进行时间间隔为周期  $T$  的积分运算，可得

$$\begin{aligned} I_{DCHar}(t) &= \frac{1}{T} \int_0^T \left( \sum_{k=1,2,3,\dots} I_k \sin(k2\pi f_1 t + \varphi_k) \right) dt \\ &= -\frac{1}{\pi T f_1} \sum_{k=1,2,3,\dots} \frac{I_k}{k} \sin(k\pi f_1 T + \varphi_k) \sin(k\pi f_1 T) \end{aligned} \quad (12)$$

由上式可知，当  $T=1/f_1$  时， $I_{DCHar}(t)=0$ ，此时输出电流不会因为谐波的问题而产生 DCI。然而，实

际应用中，输出基波电流频率  $f_1$  的检测需要依靠锁相环实现<sup>[18]</sup>，如图 11 所示。

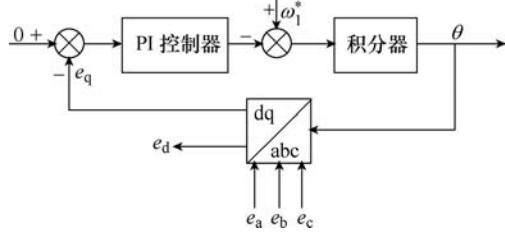


图 11 锁相环原理

Fig.11 The schematic diagram of the phase-locked loop

当入网电流存在较大波形畸变，且并网点阻抗较大时，会引起电网电压波形畸变，使得  $e_q$  中含有较大的谐波成分，进而导致频率（或相位）的检测出现较大偏差，假设该偏差为  $\Delta f$ ，即此时基波频率检测值为  $f'_1 = f_1 + \Delta f$ ，代入式（11），可得

$$\begin{aligned} I_{\text{DCHar}}(t) &= \frac{1}{T} \int_0^T \left( \sum_{k=1,2,3,\dots} I_k \sin(k2\pi f'_1 t + \varphi_k) \right) dt \\ &= -\frac{f'_1}{\pi f_1} \sum_{k=1,2,3,\dots} \frac{I_k}{k} \sin\left(k\pi \frac{\Delta f}{f_1} + \varphi_k\right) \sin\left(k\pi \frac{\Delta f}{f_1}\right) \end{aligned} \quad (13)$$

由式（13）可知，当  $\Delta f \ll f_1$  时， $I_{\text{DCHar}}(t) \approx 0$ ；当  $\Delta f$  不满足上述条件时， $I_{\text{DCHar}}(t) \neq 0$ ，即输出电流中会存在一定程度的直流分量。

下面分析因偏移误差而产生的直流分量  $I_{\text{DCoff}}(t)$  对输出电流 THD 的影响。电流谐波总畸变率为

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left( \sum_{n=2}^{\infty} I_n \right)^2 dt} \times 100\% \quad (14)$$

式中， $I_k$  ( $k=1,2,3,\dots$ ) 为入网电流有效值。当入网电流中含有  $I_{\text{DCoff}}(t)$  时，会造成各次谐波均产生一定程度的幅值偏移，假设该偏移量为  $\Delta I_{k\text{DCoff}}(t)$ ，有

$$\begin{cases} I'_k(t) = I_k(t) + \Delta I_{k\text{DCoff}}(t) \\ I'_k = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [I_k(t) + \Delta I_{k\text{DCoff}}(t)]^2 dt} \\ \text{THD}' = \sqrt{\frac{\frac{1}{T} \int_0^T \left( \sum_{n=2}^{\infty} I_n \right)^2 dt + \frac{1}{T} \int_0^T I_{\text{DCoff}}(t)^2 dt}{I_1 + \Delta I_{1\text{DCoff}}}} \times 100\% \end{cases} \quad (15)$$

由上式可得

$$\begin{aligned} \frac{\text{THD}'}{\text{THD}} &= \frac{I_1}{I_1 + \Delta I_{1\text{DCoff}}} \sqrt{1 + \frac{\int_0^T I_{\text{DCoff}}(t)^2 dt}{\int_0^T \left( \sum_{n=2}^{\infty} I_n \right)^2 dt}} \\ &\approx \sqrt{1 + \frac{\int_0^T I_{\text{DCoff}}(t)^2 dt}{\int_0^T \left( \sum_{n=2}^{\infty} I_n \right)^2 dt}} \end{aligned} \quad (16)$$

由上式可知，当入网电流中含有因偏移误差而产生的直流分量时，其 THD 值会受到影响而变大。

综上，THD 与 DCI 之间存在着紧密的联系，一方性能的改善必然会提高另一方的性能，反之亦然。

### 3.2 综合优化方法

由上节分析可知，将 THD、DCI 优化控制方法同时加入系统中时，不仅可以实现各自性能的优化，而且还会产生相互影响，使得二者性能得到进一步改善。据此得到 THD、DCI 综合优化控制框图，如图 12 所示。

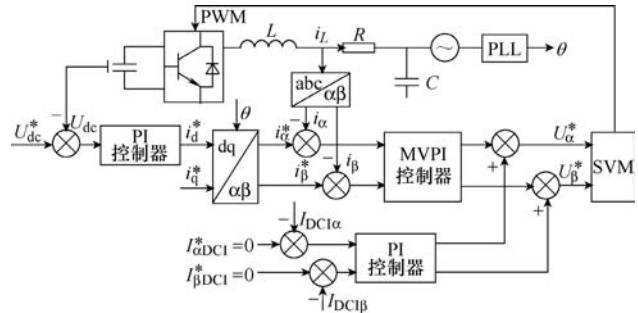


图 12 含直流偏置电流控制环的控制系统

Fig.12 Control system with direct offset current control loop

由于 MVPI 实现对 50Hz 基波分量的跟踪及更高频次谐波分量的抑制，而 DCI 抑制策略实现对直流分量（<3Hz）的抑制，频带宽度相差较大，因此二者在控制上并无直接关联和影响。

## 4 实验验证

本文设计了额定功率为 10kW 的三相光伏并网发电系统的开关电源，利用可编程序 DC Source 模拟光伏阵列，将逆变器输出端直接并入电网。利用精确功率分析仪测量输出电流中的 THD 及 DCI。通过示波器检测输出电流、电压波形并进行 FFT 分析。算法 1：dq 坐标系下 PI 控制策略；算法 2：αβ 坐标系下 THD 优化控制策略；算法 3：αβ 坐标系下 DCI 优化控制策略；算法 4：αβ 坐标系下综合优化控制策略。光伏并网发电系统输出电流波形如图 13 所示。四种算法优化性能比较结果列于下表。

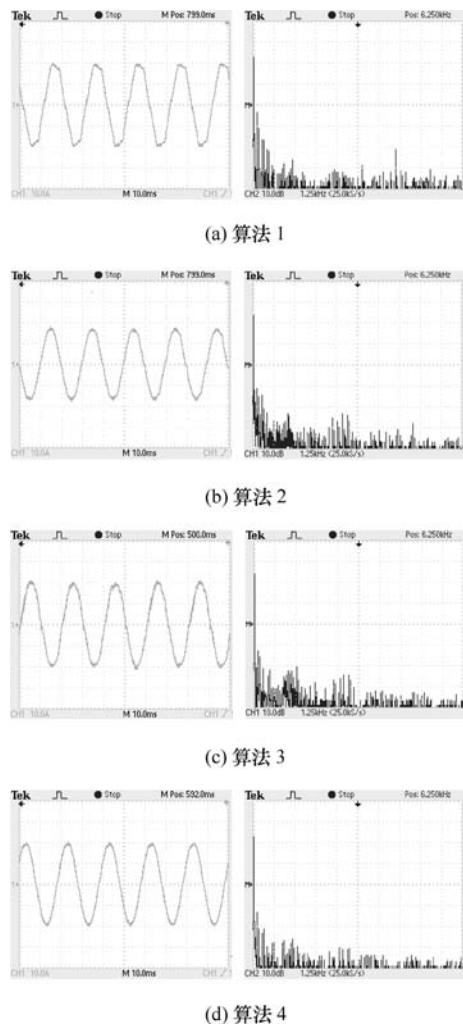


图 13 电流稳态波形及 FFT 分析

Fig.13 Steady waveform and FFT analysis of output current

表 四种算法优化性能比较

Tab. Performance comparison between four algorithms

	算法 1	算法 2	算法 3	算法 4
THD (%)	4.9	2.9	4.1	2.1
DCI/mA	280	250	70	10

图 14 所示为利用差动探头检测到的输出电流直流分量对应的用于 DSP 中 A-D 转换的直流偏置电压。

由图 13、图 14 及下表可以看出，本文提出的算法 4 不仅可以有效改善系统电流波形质量，减小 THD 至最小，而且还可以很好地抑制输出电流中的 DCI，

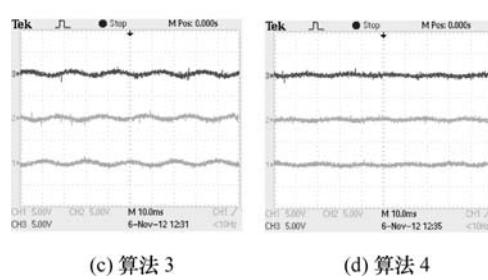
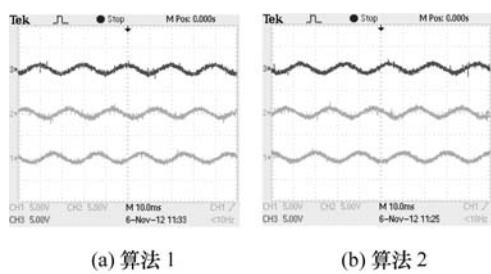


图 14 三相输出直流偏置电压

Fig.14 Three-phase DC offset voltage

进一步提高光伏发电系统的电能质量。实验充分证明了提出的方法可以实现 THD 及 DCI 的综合优化。

## 5 结论

本文主要进行了以下工作：

(1) 详细推导了 VPI 的频域表达式，并结合实际对象对其参数选取进行了分析，在此基础上提出静止坐标下的 MVPI 控制器，消除了传统三相并网逆变器控制路径上的耦合，提高了电能质量。

(2) 设计了 DCI 提取电路及其预测算法，并在电流内环增加了 DCI 控制环，减小了入网电流的直流含量。

(3) 对 THD 和 DCI 的关系进行了详细分析，得到了二者是正相关的关系。

(4) 针对所提出的方法进行了实验验证，证明了所提方法（算法 4）的有效性及优越性。

## 参考文献

- [1] 吴理博, 赵争鸣, 刘建政, 等. 具有无功补偿功能的单级式三相光伏并网系统[J]. 电工技术学报, 2006, 21(1): 28-32.  
Wu Libo, Zhao Zhengming, Liu Jianzheng, et al. Implementation of a single-stage three-phase grid-connected photovoltaic system with reactive power compensation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(1): 28-32.
- [2] 杭丽君, 李宾, 黄龙, 等. 一种可再生能源并网逆变器的多谐振 PR 电流控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(12): 51-58.  
Hang Lijun, Li Bin, Huang Long, et al. A multi-integral PR current controller for grid-connected inverters in renewable energy systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(12): 51-58.
- [3] Armstrong M, Atkinson D J, Johnson C M, et al. Auto-calibrating DC link current sensing technique

- for transformerless, grid connected, H-bridge inverter systems[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2006, 21(5): 1385-1393.
- [4] 王飞, 余世杰, 苏建徽, 等. 太阳能光伏并网发电系统的研究[J]. 电工技术学报, 2005, 20(5): 72-91.  
Wang Fei, Song Shijie, Su Jianhui, et al. Research on photovoltaic grid-connected power system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(5): 72-91.
- [5] Zhou K, Wang D. Digital repetitive learning controller for three-phase CVCF PWM inverter[J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2001, 48(4): 820-830.
- [6] 仇志凌, 杨恩星, 孔洁, 等. 基于 LCL 滤波器的并联有源电力滤波器电流闭环控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(18): 15-20.  
Qiu Zhiling, Yang Enxing, Kong Jie, et al. Current loop control approach for LCL-based shunt active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(18): 15-20.
- [7] 张国月, 曲轶龙, 齐冬莲, 等. 基于重复控制的三电平光伏逆变技术[J]. 浙江大学学报(工学版), 2012, 46(7): 1339-1344.  
Zhang Guoyue, Qu Yilong, Li Ran, et al. Three-level photovoltaic inverter technology based on repetitive control[J]. Journal of Zhejiang University(Engineering Science), 2012, 46(7): 1339-1344.
- [8] Loh P C, Tang Y, Blaabjerg F, et al. Mixed-frame and stationary-frame repetitive control schemes for compensating typical load and grid harmonics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 4(2): 218-226.
- [9] 陈炜, 陈成, 宋战锋, 等. 双馈风力发电系统双 PWM 变换器比例谐振控制[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(15): 1-7.  
Chen Wei, Chen Cheng, Song Zhanfeng, et al. Proportional-integral control for dual PWM converter in doubly fed wind generation system[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(15): 1-7.
- [10] Lee T L, Chen Z J. A transformerless interface converter for a distributed generation system[C]. Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2008, 2008: 1704-1709.
- [11] Buticchi G, Lorenzani E, Franceschini G. A DC offset current compensation strategy in transformerless grid-connected power converters[J]. IEEE Transaction on Power Delivery, 2011, 26(4): 2743-2751.
- [12] 王宝诚, 郭小强, 梅强, 等. 无变压器非隔离型光伏并网逆变器直流注入控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(36): 23-28.  
Wang Baocheng, Guo Xiaoqiang, Mei Qiang, et al. DC injection control for transformerless PV grid-connected inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(36): 23-28.
- [13] Blewittl W M, Atkinson J J, Kelly J, et al. Approach to low-cost prevention of DC injection in transformerless grid connected inverters[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2010, 25(1): 111-119.
- [14] Lascu C, Asiminoaei L, Boldea I, et al. Frequency response analysis of current controllers for selective harmonic compensation in active power filters[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2011, 26(6): 904-914.
- [15] Lascu C, Asiminoaei L, Boldea I, et al. High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2007, 22(5): 1826-1835.
- [16] 赵为. 太阳能光伏并网发电系统的研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2003.
- [17] Wang B C, Guo X Q, Mei Q, et al. Real-time DC injection measurement technique for transformerless grid-connected PV inverter application[C]. IEEE 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, Rome, Italy, 2011.
- [18] 龚锦霞, 解大, 张延迟. 三相数字锁相环的原理及性能[J]. 电工技术学报, 2009, 24(10): 94-99.  
Gongn Jinxia, Xie Da, Zhang Yanchi. Principle and performance of the three-phase digital phase-locked loop[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(10): 94-99.

#### 作者简介

张国月 男, 1987 年生, 博士研究生, 研究方向为新能源发电与微电网。

秦梦珠 女, 1992 年生, 硕士研究生, 研究方向为新能源发电。