

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2023.02.025

# 基于无源控制的并网逆变器特定次谐波电流抑制方法

田芫菘, 李建国, 张雅静, 王久和  
(北京信息科技大学自动化学院, 北京 100192)

**摘要:** 分布式新能源发电多并接于较弱的配电网, 该地区电网电压谐波含量大。受电网电压谐波与开关特性的影响, 并网逆变器的电流容易发生畸变现象, 影响系统稳定性。为此, 文中针对三相并网逆变器提出一种基于无源控制的特定次谐波电流抑制方法。首先建立三相并网逆变器的欧拉-拉格朗日 (Euler-Lagrange, EL) 数学模型, 并设计电流环无源控制器; 然后结合多重参考系 (multiple reference frame, MRF) 方法引入误差电压补偿环路, 对谐波电流进行独立控制; 最后搭建系统仿真模型, 并传统比例积分 (proportional integral, PI) 控制和无源控制进行对比仿真研究。仿真结果表明, 所提控制方法在具有无源控制优点的同时能够有效抑制三相并网逆变器的谐波电流, 提高并网电流的电能质量, 降低滤波器的设计要求, 提高并网逆变器的弱电网适应能力。

**关键词:** 谐波电流抑制; 三相并网逆变器; 无源控制; 弱电网; 电能质量; 多重参考系 (MRF)

**中图分类号:** TM464

**文献标志码:** A

**文章编号:** 2096-3203(2023)02-0215-08

## 0 引言

为实现以“碳达峰、碳中和”为目标的能源结构转型, 分布式新能源并网系统对逆变器性能及稳定性提出了更为严苛的要求。其中由风电、光伏发电的间歇性、波动性和随机性引起的谐波问题给电网稳定运行带来了挑战<sup>[1-2]</sup>。

为解决并网逆变器在并网过程中产生的电流谐波问题, 国内外学者从多种角度进行了改进。文献[3-4]在逆变器中引入二阶高通滤波器, 对滤波器参数进行优化设计, 该方法具有良好的滤波性能, 但由于采用了大量无源器件, 增加了滤波装置的体积和成本, 且容易受到系统阻抗影响, 产生谐振现象, 影响谐波抑制效果甚至威胁逆变器的安全稳定运行。以比例积分 (proportional integral, PI) 控制为例的传统线性控制方法<sup>[5-6]</sup>将输出电流控制偏差的比例和积分进行线性组合, 以此构成控制量, 形成闭环负反馈调节, 实现实际输出电流对期望值的跟踪, 但该控制器的设计多基于工作点附近的小信号线性模型, 在大信号扰动情况下难以维持系统的稳定性。因此, 学者们将视线投向了非线性控制方法。文献[7-8]引入滑模控制器以实现系统快速响应, 但稳态性能较差。文献[9]结合模糊控制和干扰观测器, 提出一种模糊滑模控制策略, 能实现对干扰的自适应补偿, 增强系统的鲁棒性, 但其模糊规则及隶属函数的选取缺乏系统性的方法, 控制器设计困难。文献[10-12]将自抗扰控制策略应用

于并网逆变器的控制中, 其优点是动态响应快、控制精度高, 但也存在设置参数过多以及整定过程复杂等问题。相比之下, 无源控制 (passivity-based control, PBC) 的调节参数较少, 通过选取合适的能量函数, 仅须调节注入阻尼参数便能实现良好的控制性能和系统全局稳定, 因此 PBC 在实际工程应用中更具优势<sup>[13-15]</sup>。但在复杂的弱电网环境下, 因受到谐波畸变电网电压的影响, 锁相环与电流控制环之间可能存在耦合作用, 容易导致谐波电流甚至系统不稳定<sup>[16-17]</sup>。

通过检测谐波电流, 对其进行独立控制, 从而减小甚至消除谐波电流是应对电网谐波问题的一种重要思路。基于快速傅里叶变换 (fast fourier transform, FFT) 的谐波检测方法<sup>[18]</sup>适用于单相和三相应场景, 但其算法复杂、实时性差, 因此其泛用性也较差。文献[19]结合粒子群算法和神经网络, 提出一种自适应谐波分离算法, 但其收敛速度慢且目标函数复杂, 动态性能并不理想。基于瞬时无功功率理论<sup>[20]</sup>的谐波检测方法在工程实践中应用较为广泛, 但其测得的是所有谐波分量的总和, 不能具体到单个谐波分量, 在复杂的电力系统场景下具有一定局限性。受整流负载影响, 配电网电压的低频谐波主要集中在 5 次和 7 次谐波。若能有效抑制 5 次和 7 次谐波, 便可提高滤波器的截止频率设计要求, 从而有效减小滤波器的体积和成本。因此, 相较于全频谱谐波电流控制, 特定次谐波电流控制在灵活性上更具优势<sup>[21-22]</sup>。文献[23]提出一种基于多重参考系 (multiple reference frame, MRF) 的谐波电流控制策略, 实现了对特定次谐波的高精度

收稿日期: 2022-09-06; 修回日期: 2022-11-23

基金项目: 北京市自然科学基金资助项目 (3202010)

补偿,但其电流环采用 PI 控制,在大信号扰动的情况下无法保证系统的大范围稳定和较好的动态性能。

综上,为提高并网逆变器在弱电网中的适应能力,文中提出一种基于 PBC 的特定次谐波电流抑制方法。首先,建立三相并网逆变器的欧拉-拉格朗日 (Euler-Lagrange, EL) 模型,并设计电流环无源控制器。同时,构建误差电压补偿环路,根据不同应用场景下的控制需求,提取特定次谐波电流,并对其进行独立控制,实现对谐波电流的抑制。最后,基于 Matlab/Simulink 搭建系统仿真模型,并与 PI 控制和传统 PBC 进行对比分析,仿真结果验证了所提方法的有效性。

### 1 三相并网逆变器的数学模型

三相并网逆变器的拓扑如图 1 所示。其中,  $u_{DC}$  为直流侧母线电压;  $C$  为直流侧电容;  $i_{DC}$  为直流侧电流;  $u_a, u_b, u_c$  为逆变器输出的三相相电压;  $i_a, i_b, i_c$  为逆变器输出的三相线电流;  $L$  为滤波器的电感;  $R$  为损耗等效电阻;  $u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}$  为电网侧三相交流相电压;  $S_{k1}, S_{k2}$  为开关 ( $k=a, b, c$ )。

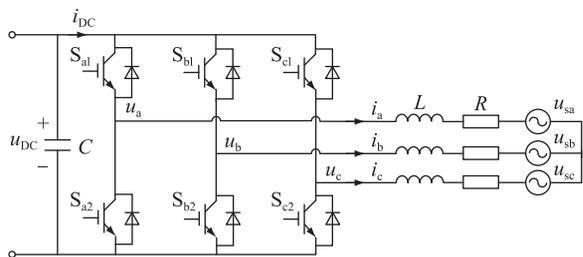


图 1 三相并网逆变器拓扑

Fig.1 Topology of the three-phase grid-connected converter

为建立其数学模型,提出如下假设:(1) 滤波电感是线性的,且不考虑饱和情况;(2) 开关为理想开关,忽略损耗。定义开关函数为  $S_k$  ( $k=a, b, c$ )。

$$S_k = \begin{cases} 1 & S_{k1} \text{ 闭合且 } S_{k2} \text{ 断开} \\ 0 & S_{k1} \text{ 断开且 } S_{k2} \text{ 闭合} \end{cases} \quad (1)$$

由此可得,三相并网逆变器在 abc 坐标系下的数学模型为:

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = -i_a R + u_a - u_{sa} \\ L \frac{di_b}{dt} = -i_b R + u_b - u_{sb} \\ L \frac{di_c}{dt} = -i_c R + u_c - u_{sc} \\ C \frac{du_{DC}}{dt} = i_{DC} - S_a i_a - S_b i_b - S_c i_c \end{cases} \quad (2)$$

对三相并网逆变器的系统变量采用同步旋转坐标变换,可得到其在 dq 坐标系下的数学模型为:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + \omega Li_q + u_d - u_{sd} \\ L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - \omega Li_d + u_q - u_{sq} \\ \frac{2}{3}C \frac{du_{DC}}{dt} = \frac{2}{3}i_{DC} - S_d i_d - S_q i_q \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $i_d, i_q$  分别为三相逆变器的输出电流在 d、q 轴上的分量;  $\omega$  为角速度;  $u_d, u_q$  分别为三相逆变器的输出电压在 d、q 轴上的分量,  $u_d = S_d u_{DC}, u_q = S_q u_{DC}$ ;  $S_d, S_q$  分别为逆变器的开关函数在 d、q 轴上的分量;  $u_{sd}, u_{sq}$  分别为电网侧电压在 d、q 轴上的分量。

### 2 基于 PBC 的特定次谐波抑制方法

基于 PBC 的谐波电流抑制方法系统框图如图 2 所示。其中,  $i_d^*, i_q^*$  分别为输出电流值的 d、q 轴分量;  $u_a^*, u_b^*, u_c^*$  为 PBC 电流环输出的电压参考值;  $\Delta U_a^*, \Delta U_b^*, \Delta U_c^*$  为谐波电流综合控制指令;  $M_{2(dqn)}$  为 abc 坐标系到 n 次同步旋转坐标系的变换矩阵;  $u_{sdq(n)}$  为电网电压 n 次谐波在 n 次同步旋转坐标系上的 dq 轴分量;  $i_{dq(n)}$  为输出电流 n 次谐波在 n 次同步旋转坐标系上的 dq 轴分量;  $U_{d(n)}^*, U_{q(n)}^*$  为 n 次谐波对应的误差电压补偿信号;  $M_{2(dqn)}^{-1}$  为 n 次同步旋转坐标系到 abc 坐标系的逆变换矩阵; LPF 为低通滤波器; SVPWM 为空间矢量脉宽调制。

#### 2.1 电流环无源控制器

基于并网逆变器的 EL 模型设计电流环无源控制器,由式(3)整理得到其 EL 模型矩阵形式如式(4)所示。

$$M\dot{x} + Jx + Rx = u \quad (4)$$

其中:

$$M = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & 2C/3 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -\omega L & -S_d \\ \omega L & 0 & -S_q \\ S_d & S_q & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$R = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$u = [-u_{sd} \quad -u_{sq} \quad 2i_{DC}/3]^T \quad (8)$$

$$x = [i_d \quad i_q \quad u_{DC}]^T \quad (9)$$

逆变器的总能量函数为  $H(x)$ ,如式(10)所示。

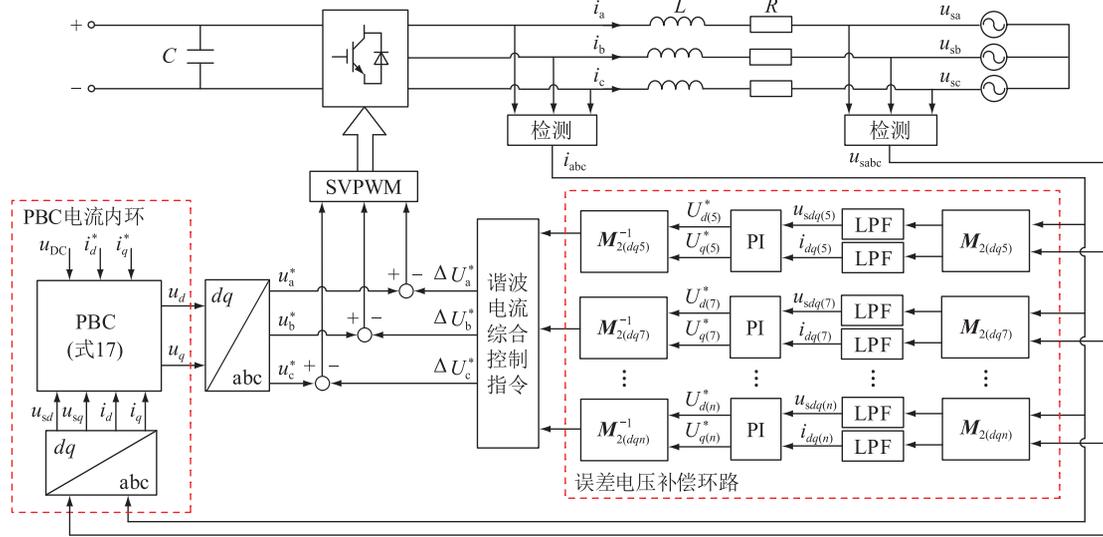


图2 基于谐波电流的PBC框图

Fig.2 The control block diagram of PBC of harmonic current

$$H(x) = \frac{1}{2} x^T M x \quad (10)$$

对式(10)求导,并将式(4)代入其中得到:

$$\dot{H}(x) = x^T M \dot{x} = x^T (u - Jx - Rx) \quad (11)$$

设输出变量  $y = x$ , 且  $J = -J^T$  为反对称矩阵, 因此式(11)可简化为:

$$\dot{H}(x) = y^T u - x^T R x = u^T y - x^T R x < u^T y \quad (12)$$

式(12)表明, 由于系统的运动伴随着能量损失, 该系统的能量增长总和始终小于外部输入能量的总和, 因此, 该逆变器是严格无源的<sup>[13]</sup>, 可以进行无源控制器的设计。

无源控制器的设计目标是输出设定的有功或无功电流值, 并稳定直流侧的电压值, 即实现变换器稳定地工作于期望的电流分量参考值  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  和期望的直流母线电压参考值  $u_{DC}^*$ 。设误差变量为  $x_e = x - x^*$ , 则误差能量函数可表示为:

$$H_e(x) = \frac{1}{2} x_e^T M x_e \quad (13)$$

通过注入阻尼的方式, 加速  $H(x)$  趋近于 0, 即  $x$  趋近于  $x^*$ 。设注入阻尼后的阻尼项为:

$$R_d = R_a + R \quad (14)$$

$$R_a = \begin{bmatrix} r_{a1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{a2} & 0 \\ 0 & 0 & 1/r_{a3} \end{bmatrix} \quad (15)$$

式中:  $R_a$  为阻尼注入矩阵, 为正定矩阵;  $r_{a1}$ 、 $r_{a2}$ 、 $r_{a3}$  可设定为正常数。为避免所得控制器系统出现强耦合现象, 结合式(4)和式(14)整理可得:

$$M \dot{x}_e + R_d x_e = u - (M \dot{x}^* + Jx + Rx^* - R_a x_e) \quad (16)$$

选择无源控制器形式为:

$$u = M \dot{x}^* + Jx + Rx^* - R_a x_e \quad (17)$$

结合式(16)可知, 无源控制器可以实现:

$$\dot{H}_e(x) = -x_e^T (R + R_a) x_e < 0 \quad (18)$$

由式(18)可知,  $R_d$  决定了  $H_e(x)$  的收敛速度, 通常情况下设定  $R_a \gg R$ , 因此  $H_e(x)$  的收敛速度主要取决于  $R_a$ 。考虑到  $M \dot{x}^* = 0$ , 并根据式(17)展开整理, 可得开关函数为:

$$\begin{cases} S_d = [u_{sd} - \omega L i_q + (R + r_{a1}) i_d^* - r_{a1} i_d] / u_{DC} \\ S_q = [u_{sq} + \omega L i_d + (R + r_{a2}) i_q^* - r_{a2} i_q] / u_{DC} \end{cases} \quad (19)$$

## 2.2 谐波电流检测与误差补偿环路

相较于传统线性控制方法, PBC 能够实现对并网电流期望值的良好跟踪, 动态性能较好。但当电网电压谐波扰动较大时, 依旧会影响其稳态性能, 致使并网电流发生畸变。文中在 PBC 的基础上引入图 2 所示的误差电压补偿环路, 根据不同应用场景的需求, 检测并独立控制特定次的谐波电流, 从而抑制谐波电流。

当以角速度  $\omega$  进行 abc 坐标系到 dq 坐标系的变换时, 基波电流变换为直流分量, 谐波电流表现为交流分量, 通过低通滤波器滤除交流分量, 可得基波分量的信息。同理, 当以角速度  $n\omega$  进行相应变换时,  $n$  次谐波变换为直流分量, 基波与其他次谐波表现为交流分量, 滤除交流分量, 就可得到  $n$  次谐波分量的信息。通常情况下, 逆变器输出电压、电流包含一系列谐波分量, 在三相对称的系统中, 由于存在对称关系, 偶次谐波之间可以相互抵消。此外, 由于频率为  $3m\omega$  ( $m$  为正整数) 的谐波呈现零序的特征, 各相之间同样可以相互抵消, 所以只要考

考虑  $n=6m\pm 1$  次谐波。其中,当  $n=6m+1$  时,谐波电流或电压呈现正序的特征;当  $n=6m-1$  时,谐波电流或电压呈现负序的特征。

根据坐标变换的原理可得,在  $n$  次同步旋转坐标系下,逆变器的并网电流和电网电压可表示为:

$$\begin{bmatrix} i_{d(n)} \\ i_{q(n)} \end{bmatrix} = \mathbf{M}_{2(dqn)} [i_a \quad i_b \quad i_c]^T \quad (20)$$

$$\begin{bmatrix} u_{sd(n)} \\ u_{sq(n)} \end{bmatrix} = \mathbf{M}_{2(dqn)} [u_{sa} \quad u_{sb} \quad u_{sc}]^T \quad (21)$$

其中,  $\mathbf{M}_{2(dqn)}$  的表达式为:

$$\mathbf{M}_{2(dqn)} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(n\omega t) & \cos\left(n\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) & \cos\left(n\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ -\sin(n\omega t) & -\sin\left(n\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) & -\sin\left(n\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{bmatrix} \quad (22)$$

谐波电流由相应的谐波电压产生,相对应的各次谐波电压与谐波电流的旋转角速度的大小和方向是相同的。提取得到各次谐波信号后,引入PI控制器对各次谐波电流进行独立控制,生成与各次谐波相对应的误差电压补偿信号  $U_{d(n)}^*$ 、 $U_{q(n)}^*$ 。

$$\begin{cases} U_{d(n)}^* = \left(K_{pn} + \frac{K_{in}}{s}\right) (i_{d(n)}^* - i_{d(n)}) - \omega L i_{q(n)} + u_{sd(n)} \\ U_{q(n)}^* = \left(K_{pn} + \frac{K_{in}}{s}\right) (i_{q(n)}^* - i_{q(n)}) + \omega L i_{d(n)} + u_{sq(n)} \end{cases} \quad (23)$$

式中:  $K_{pn}$ 、 $K_{in}$  分别为  $n$  次谐波 PI 控制器的比例和积分系数。

得到各次谐波电流所对应的误差电压补偿信号后,分别经过逆变换矩阵,叠加生成谐波电流综合控制指令  $\Delta U_a^*$ 、 $\Delta U_b^*$ 、 $\Delta U_c^*$ ,对电流环输出电压参考信号进行补偿矫正,之后送入空间矢量脉宽调制模块生成开关信号,实现对谐波电流的抑制。

将式(23)代入式(3)可推导出在  $n$  次同步旋转坐标系下对应谐波电流闭环控制系统的传递函数,以  $d$  轴为例,其传递函数为:

$$H_n(s) = \frac{i_{d(n)}(s)}{i_{d(n)}^*(s)} = \frac{K_{pn}s + K_{in}}{Ls^2 + (R + K_{pn})s + K_{in}} \quad (24)$$

由式(24)可知,其为一个典型二阶系统,因此可取控制器参数为  $K_{pn}/K_{in} = L/R$ ,以此达到零极点对消的效果,使式(24)简化为一阶模型。

$$H_n(s) = \frac{i_{d(n)}(s)}{i_{d(n)}^*(s)} = \frac{1}{(L/K_{pn})s + 1} \quad (25)$$

由式(25)可知,为同时满足谐波电流的控制精度和系统稳定性要求,  $K_{pn}$  的选取不能过大也不能过小,以此保证较短的系统响应时延和较大的相位裕

度。确定  $K_{pn}$  的值后,再根据零极点对消的参数关系对  $K_{in}$  的值进行选取,最后基于相位裕度的要求对其进行整定调试,以达到最好的效果。

### 3 仿真分析

为验证所提控制方法的有效性,文中利用 Simulink 搭建了仿真模型,并与 PI 控制和传统 PBC 进行对比仿真研究。仿真电路主要参数见表 1。

表 1 系统仿真参数

Table 1 Simulation parameters of the system

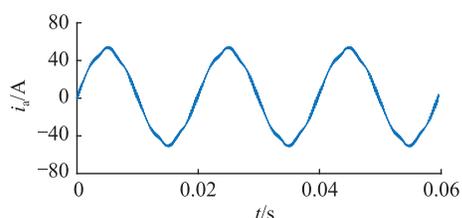
参数	数值	参数	数值
直流侧电压/V	700	比例常系数 $K_{p5}$	1.5
电网相电压/V	311	积分常系数 $K_{i5}$	250
电网频率/Hz	50	比例常系数 $K_{p7}$	1.5
滤波电阻 $R/\Omega$	0.5	积分常系数 $K_{i7}$	250
滤波电感 $L/\text{mH}$	3	注入阻尼 $r_{a1}$	50
开关频率/kHz	10	注入阻尼 $r_{a2}$	50

#### 3.1 无穷大系统下的仿真

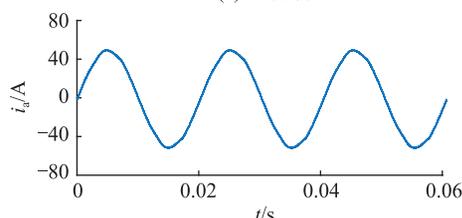
设定系统为无穷大系统,稳定直流源电压为 700 V,对 PI 控制、传统 PBC 和基于 PBC 的特定次谐波抑制方法进行对比仿真分析。

3 种控制方法下输出 50 A 感性无功电流的波形对比结果如图 3 所示。其中,图 3(a)为 PI 控制下的输出电流波形,其在波峰、波谷处均存在较为明显的畸变现象;图 3(b)为传统 PBC 下的输出电流波形,相比于 PI 控制,其在波峰、波谷处的畸变得到了改善,但仍存在波形失真的情况;图 3(c)为基于 PBC 的特定次谐波抑制方法下的输出电流波形,可以看到,在引入误差电压补偿环路后,并网电流的谐波畸变现象得到明显改善,表现为标准的正弦波,且在波峰、波谷处均不存在畸变现象。

3 种控制方法下输出并网电流的 FFT 分析结果如图 4 所示。其中,图 4(a)为 PI 控制输出电流分析结果,其总谐波畸变率(total harmonic distortion,



(a) PI控制



(b) 传统PBC

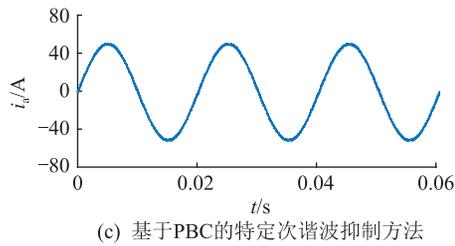


图3 不同控制方法下的输出电流波形对比

Fig.3 Comparison of output current waveforms under different control methods

THD)为4.33%;图4(b)为传统PBC输出电流分析结果,其THD为2.98%;图4(c)为基于PBC的特定次谐波抑制方法的输出电流分析结果,其THD为1.66%。可以看到,相比于PI控制,传统PBC能在一定程度上改善电流谐波畸变问题,其中5次谐波电流的抑制率为35.0%,7次谐波电流的抑制率为20.8%,并网电流的THD降低了31.2%;而当采用基于PBC的特定次谐波抑制方法时,5次谐波电流的抑制率提升到了96.4%,7次谐波电流的抑制率提升到了95.2%,并网电流的THD降低了61.7%。这表明,在无穷大系统下采用基于PBC的特定次谐波抑制方法,可以有效抑制特定的谐波电流,降低电流的THD,提高并网电流的电能质量。

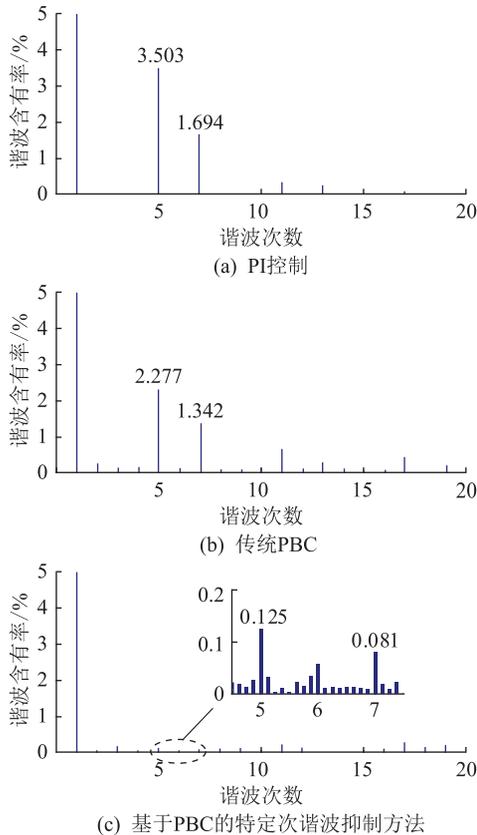


图4 无穷大系统下输出电流的FFT分析

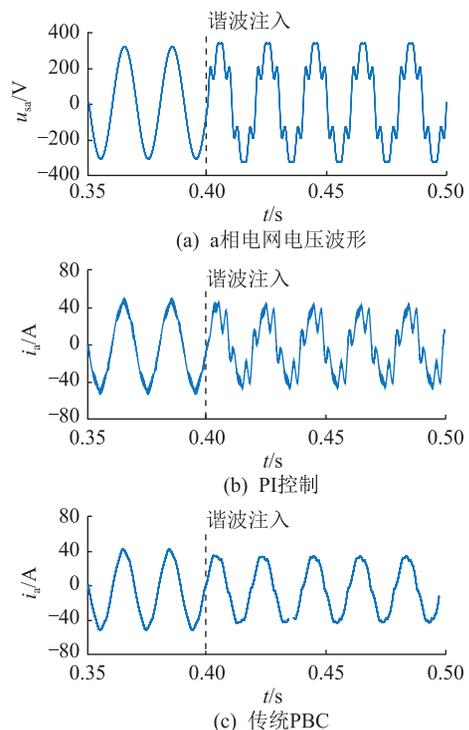
Fig.4 FFT analysis of output current in the case of infinite system

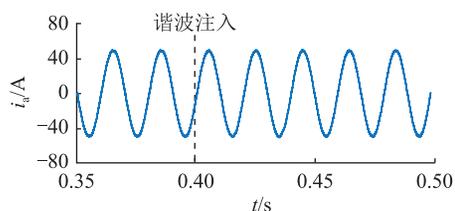
### 3.2 弱电网情况下的仿真

在实际工程中,受电源内阻和变压器阻抗等因素影响,三相并网逆变器的公共耦合点(point of common coupling, PCC)电压多呈现弱电网状态,主要表现为电压波形畸变和三相电压不平衡现象。针对PCC电压畸变和三相不平衡的情况,分别对PI控制、PBC和基于传统PBC的特定次谐波抑制方法进行仿真研究。

电网电压畸变情况下,采用上述3种控制方法时,输出50A感性无功电流的波形对比结果如图5所示。当 $t=0.40$ s时,向PCC注入5次谐波与7次谐波,模拟从无穷大系统到弱电网的变化,如图5(a)所示。5次和7次谐波的幅值分别为基波的0.2倍和0.15倍。由图5(b)可知,在PCC电压发生谐波扰动后,PI控制受到电网电压谐波的影响较大,输出电流畸变严重。由图5(c)可知,在PCC电压发生谐波扰动后,传统PBC输出的并网电流波形存在一定程度的失真,其波峰、波谷处均发生明显畸变。由图5(d)可知,采用基于PBC的特定次谐波抑制方法时,输出电流波形在PCC电压发生畸变前后无明显变化,表现为标准的正弦波,且不存在畸变现象。相比于PI控制和传统PBC,在相同的电网电压谐波干扰下,基于PBC的特定次谐波抑制方法能够实现对输出电流期望值的快速、准确跟踪,具有更强的抗谐波干扰能力,提高了系统的动态性能和鲁棒性。

PCC电压畸变情况下,3种控制方法下输出电流FFT分析结果见图6。其中,图6(a)为PI控制输

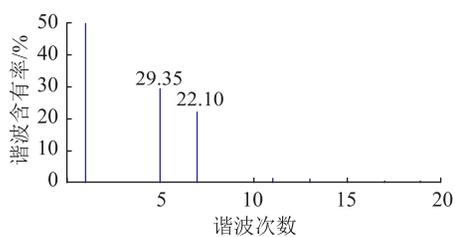




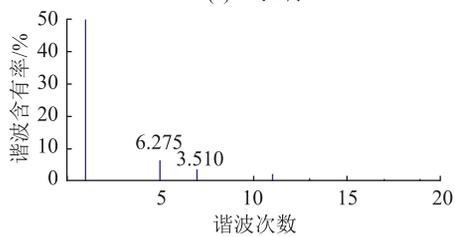
(d) 基于PBC的特定次谐波抑制方法

图5 弱电网情况下的输出 a 相电流波形对比  
Fig.5 Comparison of output phase-a current waveforms in the case of weak grid

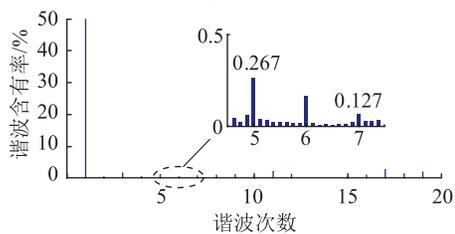
出电流分析结果,其 THD 为 36.87%;图6(b)为传统 PBC 输出电流分析结果,其 THD 为 7.57%;图 6(c)为基于 PBC 的特定次谐波抑制方法的输出电流分析结果,其 THD 为 1.69%。可以看到,在 PCC 电压发生较大谐波扰动的情況下,PI 控制受谐波扰动影响较大,输出电流畸变较为严重。传统 PBC 的输出电流存在较为明显的畸变现象,相对于 PI 控制,其受谐波扰动影响较小,但输出电流的 THD 超过 5%,不满足电网安全稳定运行的实际要求。与传统 PBC 相比,当采用基于 PBC 的特定次谐波抑制方法时,5 次谐波电流的抑制率提升了 95.7%,7 次谐波电流的抑制率提升了 96.4%,并网电流的 THD 降低了 77.7%,有效抑制了谐波电流,充分保证了并网电流的 THD 小于 5%的总体要求。



(a) PI控制



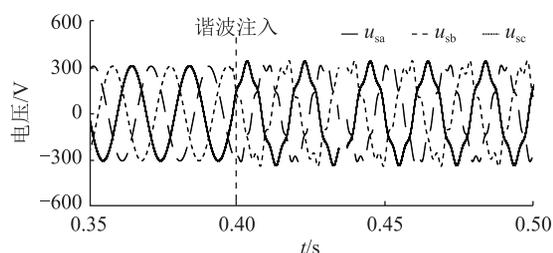
(b) 传统PBC



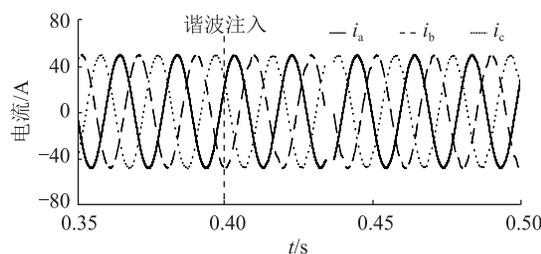
(c) 基于PBC的特定次谐波抑制方法

图6 弱电网情况下输出电流的 FFT 分析  
Fig.6 FFT analysis of output current in the case of weak grid

电网电压三相不平衡情况下,采用基于 PBC 的特定次谐波抑制方法时,输出 50 A 感性无功电流的仿真波形如图 7 所示。



(a) 电网电压



(b) 输出电流

图7 三相不平衡系统下的仿真波形

Fig.7 Simulated waveforms in the case of the three-phase voltage unbalanced system

由图 7(a)可知, $t=0.40$  s 时,电网由无穷大系统变化为三相不平衡系统,电网电压波形发生畸变。由图 7(b)可知,采用基于 PBC 的特定次谐波抑制方法时,输出电流的波形在 PCC 电压发生三相不平衡扰动前后无明显变化,未产生明显畸变与三相不平衡现象。

PCC 电压三相不平衡情况下,采用基于 PBC 的特定次谐波抑制方法输出电流的 FFT 分析结果如表 2 所示。从表 2 中可以看到,a、b、c 三相输出电流的 THD 都能保持较低水平,且每一相电流的谐波含量相差不大。这表明文中所提控制方法在三相不平衡系统中仍然能实现较好的谐波电流补偿效果。

表2 三相不平衡系统下的输出电流波形 FFT 分析

Table 2 FFT analysis of output current waveforms in the case of the three-phase voltage unbalanced system

输出电流质量	a 相	b 相	c 相
THD	1.25	2.56	2.24
5 次谐波电流含量	0.544	1.122	0.829
7 次谐波电流含量	0.301	1.045	0.799

综上所述,在弱电网情况下,采用基于 PBC 的特定次谐波抑制方法,可以有效抑制特定的谐波电流,实现对电流参考值的无静差跟踪控制,降低电流的 THD,提高并网电流的电能质量。

## 4 结语

针对光伏与储能系统中并网电流的谐波抑制问题,文中提出了一种基于PBC的特定次谐波电流抑制方法,在电流环无源控制器的基础上引入误差电压补偿环路,对特定次谐波电流进行独立控制,实现对并网谐波电流的抑制,并通过Matlab/Simulink进行对比仿真研究。仿真结果表明,相比于PI控制和传统PBC,文中所提控制方法能有效抑制谐波电流,实现对电流参考值的无静差跟踪控制,改善并网电流的电能质量,有效避免可能引起的谐振现象,降低滤波器的设计要求和成本,提高系统的可靠性和经济性。但随着指定次谐波次数的增加,控制器的计算量和资源占用率也将增加,因此其对数字信号处理器的运算速率和存储空间有较高的要求。

### 致 谢

本文得到北京信息科技大学促进高校内涵发展科研水平提高项目(2121YJPY215)资助,谨此致谢!

### 参考文献:

- [1] 阮正鑫,张逸,张嫣,等. 高比例光伏与配电网超高次谐波交互影响研究[J]. 电力工程技术,2021,40(2):18-25.  
RUAN Zhengxin,ZHANG Yi,ZHANG Yan, et al. Interaction of high proportion photovoltaic and supraharmonic in distribution network[J]. Electric Power Engineering Technology, 2021, 40(2):18-25.
- [2] 张黎明. 光储交直流混合微电网功率控制及无缝切换策略研究[D]. 济南:山东大学,2019.  
ZHANG Liming. Research on power control strategy and seamless switch of AC/DC hybrid microgrid with PV and battery [D]. Jinan:Shandong University, 2019.
- [3] KOUCHAKI A, NYMAND M. Analytical design of passive LCL filter for three-phase two-level power factor correction rectifiers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4):3012-3022.
- [4] 吕佃顺,许洪华. 并网型中压变流器滤波电路设计[J]. 太阳能学报,2018,39(11):3245-3252.  
LYU Dianshun, XU Honghua. Design of power filter used in grid-connected medium voltage converter[J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2018, 39(11):3245-3252.
- [5] 宋国杰,李国进,杨浩,等. 基于 $d-q$ 坐标系下LCL型光伏并网逆变器的PI+状态反馈控制[J]. 太阳能学报,2020,41(11):135-142.  
SONG Guojie, LI Guojin, YANG Hao, et al. PI+ state feedback controller of single-phase LCL PV grid-connected inverter based on  $d-q$  coordinate system [J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2020, 41(11):135-142.
- [6] 胡文华,谭光辉. 新型电流单环PIR控制器在中频逆变器中的应用[J]. 电力系统及其自动化学报,2020,32(11):7-12.  
HU Wenhua, TAN Guanghui. Application of novel current single-loop PIR controller in medium-frequency inverter[J]. Proceedings of the CSU-EPSS, 2020, 32(11):7-12.
- [7] MARTINS L T, STEFANELLO M, PINHEIRO H, et al. Current control of grid-tied LCL-VSI with a sliding mode controller in a multiloop approach [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12):12356-12367.
- [8] 胡海林,李文,丰富. 光伏并网逆变器滑模变结构控制研究综述[J]. 电测与仪表,2022,59(2):45-52.  
HU Hailin, LI Wen, FENG Fu. Review on sliding mode controller of photovoltaic grid-connected inverter[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2022, 59(2):45-52.
- [9] ZHU Y K, FEI J T. Disturbance observer based fuzzy sliding mode control of PV grid connected inverter [J]. IEEE Access, 6:21202-21211.
- [10] 马明,廖鹏,蔡雨希,等. LCL并网逆变器的自抗扰控制策略[J]. 高电压技术,2021,47(6):2223-2231.  
MA Ming, LIAO Peng, CAI Yuxi, et al. Active disturbance rejection control strategy of LCL grid-connected inverter [J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(6):2223-2231.
- [11] CAO Y F, ZHAO Q S, YE Y Q, et al. ADRC-based current control for grid-tied inverters: design, analysis, and verification [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(10):8428-8437.
- [12] 何国锋. 孤岛模式单相光伏并网逆变器自抗扰控制策略[J]. 可再生能源,2021,39(6):790-796.  
HE Guofeng. Design of controller based on ADRC strategy under islanding mode for single-phase PV grid-connected inverter [J]. Renewable Energy Resources, 2021, 39(6):790-796.
- [13] 程启明,王玉娇,程尹曼,等. 电网不平衡下基于SGSC和PBC的DFIG风电系统的协调控制策略[J]. 太阳能学报,2021,42(4):351-358.  
CHENG Qiming, WANG Yujiao, CHENG Yinman, et al. Coordinated control strategy of DFIG wind power system based on SGSC and PBC under unbalanced grid voltage [J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2021, 42(4):351-358.
- [14] ZHENG F B, WU W M, CHEN B L, et al. An optimized parameter design method for passivity-based control in a LCL-filtered grid-connected inverter [J]. IEEE Access, 8:189878-189890.
- [15] ZHAO J P, WU W M, SHUAI Z K, et al. Robust control parameters design of PBC controller for LCL-filtered grid-tied inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8):8102-8115.
- [16] 叶吉亮,李岚,刘海霞,等. 电网电压不平衡及谐波状态下的并网逆变器控制策略[J]. 电力系统保护与控制,2018,46(6):113-119.  
YE Jiliang, LI Lan, LIU Haixia, et al. Control strategy of grid-connected inverter under unbalanced and harmonic voltage condition [J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(6):113-119.
- [17] 黄敏,陈凡,吴卫民,等. 弱电网下无锁相环的并网逆变器无源控制策略[J]. 电机与控制学报,2022,26(3):127-136.

- HUANG Min, CHEN Fan, WU Weimin, et al. Passivity-based control of grid-connected inverters without phase-locked loop under weak grid[J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(3):127-136.
- [18] 邱衍江, 张新燕, 张超. 风电汇集地区次/超同步谐波分析方法研究[J]. 太阳能学报, 2021, 42(1):286-293.  
QIU Yanjiang, ZHANG Xinyan, ZHANG Chao. Study on sub/super-synchronous harmonic detection method in dense wind power areas[J]. Acta Energaie Solaris Sinica, 2021, 42(1):286-293.
- [19] SHI J M, LIU Z M. Harmonic detection technology for power grids based on adaptive ensemble empirical mode decomposition[J]. IEEE Access, 9:21218-21226.
- [20] 王一帆, 裘智峰, 张亮. 基于改进  $i_p-i_q$  法的谐波多功能精细检测方法[J]. 电子测量技术, 2021, 44(11):1-8.  
WANG Yifan, QIU Zhifeng, ZHANG Liang. Multifunctional refined harmonic detection method based on improved  $i_p-i_q$  method[J]. Electronic Measurement Technology, 2021, 44(11):1-8.
- [21] XIAO P, CORZINE K A, VENAYAGAMOORTHY G K. Multiple reference frame-based control of three-phase PWM boost rectifiers under unbalanced and distorted input conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(4):2006-2017.
- [22] MORENO V M, LISERRE M, PIGAZO A, et al. A comparative analysis of real-time algorithms for power signal decomposition in multiple synchronous reference frames [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(4):1280-1289.
- [23] XIAO Y, FAHIMI B, ROTEA M A, et al. Multiple reference frame-based torque ripple reduction in DFIG-DC system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5):4971-4983.

作者简介:



田莞崧

田莞崧(1998),男,硕士在读,研究方向为电能变换器控制和电能质量控制技术(E-mail:tyuansong@163.com);

李建国(1975),男,博士,副教授,研究方向为柔性交直流输配电及控制技术;

张雅静(1984),女,博士,讲师,研究方向为柔性交直流输配电及控制技术。

### Selective harmonic current suppression method for grid-connected inverters based on passivity-based control

TIAN Yuansong, LI Jianguo, ZHANG Yajing, WANG Jiuh

(School of Automation, Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100192, China)

**Abstract:** New energy power generation devices are mostly located in weak power grid areas, where the grid voltage harmonic content is high. Affected by the grid voltage harmonics and switching characteristics, the current of the grid-connected inverter is prone to distortion, which affects the system stability. To solve this problem, a selective harmonic current suppression method based on passivity-based control is proposed for three-phase grid-connected inverters in this paper. Firstly, the Euler-Lagrange (EL) mathematical model of the three-phase grid-connected inverter is established, and the current loop passivity-based controller is designed. Then, combined with the multiple reference frame (MRF) method, an error voltage compensation loop is introduced to independently control the harmonic current. Finally, a simulation model of the system is built and a comparative simulation study is performed with the conventional proportional integral (PI) control and passivity-based control. The simulation results show that the proposed control method which has the advantages of passivity-based control, can effectively suppress the harmonic current of the grid-connected inverter and reduce the design requirements of the filter, thus improving the adaptability of the grid-connected inverter to the weak grid.

**Keywords:** harmonic current suppression; three-phase grid-connected inverter; passivity-based control; weak grid; power quality; multiple reference frame (MRF)

(编辑 陆海霞)