

三相 LCL 并网逆变器三矢量定频预测电流控制

丁朝辉¹,姚斐¹,江钧¹,高昂¹,邵高²

(1. 镇江电力设计院有限公司, 江苏 镇江 212009;

2. 中国矿业大学 电气工程学院, 江苏 徐州 221116)

摘要:三相 LCL 并网逆变器传统预测电流控制存在稳态纹波大且开关频率不固定的问题,不利于并网电流质量以及滤波器的设计。为此,提出了一种改进三矢量定频预测电流控制方法。通过一个控制周期内作用 3 个矢量,最大化了控制自由度。首先,设计了一种基于电容电压反馈的有源阻尼方法以抑制谐振;其次,提出了一种基于逆变器侧电流无差拍控制的占空比计算方法以及七段对称式脉冲生成策略。仿真与试验结果验证了所提方法在动、稳态性能提升和固定开关频率方面的优越性。

关键词:LCL 并网逆变器;模型预测控制;占空比计算;调制;有源阻尼

中图分类号:TM464 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd26021

Three Vector Fixed Frequency Predictive Current Control for Three-phase LCL Grid Connected Inverters

DING Chaohui¹, YAO Fei¹, JANG Jun¹, GAO Ang¹, SHAO Gao²

(1. Zhenjiang Electric Power Design Institute Co., Ltd., Zhenjiang 212009, Jiangsu, China;

2. School of Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, Jiangsu, China)

Abstract: The traditional predictive current control for three-phase LCL grid connected inverters has the problems of large steady-state ripple and unstable switching frequency, which is not conducive to the quality of grid connected current and the design of filters. Therefore, an improved three vector fixed frequency predictive current control method was proposed. By applying three vectors within one control cycle, the control degrees of freedom were maximized. Firstly, an active damping method based on capacitor voltage feedback was designed to suppress resonance. Then, a duty cycle calculation method based on inverter side current deadbeat control and a seven segment symmetric pulse generation scheme were proposed. The simulation results and test results verified the superiority of the proposed method in improving dynamic performance, steady-state performance and fixing switching frequency.

Key words: LCL grid connected inverter; model predictive control (MPC); duty cycle calculations; modulation; active damping

自从“碳中和、碳达峰”和新型电力系统理念被提出后,类如光伏发电等新能源发电方式得到了飞速的发展^[1]。而三相并网逆变器作为新能源发电装置与三相交流电网之间的重要接口变换器,其在电能传输的过程中起着重要作用。由于 LCL 滤波器与 L 滤波器相比而言,体积更小且对高次谐波的衰减能力更强,故常被接入到并网逆变器与大电网之间以滤除电网电流谐波^[2]。尽管如此,LCL 滤波器的引入可能会造成并网电流的谐振问题,若不妥善处理将会导致系统失稳。目

前,一种较为简单有效的方法是在滤波元件上串联或并联电阻,即无源阻尼策略^[3]。然而,实体电阻会产生有功损耗,降低系统效率。因此,基于状态反馈的有源阻尼法因无需增加硬件且谐振抑制效果好,在并网逆变器控制领域受到了广泛关注^[4-5]。尽管如此,现有有源阻尼策略多基于传统比例-积分或比例-谐振线性控制架构实现,存在待设计参数多、参数间互相耦合难以最优调节而影响并网逆变器的稳定性等问题^[6]。

近年来,模型预测控制(model predictive con-

基金项目:国网江苏省电力有限公司省管产业科技项目(JC2024044)

作者简介:丁朝辉(1977—),男,硕士研究生,高级工程师,主要研究方向为电力系统及其自动化,Email:dzh_1995@163.com

rol, MPC)以其概念直观、动态响应快和灵活集成多目标等优点被广泛应用于并网逆变器^[7]。文献[8]提出了并网逆变器的一种有限集模型预测直接功率控制方法;文献[9]针对三电平LCL型并网逆变器提出了一种基于电容电压基波反馈的有源阻尼模型预测控制方法,一定程度上抑制了谐振;文献[10]针对三相Z源永磁直驱风力发电并网系统提出一种基于模型预测控制的方法,改善了系统动态性能;文献[11]分别提出了基于逆变器侧电流、电网侧电流以及电容电压的多目标预测控制算法,实现了谐振阻尼。尽管如此,上述传统预测控制方法在一个控制周期内仅作用单一电压矢量,这将导致系统稳态性能较差;此外,由于其无调制环节,造成了系统开关频率不固定。这不仅不利于LCL滤波器设计,而且还可能额外激发不期望的谐振现象。

鉴于此,本文提出了一种三矢量定频预测电流控制方法,在一个控制周期内作用两个有效电压矢量和一个零矢量,最大化合成矢量的控制自由度。首先,设计了一种基于电容电压反馈的有源阻尼方法以抑制谐振;其次,设计了一种基于逆变器侧电流无差拍跟踪控制的占空比计算和七段对称式脉冲生成方法。试验和仿真结果验证了所提方法相比于传统预测电流控制可以有效降低系统稳态纹波和谐波,并可实现固定的开关频率。

1 LCL并网逆变器建模及问题

1.1 LCL型并网逆变器系统建模

三相LCL型并网逆变器的基本拓扑如图1所示。可看出,三相逆变器和三相交流电网之间通过LCL滤波器相连接; V_{dc} 为直流侧电压; $S_1 \sim S_6$ 为三相桥臂开关; v 为逆变器电压; v_c 为滤波电容电压; v_g 为交流电网电压; i_t 为逆变器侧电流; i_g 为网侧电流; i_c 为滤波电容电流; L_1 和 L_2 分别为逆变器侧和网侧滤波电感; C 为滤波电容。

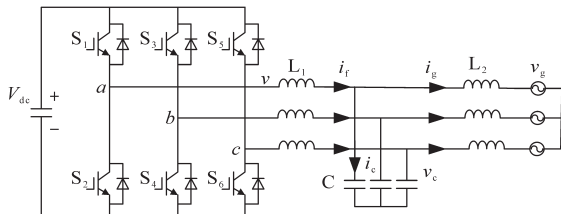


图1 三相LCL型并网逆变器基本拓扑图

Fig.1 Basic topology diagram of three-phase grid connected inverter with LCL filter

因此,可在 $d-q$ 坐标系下构建LCL型并网逆

变器系统的连续时间域状态空间方程为

$$\begin{cases} L_1 p i_{fd} = v_d - v_{cd} + \omega L_1 i_{fq} \\ L_1 p i_{fq} = v_q - v_{cq} - \omega L_1 i_{fd} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} C p v_{cd} = i_{fd} - i_{gd} + \omega C v_{cq} \\ C p v_{cq} = i_{fq} - i_{gq} - \omega C v_{cd} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} L_2 p i_{gd} = v_{cd} - v_{gd} + \omega L_2 i_{gq} \\ L_2 p i_{gq} = v_{cq} - v_{gq} - \omega L_2 i_{gd} \end{cases} \quad (3)$$

式中: ω 为电网角频率, $\omega=2\pi f$; p 为微分算子;下标 d 和 q 分别代表各变量在旋转坐标系下的 d, q 轴分量,可由三相 $a-b-c$ 坐标系下的变量通过派克变换得到。

此外,逆变器的8个基本电压矢量和三相上桥臂开关状态 S_a, S_b, S_c 的对应关系如表1所示。其中, v_α 和 v_β 为逆变器电压矢量的 α 轴和 β 轴分量。

表1 逆变器开关状态和基本电压矢量

Tab.1 Switching states and basic voltage vectors of an inverter

电压矢量	S_a	S_b	S_c	v_α	v_β
v_0	0	0	0	0	0
v_1	1	0	0	$2V_{dc}/3$	0
v_2	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
v_3	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
v_4	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	0
v_5	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/\sqrt{3}$
v_6	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/\sqrt{3}$
v_7	1	1	1	0	0

1.2 LCL并网逆变器系统谐振失稳问题

基于式(1)~式(3),忽略 d, q 轴耦合项,可得到由逆变器电压 v 到网侧电流 i_g 的传递函数为

$$G_i(s) = \frac{i_g}{v} = \frac{1}{(L_1 L_2 C)s^3 + (L_1 + L_2)s} \quad (4)$$

图2为传递函数 $G_i(s)$ 所对应的频域伯德图,其中 $L_1 = L_2 = 2 \text{ mH}$, $C = 10 \text{ } \mu\text{F}$ 。

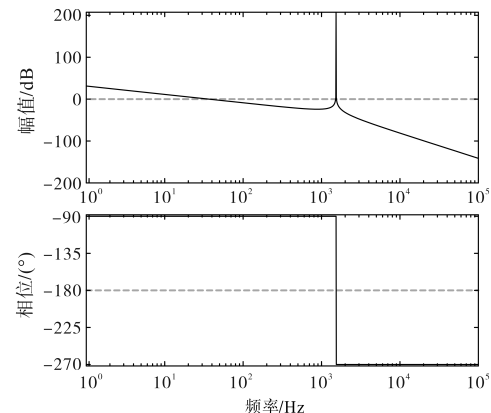


图2 LCL滤波器频域伯德图

Fig.2 Frequency domain Bode diagram of LCL filter

从图2中可知,LCL滤波器对高频信号的抑制能力更强,但在某个幅值大于0处相位负穿越 -180° ,故产生了谐振尖峰而导致系统不稳定。对应的谐振频率 f_{res} 可计算为

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (5)$$

1.3 基于二阶广义积分器的锁相环技术

在实现并网逆变器的控制时,需要用到电网的相位角 θ ,本文采用基于二阶广义积分器的锁相环技术^[12],其可准确获得三相交流电网的频率和相位,能够保证并网逆变器和电网同步。二阶广义积分器锁相环的结构如图3所示。

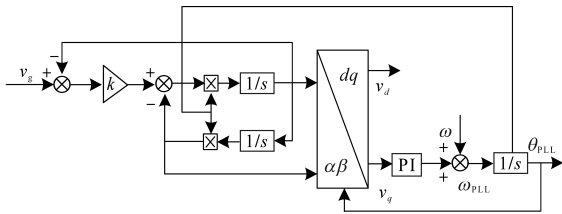


图3 二阶广义积分器锁相环

Fig.3 Second-order generalized integrator phase-locked loop

图3中, v_g 为锁相环的输入,即电网电压; k 为增益,通常取0.707; ω 为电网电压基波角频率; ω_{PLL} 和 θ_{PLL} 分别为锁相环输出角频率和相位。

2 所提三矢量定频预测电流控制

为了克服传统预测控制稳态性能不佳和开关频率不固定的问题,本节以三相LCL并网逆变器为控制对象,提出了一种改进三矢量定频预测电流控制策略,具体设计步骤如下。

2.1 预测模型构建及延迟补偿

假设系统采样周期为 T_s ,对式(1)~式(3)进行前向欧拉离散化,可得到在 d - q 坐标系下的预测模型为

$$\begin{cases} i_{fd,k+1} = i_{fd,k} + \frac{T_s}{L_1} (v_{d,k} - v_{cd,k} + \omega L_1 i_{fq,k}) \\ i_{fq,k+1} = i_{fq,k} + \frac{T_s}{L_1} (v_{q,k} - v_{cq,k} - \omega L_1 i_{fd,k}) \\ v_{cd,k+1} = v_{cd,k} + \frac{T_s}{C} (i_{fd,k} - i_{gd,k} + \omega C v_{cq,k}) \\ v_{cq,k+1} = v_{cq,k} + \frac{T_s}{C} (i_{fq,k} - i_{gq,k} - \omega C v_{cd,k}) \\ i_{gd,k+1} = i_{gd,k} + \frac{T_s}{L_2} (v_{cd,k} - v_{gd,k} + \omega L_2 i_{gq,k}) \\ i_{gq,k+1} = i_{gq,k} + \frac{T_s}{L_2} (v_{cq,k} - v_{gq,k} - \omega L_2 i_{gd,k}) \end{cases} \quad (6)$$

考虑到预测控制算法在实际实现时,控制器采样及执行算法需要一定时间,从而导致当前步控制指令在下一个 T_s 才能作用,产生了一步计算延时。因计算延迟将会恶化系统稳态性能,故常采用“一步向前预测”来补偿^[7]。具体而言,将式(6)中的 k 替换为 $k+1$,即通过预测 $k+2$ 步值来实现延迟补偿。

2.2 价值函数设计

为了简化控制复杂度,本文设计了一种基于逆变器侧电流参考跟踪的价值函数,如下式所示:

$$g = (i_{fd}^* - i_{fd,k+2})^2 + (i_{fq}^* - i_{fq,k+2})^2 \quad (7)$$

式中: i_{fd}^*, i_{fq}^* 分别为 d, q 轴逆变器侧电流参考值; $i_{fd,k+2}, i_{fq,k+2}$ 分别为考虑延迟补偿后的 d, q 轴逆变器侧电流预测值。

因LCL滤波器逆变器侧电流 i_i 和网侧电流 i_g 不相等,为了实现网侧电流参考跟踪控制,需求出对应的逆变器侧电流参考值。注意到系统到达稳态时各状态不再发生变化,即式(2)中各个状态变量的微分项为零,且网侧电流也将达到其参考值。因此,可推导出逆变器侧电流参考值为

$$\begin{cases} i_{fd,k}^* = i_{gd}^* - \omega C v_{cq,k} \\ i_{fq,k}^* = i_{gq}^* + \omega C v_{cd,k} \end{cases} \quad (8)$$

2.3 基于电容电压反馈的有源阻尼

为了解决LCL并网逆变器系统的固有谐振失稳问题,本节将引入一种基于电容电压反馈的有源阻尼来解决。图4给出了利用电容 C 两端并联电阻 R_v 来阻尼的等效电路图。此时逆变器电压 v 到网侧电流 i_g 的传递函数为

$$G_i(s) = \frac{i_g}{v} = \frac{1}{(L_1 L_2 C)s^3 + s^2 L_1 L_2 / R_v + s(L_1 + L_2)} \quad (9)$$

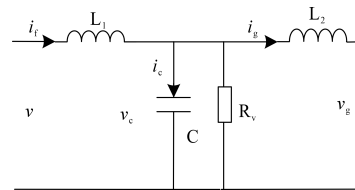


图4 电容并联电阻等效电路

Fig.4 The Equivalent circuit of capacitor parallel resistance

图5给出了未加阻尼时(式(4))以及加入电容并联电阻阻尼后(式(9))所对应的幅频特性曲线对比,其中 R_v 设置为 15Ω 。

对比可知,电容并联电阻的阻尼方式消除了系统的谐振尖峰,从而保证了系统的稳定性。为了不引入有功损耗,本文采用与电容并联电阻阻

尼相等效的电容电压反馈有源阻尼法,其基本实现框图如图6所示。

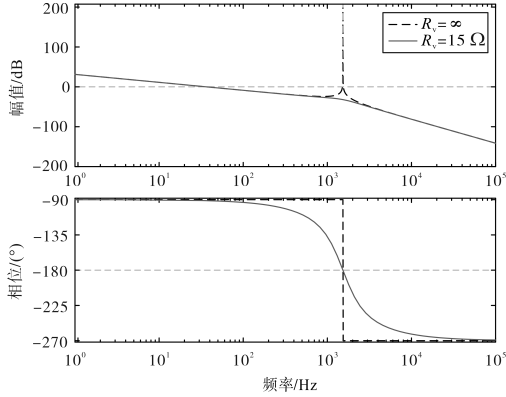


图5 电容并联电阻有源阻尼伯德图

Fig.5 Bode diagram of active damping for capacitor parallel resistance

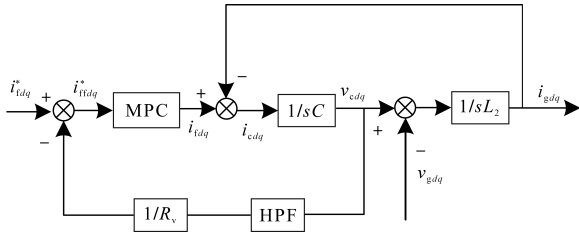


图6 电容电压反馈有源阻尼控制框图

Fig.6 Block diagram of active damping control for capacitor voltage feedback

从图6中可看出,基于电容电压反馈的有源阻尼方法本质是从逆变器侧电流中去除虚拟电阻 R_v 中的高频谐振电流。具体来说,首先利用高通滤波器 (high pass filter, HPF) 提取滤波电容电压中的高频谐振分量,并除以 R_v 得到相应的谐振电流。然后,从式(8)中的逆变器侧电流参考中减去该谐振电流,即可得到具有谐振抑制能力的逆变器侧电流新参考值 i_{idd}^* 和 i_{iqq}^* :

$$\begin{cases} i_{idd,k}^* = i_{gd}^* - \omega C v_{cq,k} - \frac{\tilde{v}_{cd,k}}{R_v} \\ i_{iqq,k}^* = i_{gq}^* + \omega C v_{cd,k} - \frac{\tilde{v}_{cq,k}}{R_v} \end{cases} \quad (10)$$

式中: $i_{idd,k}^*$, $i_{iqq,k}^*$ 分别为 k 时刻 $i_{idd,k}^*$ 的 d, q 轴分量; $\tilde{v}_{cd,k}$, $\tilde{v}_{cq,k}$ 分别为滤波电容电压的 d, q 轴谐振分量。

2.4 最优占空比及最优三矢量确定

所提三矢量定频预测电流控制方法的基本原理是在一个 T_s 内同时作用两个有效电压矢量和一个零电压矢量以实现定频控制。为此,提出了一种基于逆变器侧电流无差拍控制的三矢量占空比计算方法。具体而言,首先定义逆变器侧电流预测跟踪误差 j_i 和 k_i 为

$$\begin{cases} j_i = i_{idd}^* - i_{idd,k+2} \\ k_i = i_{iqq}^* - i_{iqq,k+2} \end{cases} \quad i = \{0,1,2\} \quad (11)$$

式中:下标 i 代表一个零矢量 v_0 和各扇区的2个候选有效电压矢量 v_{1l}, v_{2l} 。

其次,表2定义了各扇区的候选有效电压矢量 v_{1l}, v_{2l} 。

表2 各扇区候选有效电压矢量

Tab.2 Candidate active voltage vectors in each sector						
扇区 l	I	II	III	IV	V	VI
v_{1l}	v_1	v_3	v_3	v_5	v_5	v_1
v_{2l}	v_2	v_2	v_4	v_4	v_6	v_6

图7给出了对应的逆变器基本电压矢量分布图。可看出,候选电压矢量是依据各扇区相邻的两个基本电压矢量选择的,旨在获得最小的电流参考跟踪误差。

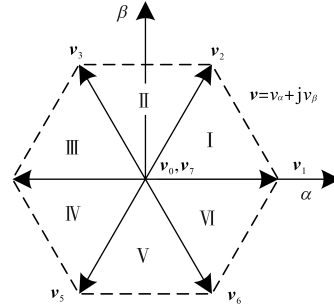


图7 逆变器基本电压矢量分布图

Fig.7 Distribution diagram of basic voltage vectors of an inverter

基于逆变器侧电流无差拍跟踪原理,即在下一采样时刻其参考跟踪误差为0,有:

$$\begin{cases} d_1 j_1 + d_2 j_2 + d_0 j_0 = 0 \\ d_1 k_1 + d_2 k_2 + d_0 k_0 = 0 \end{cases} \quad (12)$$

其中

$$d_0 = 1 - d_1 - d_2$$

式中: d_1, d_2, d_0 分别为两个有效电压矢量 v_{1l}, v_{2l} 和零电压矢量的占空比。

通过求解式(12),可以得到候选三矢量的最优占空比表达式为

$$\begin{cases} d_1 = \frac{k_2 j_0 - k_0 j_2}{M} \\ d_2 = \frac{k_0 j_1 - k_1 j_0}{M} \\ d_0 = 1 - d_1 - d_2 \end{cases} \quad (13)$$

其中 $M = k_0(j_1 - j_2) + k_1(j_2 - j_0) + k_2(j_0 - j_1)$

进一步地,定义各扇区候选三矢量对应的候选合成矢量 v_{sl} 如下:

$$v_{sl} = d_0 v_0 + d_1 v_{1l} + d_2 v_{2l} \quad (14)$$

将式(14)中的候选合成矢量依次代入到式(7)中的价值函数进行6次遍历评估,即可确定能

够最小化价值函数 g 的最优扇区 op 和对应的最优三矢量 $v_0/v_7, v_{1op}$ 和 v_{2op} 。

2.5 最优脉冲序列生成

为了实现固定开关频率以获得满意的稳态性能,设计了一种对称七段式最优脉冲序列以合成最优三矢量,即

$$S = \left\{ \underbrace{v_0}_{\frac{d_0}{4}}, \underbrace{v_{1op}}_{\frac{d_1}{2}}, \underbrace{v_{2op}}_{\frac{d_2}{2}}, \underbrace{v_7}_{\frac{d_3}{2}}, \underbrace{v_{2op}}_{\frac{d_2}{2}}, \underbrace{v_{1op}}_{\frac{d_1}{2}}, \underbrace{v_0}_{\frac{d_0}{4}} \right\} \quad (15)$$

式中: S 为对称七段式最优脉冲序列。

从式(15)可看出,考虑到开关跃迁次数最少以降低开关损耗,开关序列起始和结束均作用零矢量 v_0 ,而中间作用 v_7 。通过这种最优脉冲序列即可实现恒定开关频率。假设逆变器电压参考位于扇区 I,则选择 v_1 和 v_2 为有效电压矢量,零矢量选择 v_0 或 v_7 ,生成的七段式最优脉冲序列波形如图8所示。

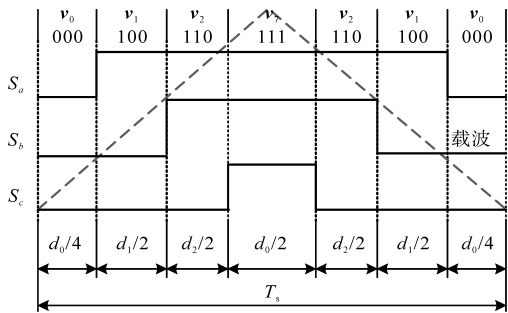


图8 七段对称式脉宽调制脉冲生成

Fig.8 Seven segment symmetrical pulse width modulation pulse generation

本文所提三矢量定频预测电流控制总体实现框图如图9所示。

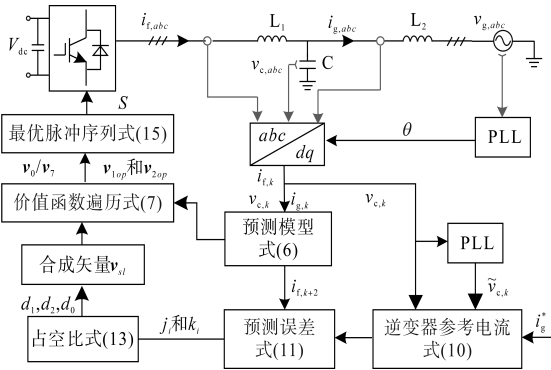


图9 所提三矢量定频预测电流控制总体框图

Fig.9 The overall block diagram of the proposed three-vector fixed-frequency prediction current control

2.6 所提改进方法与传统方法对比

与传统单矢量预测电流控制方法相比,所提三矢量方法具有稳态性能优、谐波畸变低、开关频率固定和实现简单等优点。首先,对比传统方

法和所提方法下的作用矢量,如图10所示。从图中可知,传统多变量预测控制方法在一个控制周期内仅作用一个电压矢量,即只能在8个基本电压矢量中选择一个大小、方向固定的最优矢量。而所提的改进三矢量定频控制方法在一个控制周期可同时作用两个有效电压矢量和一个零矢量,从而可以最终合成任意方向、任意大小的作用矢量 v_{out} ,扩大了作用矢量的选择范围,从而有效地降低了稳态纹波。

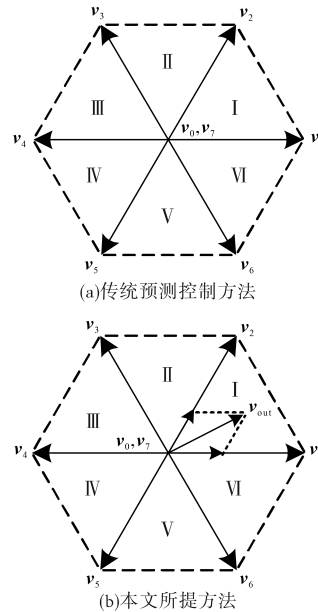


图10 两种控制方法下的作用矢量图

Fig.10 Applied vector of the two control methods

其次,传统多变量预测电流控制需要同时控制 i_r, v_c 和 i_g 3个跟踪目标,需要对其进行多次预测,且开关频率不固定。同时若想达到较好的稳态性能,往往需要较高的采样频率,增大了计算负担和硬件成本^[7]。相比之下,所提方法只需控制 i_r 一个跟踪目标,并在 i_r 上辅以有源阻尼,且采用了三矢量调制。故所提方法实现更为简单、计算量低且具有固定开关频率,有利于LCL滤波器的硬件参数设计。

3 仿真分析与验证

为了验证本文所提三矢量定频预测电流控制方法的有效性,首先将所提方法与文献[11]中提出的多变量传统单矢量预测电流策略进行了仿真对比。仿真主要参数如表3所示。其中,LCL并网逆变器的滤波电感、电容参数分别按照系统容许的最大滤波电感电流纹波和无功率功率来设计^[13]。

表3 LCL并网逆变器系统参数

Tab.3 System parameters of LCL grid connected inverter			
参数	数值	参数	数值
电网电压频率 f /Hz	50	网侧电感 L_2 /mH	2
电网相电压有效值 v_g /V	220	滤波电容 C / μ F	10
直流侧母线电压 V_{dc} /V	700	谐振频率 f_{res} /kHz	1.6
逆变器侧电感 L_1 /mH	2	开关频率 f_s /kHz	10

此外,式(10)中的待设计参数 R_v 选取为^[11]

$$R_v = \frac{1}{2\zeta} \sqrt{\frac{L_2}{C}} \quad (16)$$

式中: ζ 为阻尼系数。

为达到期望的阻尼效果,本文最终选择 $\zeta=0.707$,即: $R_v=11\ \Omega$ 。

3.1 稳态性能评估

图11为LCL并网逆变器分别采用传统预测控制方法和本文所提方法在稳态时的仿真结果

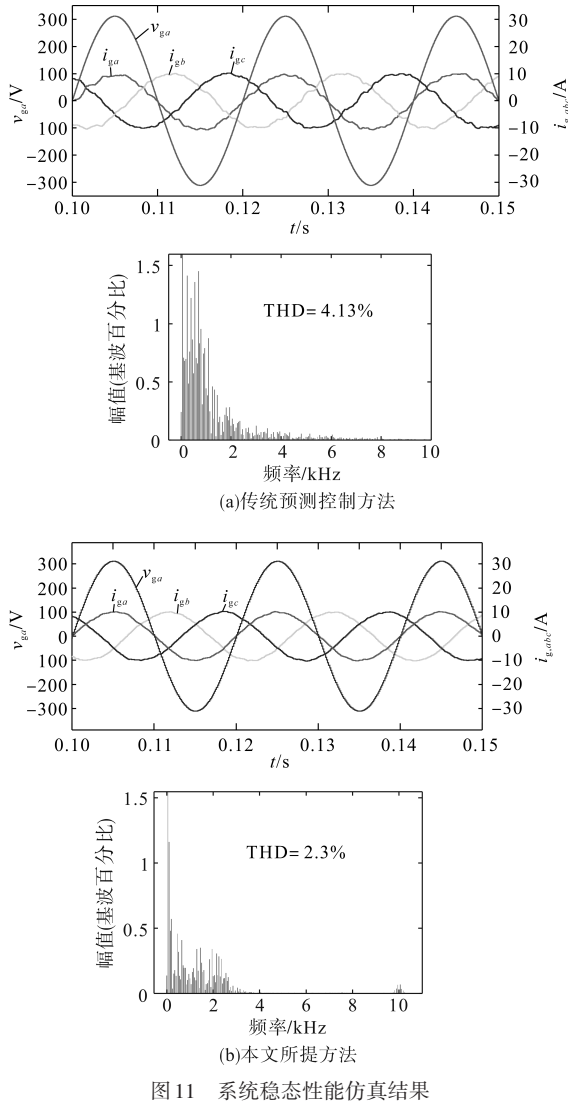


Fig.11 Simulation results of system steady-state performance

对比,两种控制方案的并网电流参考幅值设置为10 A。由图11可以看出,两种控制方法下的电流都能够紧跟电网电压相位。与传统方法相比,采用所提方法下的并网电流纹波减小,总谐波畸变率(THD)大幅降低,提升了并网电流质量。此外,通过观察电流谐波谱可知,传统方法的谐波分布频率范围很广,开关频率不固定;相反,所提方法的并网电流谐波集中在开关频率 f_s 及其整数倍处,实现了固定的开关频率。这使得所提方法的稳态性能更优且有利于LCL滤波器的设计。

3.2 动态性能评估

图12为并网电流参考幅值从10 A突变为20 A时的动态性能仿真结果对比。从图12中可知,两种控制方法下的并网电流均能快速地对参考电流进行跟踪,整个动态过程平稳过渡而不激发谐振现象。然而,所提方法的暂态超调要略小于传统方法。因此,所提方法动态性能略优。

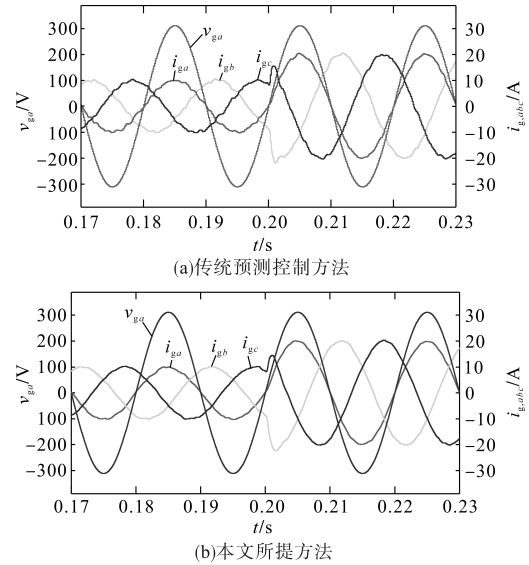


图12 系统动态性能仿真结果

Fig.12 Simulation results of system dynamic performance

3.3 有源阻尼策略有效性评估

为了验证所设计的电容电流反馈有源阻尼策略的有效性,图13为采用所提控制方法时, R_v 分别设置为 ∞ (即不加入有源阻尼)和 $11\ \Omega$ 时的并网电流波形与谐波频谱。可看出,未加入有源阻尼时,系统出现了谐振而不稳定,谐波含量很高,尤其在谐振频率附近处。反之,在加入有源阻尼后,系统的谐波含量显著降低,并网电流THD值由46.59%降至2.3%,并网电流质量得到提高。因此,所设计的电容电压反馈有源阻尼策略是有效的。

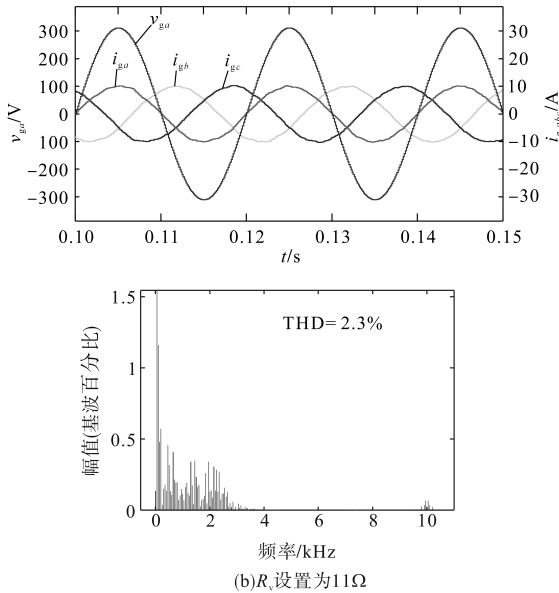
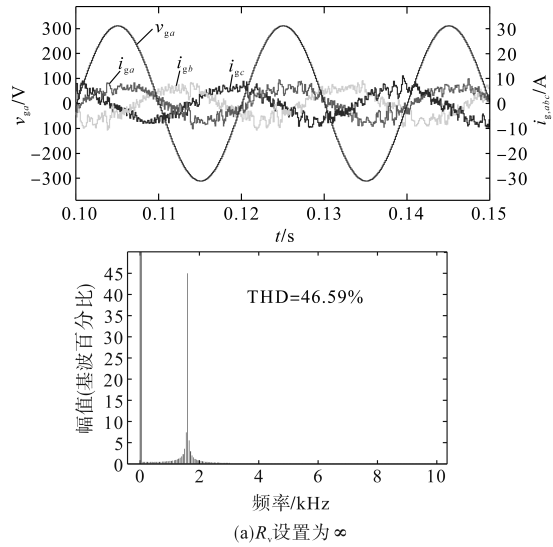


图13 有源阻尼策略有效性对比结果
Fig.13 Comparative results on active damping strategy

4 试验验证

为了进一步验证所提控制策略的有效性,将所提方法与文献[11]中提出的传统多变量单矢量预测电流策略进行了试验对比研究。试验平台结构图如图14所示,包含:三相逆变器、LCL滤波器、艾德克斯电网模拟器、DSP控制板和采样板。系统参数与表3中仿真参数相同。其中,所提策略的采样和开关频率均设置为10 kHz。因传统预测控制开关频率不固定,为保证其平均开关频率为10 kHz,将传统方法的采样频率设置为50 kHz^[6]。传统和所提方法的计算时间通过DSP分别测量为28 μs和19 μs,因此所提控制方法有效降低了计算负担。

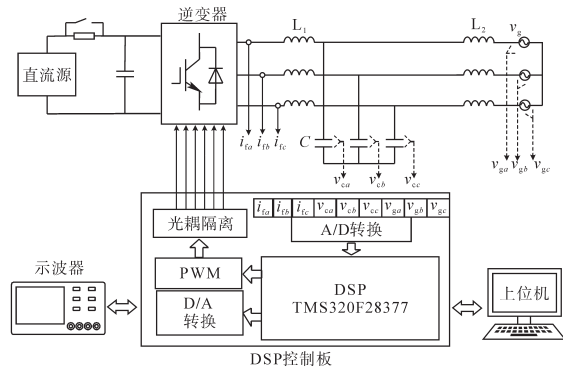


图14 试验平台结构图
Fig.14 Structure of the test platform

4.1 稳态性能评估

图15为分别采用传统预测控制方法和本文所提方法在稳态时的试验结果对比,其中并网电流参考幅值设置为10 A。

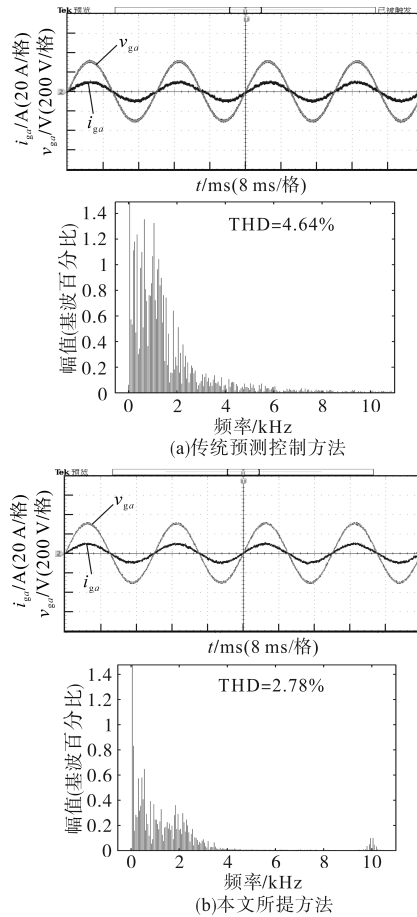


图15 系统稳态性能试验结果
Fig.15 Test results of steady-state performance of the system

从图15中可看出,两种控制方法下网侧电压 v_{ga} 和并网电流 i_{ga} 均不产生谐振且能够跟踪到其参考值。尽管如此,相比于所提控制方法,传统控制方法下的并网相电流稳态纹波和总谐波畸变率均较大。相反地,所提预测电流控制方法能

够有效减少并网电流的谐波含量(相比于传统方法降低40%),故其稳态性能更优。此外,从并网电流的谐波谱也可看出,所提方法谐波集中在开关频率 f_s 及其整数倍处,因此实现了恒定的开关频率,有利于LCL滤波器的设计。通过对比可知,以上分析结果和仿真分析的结论吻合较好。

4.2 动态性能评估

图16为并网电流参考幅值从20 A突变为10 A时的动态响应试验结果对比。从图中可知,图16a中传统方法的超调量和动态恢复时间均略大于图16b中的所提方法。因此,所提预测控制策略的动态性能略优于传统预测控制方法。

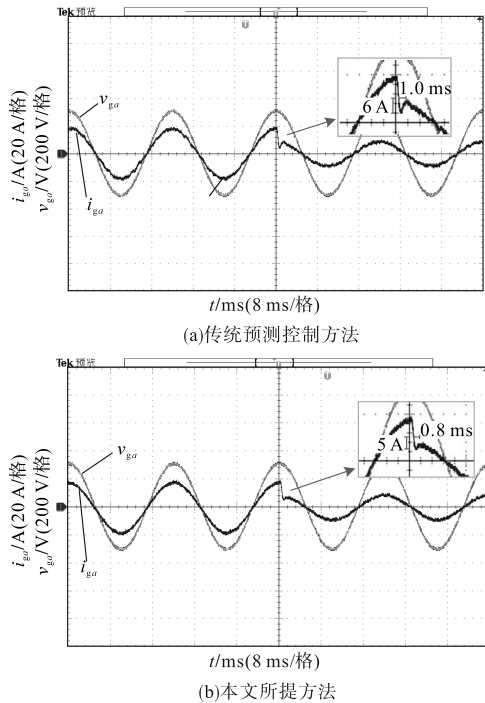


图16 并网电流参考突变时动态性能试验结果

Fig.16 Test results of dynamic performance when grid connected current reference suddenly changes

4.3 一相电网电压跌落情况下试验结果

在实际应用中,一相电网电压跌落一般发生在电力系统单相短路故障或有大功率非线性负载投入。因此,能否控制其在短时期内继续运行具有重要意义。图17为a相电网电压跌落25%时,两种控制算法下的并网试验结果。通过观察可知,文献[11]中的传统多变量预测电流方法与所提方法的并网电流在一相电网电压跌落过程中均能保持三相并网电流的对称性。而且,所提控制方法的并网电流畸变程度更小。因此,两种控制方法均具有一定的一相电网电压跌落故障穿越能力。

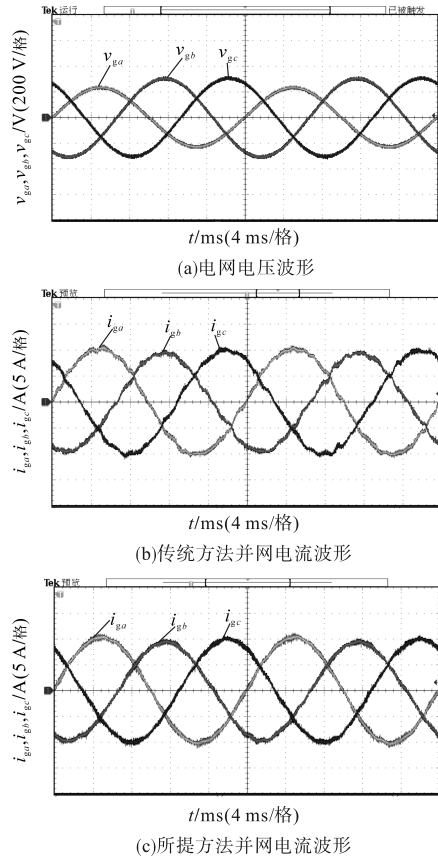


图17 一相电网电压降落的试验结果

Fig.17 Test waveforms of one-phase voltage dips

4.4 电网电压畸变情况下试验结果

为了进一步评估实际三相并网电压存在谐波畸变时的控制策略性能,图18为三相并网电压包含3,5,7,11等奇数次谐波时的并网试验波形对比。从图中可看出,两种控制方法下的并网电流波形相比于理想电网电压条件下均发生了一

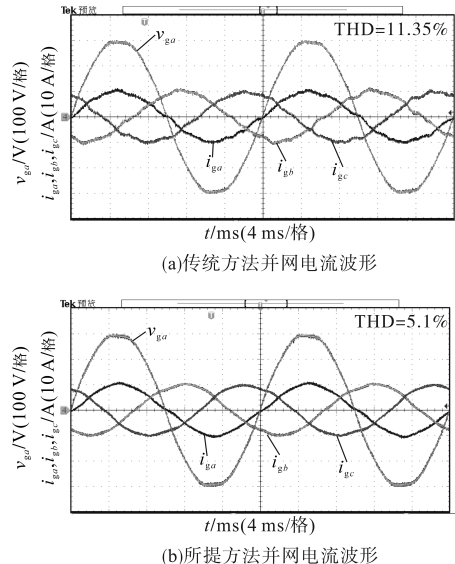


图18 电网电压畸变下试验结果

Fig.18 Test results of grid voltage distortion

定的畸变。具体而言,传统控制方法的并网电流THD由4.64%上升至11.35%,而所提方法并网电流THD从2.78%上升至5.1%。尽管如此,与传统控制方法相比,所提预测电流控制方法仍然具有更好的谐波抑制性能,其并网电流纹波和畸变更小。

5 结论

针对传统预测电流控制方法存在的稳态性能差和开关频率不固定的问题,提出了三相LCL并网逆变器的一种三矢量定频预测电流控制方法。首先,设计了一种基于电容电压反馈的有源阻尼方法,有效抑制了谐振;其次,提出了一种基于逆变器侧电流无差拍控制的三矢量占空比计算方法,提升了系统的稳态性能;最后,设计了一种七段对称式脉冲生成策略,实现了开关频率的恒定。试验结果和仿真结果验证了所提方法相比于传统方法在动、稳态性能上的优越性。

参考文献

- [1] 李诚帅,吴振军,谢伟,等.基于改进锁相环的新能源并网逆变器预测控制[J].电力电子技术,2023,57(5):69-71.
LI Chengshuai, WU Zhenjun, XIE Wei, et al. Predictive control of new energy grid-tied inverter based on improved phase locked loop[J]. Power Electronics, 2023, 57(5): 69-71.
- [2] 周乐明,罗安,陈燕东,等.单相LCL型并网逆变器功率控制及有源阻尼优化方法[J].电工技术学报,2016,31(6):144-154.
ZHOU Leming, LUO An, CHEN Yandong, et al. A single-phase grid-connected power control and active damping optimization strategy with LCL filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(6): 144-154.
- [3] 刘宝泉,郭华,朱一昕,等.三相变流器无源阻尼型LCL滤波器的分析与设计[J].电工技术学报,2017,32(2):195-205.
LIU Baoquan, GUO Hua, ZHU Yixin, et al. Analysis and design of a passively damping LCL filter in three-phase converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(2): 195-205.
- [4] 王林,孙鹏菊,薛统宇,等.一种提高LCL型并网逆变器侧电流控制性能的延时补偿方法[J].中国电机工程学报,2020,40(19):6320-6330.
WANG Lin, SUN Pengju, XUE Tongyu, et al. A delay compensation method to improve the current control performance of the LCL-type grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(19): 6320-6330.
- [5] 王爱华,葛维春,李铁,等.LCL型并网逆变器电容电压微分反馈有源阻尼实现技术研究[J].电气工程学报,2023,18(1):126-132.
WANG Aihua, GE Weichun, LI Tie, et al. Research on realization technology of active damping method with differential feedback of filter capacitance voltage for LCL filter based grid-connected inverters[J]. Journal of Electrical Engineering, 2023, 18(1): 126-132.
- [6] DRAGIČEVIĆ T, ZHENG C, RODRIGUEZ J, et al. Robust quasi-predictive control of LCL-filtered grid converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(2): 1934-1946.
- [7] 柳志飞,杜贵平,杜发达.有限集模型预测控制在电力电子系统中的研究现状和发展趋势[J].电工技术学报,2017,32(22):58-69.
LIU Zhifei, DU Guiping, DU Fada. Research status and development trend of finite control set model predictive control in power electronics[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(22): 58-69.
- [8] 金楠,郭磊磊,窦智峰,等.清洁能源发电并网逆变器有限状态模型预测控制[J].电机与控制学报,2018,22(4):89-97.
JIN Nan, GUO Leilei, DOU Zhifeng, et al. Finite states model predictive control for grid-connected inverter of clean energy power generation[J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(4): 89-97.
- [9] 丁金勇,吕建国,徐炜基,等.弱电网下基于模型预测控制的NPC三电平LCL型并网逆变器谐振抑制方法研究[J].电气工程学报,2021,16(2):190-198.
DING Jinyong, LÜ Jianguo, XU Weiji, et al. Research on resonance suppression method of LCL-filtered NPC 3-level grid-connected inverter based on model predictive control in weak grid[J]. Journal of Electrical Engineering, 2021, 16(2): 190-198.
- [10] 黄守道,王连芳,荣飞,等.三相Z源逆变器的模型预测控制[J].电力系统及其自动化学报,2018,30(12):19-26.
HUANG Shoudao, WANG Lianfang, RONG Fei, et al. Model predictive control of three-phase Z-source inverter[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2018, 30(12): 19-26.
- [11] 张晓,谭力,鲜嘉恒,等.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.
ZHANG Xiao, TAN Li, XIAN Jiaheng, et al. Predictive current control algorithm for grid-connected inverter with LCL filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S1): 189-201.
- [12] XIAO F, DONG L, LI L, et al. A frequency-fixed SOGI-based PLL for single-phase grid-connected converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 1713-1719.
- [13] JIAO Y, LEE F C. LCL filter design and inductor current ripple analysis for a three-level NPC grid interface converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(9): 4659-4668.

收稿日期:2024-06-25

修改稿日期:2024-07-19