

改进的低损耗并网逆变器双矢量模型预测电流控制方法

郭磊磊¹, 晋玉祥², 罗 魁³

(1. 郑州轻工业大学 电气信息工程学院, 河南 郑州 450002;

2. 国网河南省电力公司许昌供电公司, 河南 许昌 461000;

3. 中国电力科学研究院有限公司 新能源与储能运行控制国家重点实验室, 北京 100192)

摘要:针对传统单矢量模型预测控制负载电流谐波含量大和多矢量模型预测控制开关频率高、功率损耗大的问题,在给出传统双矢量并网逆变器模型预测电流控制方法的基础上,提出改进的低损耗并网逆变器双矢量模型预测电流控制方法。该方法结合无差拍控制思想计算目标参考电压矢量,以电压矢量为目标函数,并通过优化电压矢量选择,减少了控制算法计算量,降低了负载电流谐波含量、逆变器开关频率和功率损耗,从而提高了并网逆变器的运行效率。通过仿真和实验对比研究了传统单矢量法、传统双矢量法和所提方法的控制效果,并验证了所提方法的有效性。

关键词:并网逆变器;模型预测控制;双矢量;低谐波含量;低开关频率;低损耗

中图分类号:TM 464

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.201910012

0 引言

近年来,随着传统能源的日益紧缺及环境的日益恶化,光伏、风力等可再生能源发电得到越来越多的应用^[1-2]。其中,两电平并网逆变器作为电能转换的主要设备之一,因具有运行方式灵活、控制方法简单、易于实现单位功率因数等优点而得到广泛应用。

在并网逆变器运行过程中,功率开关器件在高频开关切换的工作模式下,会导致并网逆变器产生较高的功率损耗,使并网逆变器工作在较高的结温环境下。相关研究表明,逆变器近60%的故障是由温度引起的。逆变器温度每上升10℃,其故障率增加1倍^[3]。逆变器较高的结温也会加速功率开关器件的老化失效,降低逆变器的可靠性;逆变器较高的功率损耗也会降低其工作效率。因此,研究逆变器低损耗运行控制方法已受到广大学者的关注。

为了降低逆变器的功率损耗,目前相关研究降低损耗的方法分为硬件法和软件法。文献[4-5]通过在逆变器中增加硬件电路实现软开关,降低了逆变器的功率损耗,但会增加系统成本,而且实现软开关控制方法复杂。因此,通过改变控制策略的软件

法越来越受到广泛关注。软件法又可以分为基于脉宽调制(PWM)的方法和基于模型预测控制的方法。文献[6-7]基于空间矢量控制实现断续调制,使功率开关器件在大电流处箝位,减少了大电流处功率开关器件的开关切换,降低了逆变器开关损耗,但该方法实现复杂,计算量大,且与其他方法相比仍具有较高的开关频率。文献[8-9]通过在线改变空间矢量控制的控制周期,实现了降低逆变器开关频率的目的,但是电流控制精度差,无法达到并网的要求。

模型预测控制因具有建模简单、动态响应速度快、鲁棒性强、易于多目标协同控制等优点已在逆变器控制领域得到广泛应用^[10]。基于模型预测控制的方法可以分为基于目标函数优化的方法和基于电压矢量选择的方法。文献[11-17]基于模型预测控制研究了逆变器低损耗运行控制方法。文献[11-13]基于模型预测多目标协同控制的优点,在目标函数中增加功率开关器件开关切换次数附加项,实现了降低开关频率和电流控制的目的,但需设计合理的权重因子来权衡多目标间的控制,对此目前仍没有完善的设计理论。文献[14-15]通过优化电压矢量选择,减少了三相桥臂在大电流处的换流次数,降低了逆变器的开关频率和功率损耗。文献[16-17]通过记录上一控制周期作用于逆变器的电压矢量,选择开关次数动作最少的电压矢量作为下一控制周期的预选矢量集,降低了逆变器开关频率。但文献[14-17]方法在每个控制周期内只有1个电压矢量作用于逆变器,导致并网电流控制精度差、谐波含量大。

为了降低电流谐波含量,提高电流控制精度,多矢量模型预测控制得到了越来越多的研究^[18-20]。但是,多矢量模型预测控制开关频率高,导致逆变器功率损耗大。对此,本文提出了一种改进的低损耗并网逆变器双矢量模型预测电流控制方法。所提方法

收稿日期:2018-11-06;**修回日期:**2019-08-25

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51707176);新能源与储能运行控制国家重点实验室(中国电力科学研究院有限公司)开放基金资助项目(1810-00888,1810-00889);河南省高等学校重点科研项目(18A470020)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51707176),the Open Fund of State Key Laboratory of Operation and Control of Renewable Energy & Storage Systems(China Electric Power Research Institute Co., Ltd.)(1810-00888,1810-00889) and the High School Key Research Program of Henan Province(18A470020)

结合无差拍控制的思想,通过优化电压矢量选择降低了双矢量模型预测控制算法计算量,解决了单矢量模型预测控制谐波含量大的问题,减少了三相桥臂在大电流处的换流次数,降低了逆变器开关频率和功率损耗,从而提高了逆变器的工作效率。仿真和实验结果验证了所提方法的有效性。

1 并网逆变器传统模型预测电流控制

本文针对两电平并网逆变器进行研究,其电路拓扑如图 1 所示。图中, u_{dc} 为直流电压; L 为滤波电感; E 为电网电压; i_a, i_b, i_c 为三相并网电流; $S_i (i=1, 2, \dots, 6)$ 为逆变器的 6 个功率开关管。

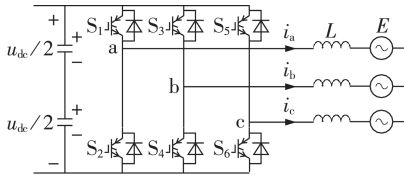


图 1 三相并网逆变器

Fig.1 Three-phase grid-connected inverter

并网逆变器传统模型预测电流控制方法主要包括并网电流预测、目标函数最小化、延时补偿和电压矢量选择,其控制框图如附录中图 A1 所示。由于单矢量模型预测控制的基本原理已有较多文献研究,本文仅对传统双矢量模型预测电流控制方法进行介绍。

两电平并网逆变器共有 8 个电压矢量,为了降低开关频率,本文将这 8 个电压矢量组合成了 12 个电压矢量组合,分别为 (V_0, V_1) 、 (V_1, V_2) 、 (V_2, V_7) 、 (V_2, V_3) 、 (V_0, V_3) 、 (V_3, V_4) 、 (V_4, V_7) 、 (V_4, V_5) 、 (V_0, V_5) 、 (V_5, V_6) 、 (V_6, V_7) 和 (V_6, V_1) , 具体如图 2 所示。

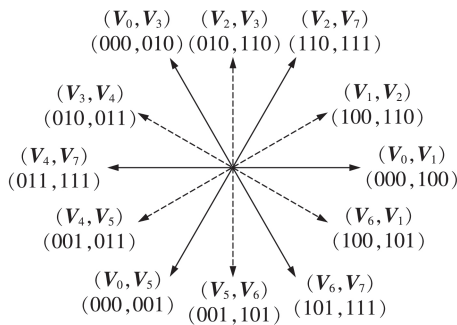


图 2 双矢量电压矢量组合

Fig.2 Two-vector of voltage vector combinations

在进行预测控制时,可将两电平并网逆变器的 8 个电压矢量依次代入并网逆变器的离散数学模型以预测 $k+2$ 时刻的电流 $i_{\alpha\beta}(k+2)$, 如式(1)所示^[15]。

$$i_{\alpha\beta}(k+2) = \left(1 - \frac{R}{L}T_s\right)i_{\alpha\beta}(k+1) + \frac{T_s}{L}(u_{\alpha\beta}(k+1) - e_{\alpha\beta}(k+1)) \quad (1)$$

其中, $i_{\alpha\beta}(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻并网电流在静止 $\alpha\beta$ 坐标

系下的 2 个分量,可根据当前周期作用的电压矢量和采样的电流计算得到; $e_{\alpha\beta}(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻电网电压在静止 $\alpha\beta$ 坐标系下的 2 个分量; $u_{\alpha\beta}(k+1)$ 为并网逆变器电压矢量在静止 $\alpha\beta$ 坐标系下的 2 个分量; $i_{\alpha\beta}(k+2)$ 为电压矢量作用于并网逆变器时预测 $k+2$ 时刻电流在静止 $\alpha\beta$ 坐标系下的 2 个分量; R 为滤波电感的寄生电阻; T_s 为采样周期。

然后,根据模型预测控制的思想,可将预测的电流 $i_{\alpha\beta}(k+2)$ 代入式(2)所示的目标函数,进行目标函数优化计算。

$$g_i = |i_{\alpha}^*(k+2) - i_{\alpha}(k+2)| + |i_{\beta}^*(k+2) - i_{\beta}(k+2)| \quad (2)$$

其中, $i_{\alpha}^*(k+2)$ 、 $i_{\beta}^*(k+2)$ 为 $k+2$ 时刻参考电流在静止 $\alpha\beta$ 坐标系下的 2 个分量。

在得到 8 个电压矢量所对应的目标函数 $g_i (i=0, 1, \dots, 7)$ 之后,还需要计算所构造的 12 个电压矢量组合中每一个电压矢量的作用时间。本文结合调制模型预测控制的原理计算各电压矢量组合中每个电压矢量的作用时间^[18],满足:

$$\begin{cases} t_i = \frac{g_{i+1}}{g_i + g_{i+1}} T_s \\ t_{i+1} = \frac{g_i}{g_i + g_{i+1}} T_s \end{cases} \quad (3)$$

其中, t_i, t_{i+1} 分别为电压矢量组合中第一个和第二个电压矢量的作用时间; g_i, g_{i+1} 分别为电压矢量组合中第一个和第二个电压矢量的目标函数值。

由于式(2)所定义的目标函数 g_i 无法评估 12 个电压矢量组合的控制效果,本文结合调制模型预测控制的原理又设计了一个新的目标函数 G 如下:

$$G_i = (t_i g_i + t_{i+1} g_{i+1}) / T_s \quad (4)$$

最后,为了获得最优电压矢量组合,需要将每个电压矢量组合依次代入式(4)以计算新的目标函数 G , 并选择使 G 最小的电压矢量组合作为最优矢量组合,并将其在下一周期作用于并网逆变器。

2 改进的双矢量模型预测电流控制

针对传统单矢量模型预测控制电流谐波含量大和传统双矢量模型预测控制功率损耗高的问题,本文提出一种改进的低损耗并网逆变器双矢量模型预测电流控制方法。

2.1 改进双矢量模型预测电流控制的实现原理

为了简化算法,并实现低损耗模型预测控制,本文所提改进双矢量模型预测电流控制方法首先根据无差拍控制的思想计算得到目标电压,满足^[14]:

$$u_{\alpha\beta}^*(k+1) = L \frac{i_{\alpha\beta}^*(k+1) - i_{\alpha\beta}(k)}{T_s} + Ri_{\alpha\beta}(k) + e_{\alpha\beta}(k) \quad (5)$$

其中, $u_{\alpha\beta}^*(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻目标参考电压在静止 $\alpha\beta$ 坐标系下的 2 个分量。

为得到三相目标电压参考值,并据此设计大电

流箝位预测控制策略,本文将式(5)得到的目标电压值进一步坐标变换到静止 abc 坐标系下,从而可得静止 abc 坐标系下的目标电压值 $u_a^*(k+1)$ 、 $u_b^*(k+1)$ 、 $u_c^*(k+1)$ 。通过比较大小,可以获得最大相参考电压和最小相参考电压,满足:

$$\begin{cases} u_{\max}^*(k+1) = \max\{u_a^*(k+1), u_b^*(k+1), u_c^*(k+1)\} \\ u_{\min}^*(k+1) = \min\{u_a^*(k+1), u_b^*(k+1), u_c^*(k+1)\} \end{cases} \quad (6)$$

结合文献[15]的分析,为避免发生过调制,并减少三相桥臂在大电流处的换流次数,本文所提方法选取 $u_{\max}^*(k+1)$ 和 $u_{\min}^*(k+1)$ 对应两相桥臂进行功率开关器件箝位。根据大电流箝位原则,对 $u_{\max}^*(k+1)$ 和 $u_{\min}^*(k+1)$ 对应两相参考电流进行绝对值大小判断,如式(7)所示。

$$|i_{\max}^*(k+1)| > |i_{\min}^*(k+1)| \quad (7)$$

若式(7)成立,则选取 $u_{\max}^*(k+1)$ 对应相的功率开关器件箝位;反之,选取 $u_{\min}^*(k+1)$ 对应相的功率开关器件箝位。

为了达到大电流箝位的目标,本文所设计的改进双矢量预测电流控制方法根据箝位相目标参考电压,选取不同电压矢量组合作为预选矢量集,且每个控制周期所预选的电压矢量集都包含4个不同的电压矢量组合。以b相作为箝位相为例,若 $u_b^*(k+1) > 0$,则选取 (V_2, V_7) 、 (V_2, V_3) 、 (V_3, V_4) 和 (V_4, V_7) 作为预选矢量集;反之,则选取 (V_0, V_3) 、 (V_5, V_6) 、 (V_6, V_1) 和 (V_0, V_1) 作为预选矢量集。同理,a相和c相作为箝位相时预选矢量集选取方法类似。预选矢量集的选取如附录中表A1所示。

在得到包含4个电压矢量组合的电压矢量预选集后,还需要进一步设计目标函数以从中选择一个最优电压矢量。考虑到本文所设计的方法已经计算出三相目标电压值 $u_a^*(k+1)$ 、 $u_b^*(k+1)$ 、 $u_c^*(k+1)$,本文以此建立了一个新的目标函数 g_i ,满足:

$$g_i = |u_a^*(k+1) - u_a(k+1)| + |u_b^*(k+1) - u_b(k+1)| + |u_c^*(k+1) - u_c(k+1)| \quad (8)$$

其中, $u_a(k+1)$ 、 $u_b(k+1)$ 、 $u_c(k+1)$ 为并网逆变器的8个电压矢量在静止 abc 坐标系下的3个分量,如附录中表A2所示。

在得到单个电压矢量对应的目标函数值 g_i 后,可根据调制模型预测控制的原理和式(3)计算出各电压矢量组合中每个电压矢量的作用时间。

根据伏秒平衡原理,在得到各电压矢量组合中每个矢量各自的作用时间后,可以合成一个新的虚拟电压矢量 V_{sj} ,满足:

$$V_{sj} = (t_i V_i + t_{i+1} V_{i+1}) / T_s \quad (9)$$

其中, V_i 为电压矢量组合中第一个电压矢量; V_{i+1} 为电压矢量组合中第二个电压矢量。

将所预选的4个电压矢量组合所得到的4个虚拟矢量 V_{sj} 依次代入式(8)所示的目标函数中,并选

择一个使式(8)最小的电压矢量组合在下一周期作用于并网逆变器,从而可实现并网逆变器的低损耗双矢量模型预测控制。

2.2 改进双矢量模型预测电流控制的有效性分析

2.1节详细介绍了改进双矢量模型预测电流控制的实现原理。下面对其有效性进一步进行分析。

首先,如表A1所示,在进行电压矢量预选时,根据目标参考电压的大小分6个扇区分别考虑。为了方便地描述表A1所示三相目标参考电压的关系,图3进一步给出三相目标参考电压在静止 abc 坐标系下的关系示意图。由于这里主要分析电压的相位关系,因此假设其幅值为1V。图4相应地给出了三相目标参考电压在电压矢量平面上的对应关系。

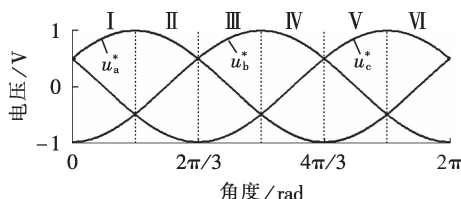


图3 三相目标参考电压在静止 abc 坐标系下的关系示意图

Fig.3 Relationship diagram of three-phase reference voltage in static abc coordinate system

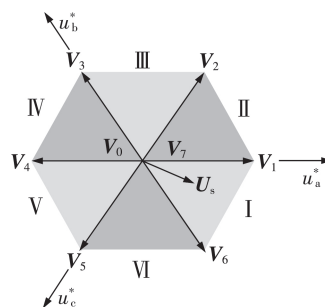


图4 三相目标参考电压在电压矢量平面上的关系示意图

Fig.4 Relationship diagram of three-phase reference voltage in voltage vector plane

根据图3和图4,三相目标参考电压矢量可根据其相位关系平分为6个扇区,依次记为扇区I、II、III、IV、V和VI。当三相目标参考电压的合成矢量 U_s 位于图3和图4中的扇区I时, u_a^* 最大, u_b^* 小,这对应表A1中的扇区I。此时,若 $|i_a^*(k+1)| > |i_b^*(k+1)|$,则需要选择 (V_1, V_2) 、 (V_2, V_7) 、 (V_6, V_7) 、 (V_6, V_1) 作为预选矢量集。根据模型预测控制的原理可知,在出现扇区I情况时,三相目标参考电压的合成矢量 U_s 将位于扇区I。此时,为了保证系统的控制误差最小,预选电压矢量集所包含的电压矢量须至少有1个与目标电压矢量接近。当根据表A1选择 (V_1, V_2) 、 (V_2, V_7) 、 (V_6, V_7) 、 (V_6, V_1) 作为预选矢量集时,结合图4可知, (V_6, V_7) 、 (V_6, V_1) 离目标电压矢量最近,通过目标函数优化,最终可以确定一个最优矢量,并实现电流的误差最小控制。由此可见,采用表A1所

示的电压矢量预选方法可以实现系统的电流误差最小化控制,并保证系统的稳定性。

同时,当三相目标参考电压的合成矢量 U_s 位于扇区 I 时,无论选择 (V_1, V_2) 、 (V_2, V_7) 、 (V_6, V_7) 、 (V_6, V_1) 中的哪一个矢量作为最优矢量,都可以保证 a 相桥臂的输出始终箝位在直流侧正母线。考虑到每一个电压扇区都包含 60° 的范围,当采用单位功率因数控制时,采用表 A1 所示的本文所提电压矢量预选方法时,可保证三相电流在波峰、波谷 2 个 60° 范围内实现箝位,从而可以降低开关频率,并减小开关损耗。当三相目标参考电压的合成矢量 U_s 位于其他扇区时,也可以得到同样的结论。

2.3 改进双矢量模型预测电流控制的执行步骤

所提方法的控制算法流程具体如下:

- (1) 采样 k 时刻并网电流 i_a, i_b, i_c 和电网电压 e_{ga}, e_{gb}, e_{gc} ;
- (2) 根据给定参考电流通过式(5)计算 $k+1$ 时刻目标参考电压;
- (3) 通过式(6)选取出最大、最小目标参考电压;
- (4) 指定 $u_{\max}^*(k+1)$ 与 $u_{\min}^*(k+1)$ 对应相参考电流,根据式(7)判断结果,确定箝位相,通过表 A1 选取预选矢量集;
- (5) 计算并网逆变器各电压矢量目标函数值 g_i ;
- (6) 根据调制模型预测控制的原理,计算各电压矢量作用时间 t_i, t_{i+1} ,合成 4 个虚拟电压矢量 V_{sj} ;
- (7) 将虚拟电压矢量 V_{sj} 代入式(8),选取使 g_i 最小的虚拟电压矢量在下一周期作用于并网逆变器;
- (8) 返回步骤(1)。

由此可见,所提方法通过指令电流获得目标参考电压,基于电压矢量误差为目标函数进行电压矢量选择。与传统双矢量模型预测电流控制方法相比,减少了控制算法预测电流次数,降低了算法计算量;通过优化电压矢量选择,减少了大电流处三相桥臂换流次数,降低了并网逆变器开关频率和功率损耗。由于所提方法每个控制周期采用 2 个电压矢量作用于并网逆变器,与传统单矢量模型预测电流控制方法相比,提高了电流控制精度,降低了电流谐波含量。

3 仿真研究

为了验证所提方法的有效性,进行了仿真研究。仿真参数见附录中表 A3。由于并网逆变器以单位功率因数运行是其正常工作状态^[11],因此,本文以并网逆变器单位功率因数运行状态进行研究,通过锁相环技术使并网电流矢量与电网电压矢量同相位。

附录中图 A2 对比了传统单矢量法、传统双矢量法与本文所提方法的稳态电流控制效果。仿真中,设定参考电流为 10 A。图 A2 中, u_{an} 为 a 相桥臂输出端与直流侧负母线端之间的电压。

由图 A2 可见,与传统单矢量法相比,由于传统双矢量法与本文所提方法每个控制周期有 2 个电压

矢量作用于并网逆变器,并网电流纹波更小,控制精度更高。通过优化电压矢量选择,本文所提方法使大电流相功率开关器件箝位,减少了三相桥臂在大电流处的换流次数,验证了所提方法的有效性。

同时,2.2 节的理论分析表明,本文所提方法在单位功率因数运行时,可以使三相电流在波峰、波谷各 60° 的范围内实现箝位。图 A2(c) 所示的仿真结果进一步验证了这一点。由于所提方法在每个控制周期内可以实现共 120° 的电流箝位,因此其开关频率较低,功率损耗较小。

为了进一步验证所提方法对降低双矢量模型预测开关频率和功率损耗的有效性,本文进行了仿真验证。仿真中,定义并网逆变器等效开关频率 f_{sw} 为:

$$f_{sw} = \sum_{i=1,3,5} \frac{f_{swi}}{3} \quad (10)$$

其中, f_{swi} 为功率开关器件 S_i ($i=1,3,5$) 在一个基波周期内的开关频率。采用赛米控 SK30GD066ET 功率模块建立并网逆变器损耗模型,通过分析不同电压矢量之间的切换来得到不同时刻每一个器件的工作状态,最后将三相桥臂所有功率开关器件损耗相加得到逆变器总损耗。仿真中,仍设定参考电流为 10 A,采用传统双矢量法,并网逆变器在一个基波周期内平均等效开关频率 $f_{sw}=10\,053.33$ Hz,功率损耗 $P_{loss}=61.92$ W;采用本文所提方法,并网逆变器在一个基波周期内平均等效开关频率 $f_{sw}=9\,146.67$ Hz,功率损耗 $P_{loss}=53.92$ W。由此可见,本文所提方法降低了双矢量模型预测控制的开关频率和功率损耗,验证了本文所提方法的有效性。

附录中图 A3 对比了 3 种方法在并网电流为 10 A 稳态时电流的快速傅里叶变换 FFT (Fast Fourier Transform) 分析结果。由图 A3 可见:与传统单矢量法相比,本文所提方法降低了电流总谐波畸变率 THD (Total Harmonic Distortion),提高了电流控制精度,解决了传统单矢量法电流谐波含量大的问题;与传统双矢量法相比,本文所提方法由于减少了预选矢量集,电流 THD 有一定增加,但是减少了三相桥臂在大电流处的换流次数,从而降低了开关损耗。

4 实验结果

为了验证本文所提方法的有效性,进一步搭建了实验平台。附录中图 A4 为本文所搭建的实验平台。该平台采用 TI 公司的 TMS320F28335 作为主控制器,采用 Myway 型号为 APL-II 的可编程双向直流电源作为直流侧,采用 Ametek 型号为 MX 30 的可编程交流电源模拟交流电网,采用横河 DLM4000 系列示波器记录实验波形。实验所用参数与表 A3 一致。

为进一步验证所提方法的有效性,图 5 和附录中图 A5 分别对比了 3 种方法在设定参考电流为 5 A 和 9 A 时的稳态实验结果。从图 5、图 A5 可见:与传

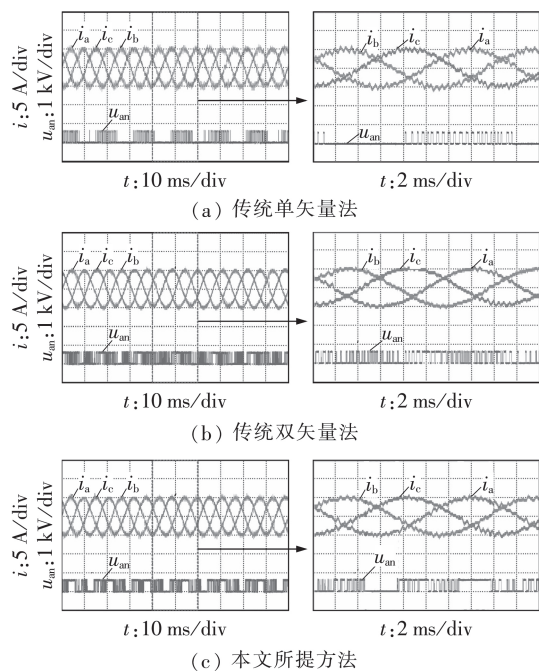


图5 3种方法的稳态实验结果(5 A)

Fig.5 Steady-state experimental results of three methods(5 A)

统单矢量法相比,传统双矢量法与所提方法由于每个控制周期内有2个电压矢量作用于并网逆变器,电流纹波更小,控制精度更高;与传统双矢量法相比,所提方法通过优化电压矢量选择,使功率开关器件在大电流处箝位,减少了三相桥臂在大电流处的换流次数,降低了并网逆变器开关频率。此外,由图5(c)和图A5(c)可见,所提方法在电流波峰和波谷处可实现60°的箝位,这与理论分析和仿真结果一致。

为了对比稳态时电流的FFT分析结果,实验时,通过示波器将采样的电流保存为excel数据,并导入到MATLAB/Simulink的Workspace中,然后通过From Workspace模块将保存的电流数据导入新建的Simulink仿真文件中,最后通过使用powergui中的FFT analysis模块对电流进行FFT分析,并得到分析结果。参考电流为9 A时3种方法下电流的FFT分析结果如附录中图A6所示。由图A6可见:传统单矢量法由于每个周期只有1个电压矢量作用,因此其电流THD较大;传统双矢量法由于每周期同时有2个电压矢量作用,因此其电流THD较小,但由于没有考虑大电流箝位,其开关频率和开关损耗较大;本文所提方法虽然电流THD略大于传统双矢量法,但通过考虑大电流箝位,可以明显降低系统的开关损耗,因此该方法可适用于中大功率应用场合。

图6对比了3种方法的动态响应过程。实验时,设定参考电流从5 A突增为9 A。从图6中可见,与传统单矢量法相比,由于传统双矢量法与本文所提方法每个控制周期有2个电压矢量作用于并网逆变器,具有较快的动态响应过程。与传统双矢量法相

比,本文所提方法减少了预选矢量集,减小了控制算法计算量,具有更快的动态响应过程,这也进一步验证了本文所提方法的有效性。

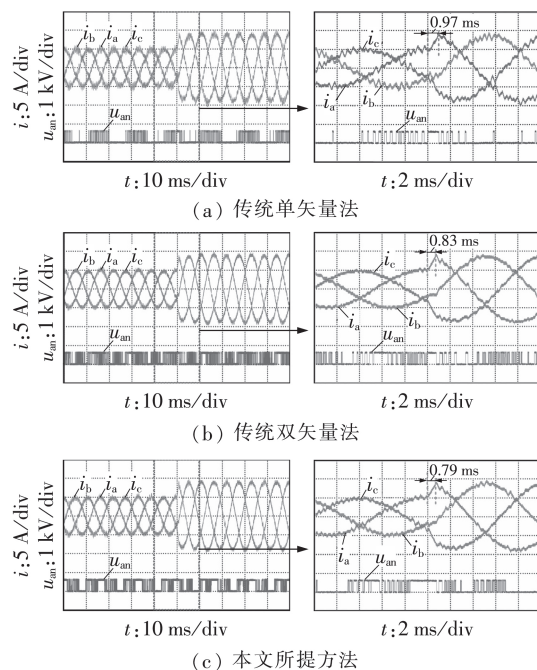


图6 3种方法的动态实验结果

Fig.6 Dynamic experimental results of three methods

为了进一步对比3种方法的稳态电流控制效果,设定参考电流由2 A变化到10 A,图7对比了3种方法的稳态电流THD。从图7中可见,本文所提方法由于每个控制周期有2个电压矢量作用于并网逆变器,降低了电流谐波含量,解决了传统单矢量法电流谐波含量大的问题。与传统双矢量法相比,本文所提方法减少了预选矢量集,导致电流THD有一定的增加,但是,本文所提方法降低了控制算法计算量,降低了并网逆变器开关频率,提高了动态响应过程。

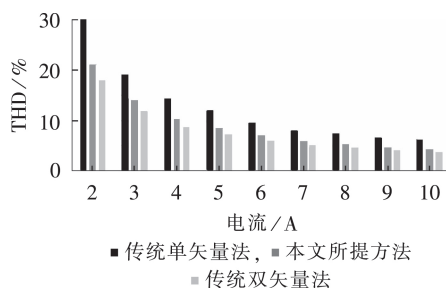


图7 电流THD对比结果

Fig.7 Comparison result of current THDs

为了进一步验证本文所提方法对降低开关频率和功率损耗的有效性,仍设定参考电流由2 A变化到10 A,图8和图9分别对比了传统双矢量法与本文所提方法的等效开关频率和功率损耗。实验中,通过示波器功率分析模块测量并网逆变器输入与输出

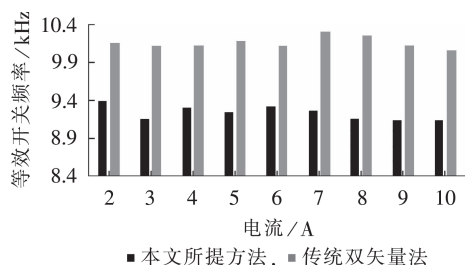


图8 等效开关频率对比结果

Fig.8 Comparison result of equivalent switching frequencies

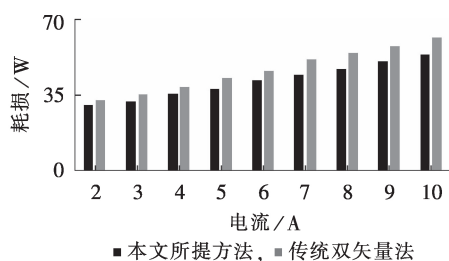


图9 损耗对比结果

Fig.9 Comparison result of loss

功率,在多个基波周期内取平均值计算出并网逆变器的功率损耗^[14-15]。从图8和图9中可见,本文所提方法通过优化电压矢量选择,使功率开关器件箝位,减少了三相桥臂在大电流处的换流次数,因此降低了传统双矢量模型预测控制的等效开关频率和功率损耗,从而也提高了并网逆变器的运行效率。

为了比较本文所提方法与传统双矢量法的效率,图10给出了电流由2 A变化到10 A时2种方法的效率对比结果。由图10可见,本文所提方法可以明显降低损耗,并提高并网逆变器的运行效率。

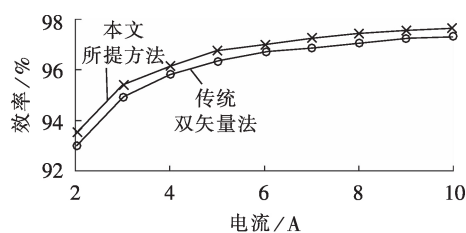


图10 效率对比结果

Fig.10 Comparison results of efficiencies

最后,为了验证参数变化对本文所提方法的影响,设定参考电流10 A,附录中图A7给出了电感值由10 mH突增到20 mH和由30 mH突减为20 mH时的动态实验结果,图中 i_{err} 为a相实际电流 i_a 与参考电流 i_{aref} 之间的误差。实验中,由于并网逆变器主电路滤波电感无法改变,因此通过改变控制器中所采用的电感参数进行测试,并用上位机捕捉实验波形。从图A7中可见,当电感参数发生变化时,电流误差 i_{err} 有一定的增加,但是并网逆变器依然能够稳定运行,验证了本文所提方法对参数变化的鲁棒性。

5 结论

为了提高并网逆变器的控制精度和运行效率,本文提出了一种改进的低损耗并网逆变器双矢量模型预测电流控制方法。该方法每个控制周期有2个电压矢量作用于并网逆变器,降低了并网电流THD,解决了传统单矢量法电流谐波含量大的问题。针对传统双矢量法使并网逆变器产生较高的开关频率和功率损耗的问题,本文所提方法通过优化电压矢量选择,降低了控制算法计算量以及并网逆变器开关频率和功率损耗,从而提高了并网逆变器的运行效率。仿真和实验结果验证了所提方法的有效性。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 方刚,杨勇,卢进军,等. 三相光伏并网逆变器电网高阻抗谐振抑制方法[J]. 电力自动化设备,2018,38(2):109-116.
FANG Gang, YANG Yong, LU Jinjun, et al. Resonance suppression method of high impedance power grid for three-phase photovoltaic grid-connected inverters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(2): 109-116.
- [2] 吴汪平,楚皓翔,解大,等. PI控制器参数对并网永磁直驱型风力发电系统机网相互作用的影响[J]. 电力自动化设备,2017,37(10):21-28.
WU Wangping, CHU Haoxiang, XIE Da, et al. Influence of PI controllers' parameters on machine-network interaction of grid-connected PMSG system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(10): 21-28.
- [3] 罗毅飞,汪波,刘宾礼,等. 基于电压对电流变化率的IGBT结温变化机理及监测方法[J]. 高电压技术,2017,43(1):38-43.
LUO Yifei, WANG Bo, LIU Binli, et al. Junction temperature variation mechanism and monitoring method of IGBTs based on derivative of voltage to current[J]. High Voltage Engineering, 2017, 43(1): 38-43.
- [4] 贺虎成. 新型谐振直流环节软开关逆变器[J]. 电力自动化设备,2012,32(6):56-59.
HE Huwei. Soft-switching inverter with parallel resonant DC link[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(6): 56-59.
- [5] 袁继敏,李小玲,魏建国,等. 光伏发电系统软开关并网研究[J]. 电力自动化设备,2010,30(9):85-88.
YUAN Jimin, LI Xiaoling, WEI Jianguo, et al. Soft-switching technology of grid-connected photovoltaic system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(9): 85-88.
- [6] AN S L, SUN X D, ZHANG Q, et al. Study on the novel generalized discontinuous SVPWM strategies for three-phase voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 781-789.
- [7] ASIMINOAEI L, RODRIGUEZ P, BLAABJERG F, et al. Reduction of switching losses in active power filters with a new generalized discontinuous-PWM strategy[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(1): 467-471.
- [8] BHATTACHARYA S, SHARMA S K, MASCARELLA D, et al. Subfundamental cycle switching frequency variation for switching losses reduction of a two-level inverter traction drive[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2017, 3(3): 646-655.
- [9] JIANG D, WANG F. Variable switching frequency PWM for three-phase converters based on current ripple prediction[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 4951-

- 4961.
- [10] 罗德荣,周小艳,姬小豪,等. 基于虚拟磁链的PWM整流器模型预测直接功率控制[J]. 电力自动化设备,2017,37(12):123-129.
LUO Derong, ZHOU Xiaoyan, JI Xiaohao, et al. Virtual-flux-based model predictive direct power control for PWM rectifiers[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(12): 123-129.
- [11] 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.
- [12] 姚骏,刘瑞阔,尹潇. 永磁同步电机三矢量低开关频率模型预测控制研究[J]. 电工技术学报,2018,33(13):2935-2945.
YAO Jun, LIU Ruiquo, YIN Xiao. Research on 3-vector model predictive control with low switching frequency of permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(13): 2935-2945.
- [13] HU J, ZHU J, LEI G, et al. Multi-objective model-predictive control for high-power converters[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2013, 28(3): 652-663.
- [14] KWAK S, PARK J C. Predictive control method with future zero-sequence voltage to reduce switching losses in three-phase voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1558-1566.
- [15] KWAK S, PARK J C. Model-predictive direct power control with vector preselection technique for highly efficient active rectifiers[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2015, 11(1): 44-52.
- [16] PREINDL M, SCHALTZ E, THOGERSEN P. Switching frequency reduction using model predictive direct current control for high-power voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(7): 2826-2835.
- [17] 郭磊磊,金楠,申永鹏. 一种基于优化电压矢量选择的电压源逆变器模型预测共模电压抑制方法[J]. 电工技术学报,2018,33(6):1347-1355.
GUO Leilei, JIN Nan, SHEN Yongpeng. A mode predictive common-mode voltage suppression method for voltage source inverter based on optimum voltage vector selection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(6): 1347-1355.
- [18] TARISCIOTTI L, ZANCHETTA P, WATSON A, et al. Modulated model predictive control for a three-phase active rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(2): 1610-1620.
- [19] 尚姝钰,陈豪,姜素霞,等. 基于模型预测控制的有源电力滤波器开关损耗优化设计[J]. 轻工学报,2017,32(2):103-108.
SHANG Shuyu, CHEN Hao, JIANG Suxia, et al. Optimized design of active power filter switching loss based on model predictive control[J]. Journal of Light Industry, 2017, 32(2): 103-108.
- [20] 徐艳平,王极兵,张保程,等. 永磁同步电机三矢量模型预测电流控制[J]. 电工技术学报,2018,33(5):980-988.
XU Yanping, WANG Jibing, ZHANG Baocheng, et al. Three-vector-based model predictive current control for permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(5): 980-988.

作者简介:



郭磊磊

郭磊磊(1987—),男,河南新乡人,讲师,博士,主要研究方向为逆变器及交流电机的模型预测控制等(E-mail:2006guoleilei@163.com);

晋玉祥(1993—),男,河南许昌人,硕士研究生,主要研究方向为逆变器的模型预测控制等(E-mail:jinyuxianghappy@163.com)。

Improved two-vector-based model predictive current control method for grid-connected inverter with low loss

GUO Leilei¹, JIN Yuxiang², LUO Kui³

(1. School of Electric and Information Engineering, Zhengzhou University of Light Industry, Zhengzhou 450002, China;

2. State Grid Henan Electric Power Company Xuchang Power Supply Company, Xuchang 461000, China;

3. State Key Laboratory of Operation and Control of Renewable Energy & Storage Systems, China Electric Power Research Institute Co., Ltd., Beijing 100192, China)

Abstract: In order to solve the problem of the large harmonic content of the load current for traditional single-vector-based model predictive control and the high switching frequency and power loss for multi-vector-based model predictive control, an improved two-vector-based model predictive current control method for grid-connected inverter with low loss is proposed on the basis of the conventional two-vector-based model predictive current control method for grid-connected inverter. In this method, the reference voltage vector is calculated based on dead-beat-solution, based on which a voltage-vector-based cost function is designed. Through the optimization of voltage vector selection, the proposed method reduces the calculation amount of control algorithm, the harmonics of the load current, the switching frequency and power loss, and improves the operating efficiency of grid-connected inverter. The control performances of the conventional single-vector-based model predictive control method, the conventional two-vector-based model predictive control method and the proposed method are compared by simulation and experiment, which verifies the effectiveness of the proposed method.

Key words: grid-connected inverter; model predictive control; two-vector; low harmonic content; low switching frequency; low loss

附录

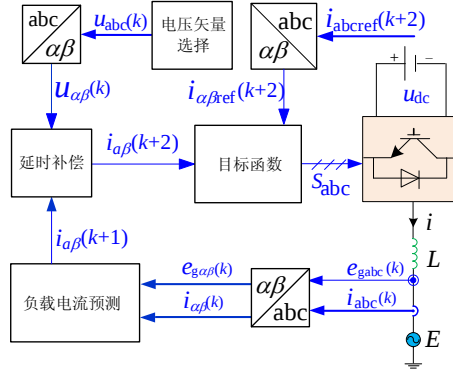


图 A1 并网逆变器模型预测控制框图

Fig.A1 Model predictive control diagram of grid-connected inverter

表 A1 预选矢量集选取方法

Table A1 Preselected vector selection method

目标参考电压		参考电流	箝位相	预选矢量集	所属扇区
$u_{\max}^*(k+1)$	$u_{\min}^*(k+1)$				
$u_a^*(k+1)$	$u_b^*(k+1)$	$ i_a^*(k+1) > i_b^*(k+1) $	a	$(V_1, V_2), (V_2, V_7), (V_6, V_7), (V_6, V_1)$	扇区 I
		$ i_a^*(k+1) < i_b^*(k+1) $	b	$(V_0, V_5), (V_5, V_6), (V_6, V_1), (V_0, V_1)$	
	$u_c^*(k+1)$	$ i_a^*(k+1) > i_c^*(k+1) $	a	$(V_1, V_2), (V_2, V_7), (V_6, V_7), (V_6, V_1)$	扇区 II
		$ i_a^*(k+1) < i_c^*(k+1) $	c	$(V_0, V_1), (V_1, V_2), (V_2, V_3), (V_0, V_3)$	
$u_b^*(k+1)$	$u_a^*(k+1)$	$ i_b^*(k+1) > i_a^*(k+1) $	b	$(V_2, V_7), (V_2, V_3), (V_3, V_4), (V_4, V_7)$	扇区 IV
		$ i_b^*(k+1) < i_a^*(k+1) $	a	$(V_0, V_3), (V_3, V_4), (V_4, V_5), (V_0, V_5)$	
	$u_c^*(k+1)$	$ i_b^*(k+1) > i_c^*(k+1) $	b	$(V_2, V_7), (V_2, V_3), (V_3, V_4), (V_4, V_7)$	扇区 III
		$ i_b^*(k+1) < i_c^*(k+1) $	c	$(V_0, V_1), (V_1, V_2), (V_2, V_3), (V_0, V_3)$	
$u_c^*(k+1)$	$u_a^*(k+1)$	$ i_c^*(k+1) > i_a^*(k+1) $	c	$(V_4, V_7), (V_4, V_5), (V_5, V_6), (V_6, V_7)$	扇区 V
		$ i_c^*(k+1) < i_a^*(k+1) $	a	$(V_0, V_3), (V_3, V_4), (V_4, V_5), (V_0, V_5)$	
	$u_b^*(k+1)$	$ i_c^*(k+1) > i_b^*(k+1) $	c	$(V_4, V_7), (V_4, V_5), (V_5, V_6), (V_6, V_7)$	扇区 VI
		$ i_c^*(k+1) < i_b^*(k+1) $	b	$(V_0, V_5), (V_5, V_6), (V_6, V_1), (V_0, V_1)$	

表 A2 电压矢量对应的电压值

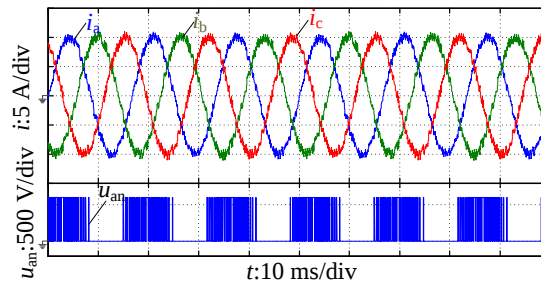
Table A2 Voltage values of voltage vectors

电压矢量	u_a	u_b	u_c
$V_0(000)$	0	0	0
$V_1(100)$	$2u_{dc}/3$	$-u_{dc}/3$	$-u_{dc}/3$
$V_2(110)$	$u_{dc}/3$	$u_{dc}/3$	$-2u_{dc}/3$
$V_3(010)$	$-u_{dc}/3$	$2u_{dc}/3$	$-u_{dc}/3$
$V_4(011)$	$-2u_{dc}/3$	$u_{dc}/3$	$u_{dc}/3$
$V_5(001)$	$-u_{dc}/3$	$-u_{dc}/3$	$2u_{dc}/3$
$V_6(101)$	$u_{dc}/3$	$-2u_{dc}/3$	$u_{dc}/3$
$V_7(111)$	0	0	0

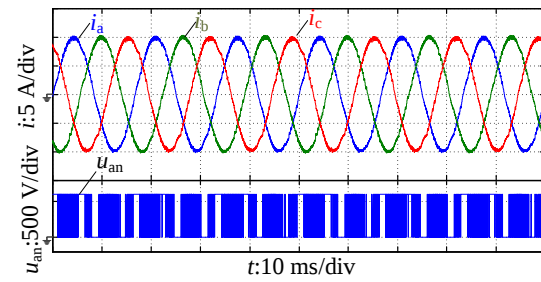
表 A3 仿真模型的参数

Table A3 Parameters of simulation model

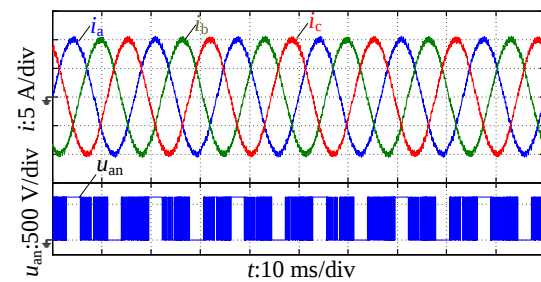
参数	数值	参数	数值
直流侧 u_{dc}/V	600	电网相电压 E/V	110
滤波电感 L/mH	20	电网频率 f_e/Hz	60
寄生电阻 R/Ω	0.05	采样频率 f/kHz	10



(a) 传统单矢量法



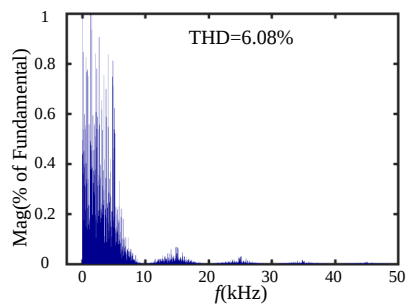
(b) 传统双矢量法



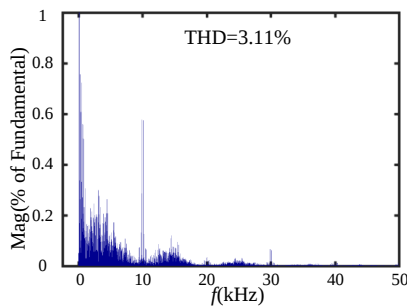
(c) 本文所提方法

图 A2 3 种方法的稳态仿真结果

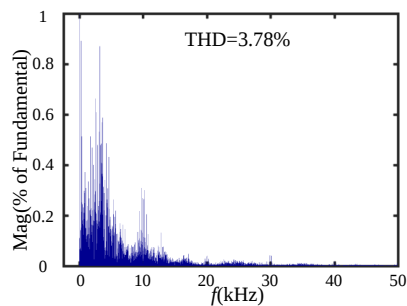
Fig.A2 Steady-state simulative results of three methods



(a) 传统单矢量法



(b) 传统双矢量法



(d) 本文所提方法

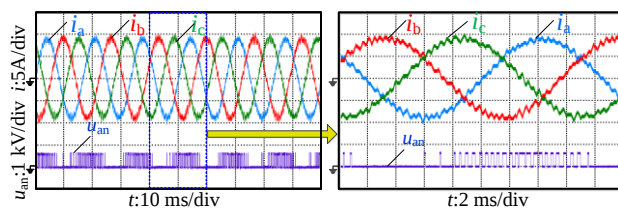
图 A3 电流 FFT 分析结果

Fig.A3 FFT analysis results of current

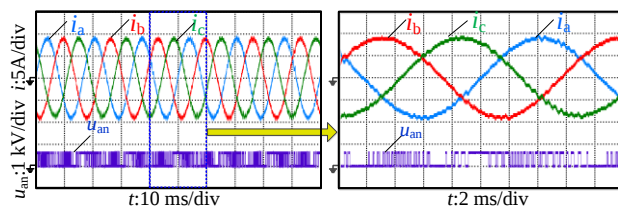


图 A4 实验平台

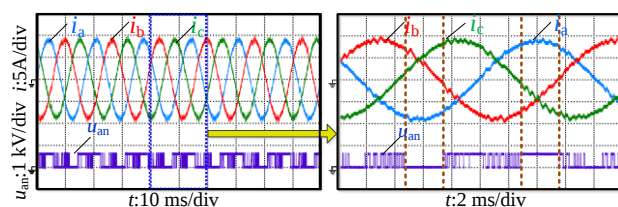
Fig.A4 Experiment platform



(a) 传统单矢量法(9 A)



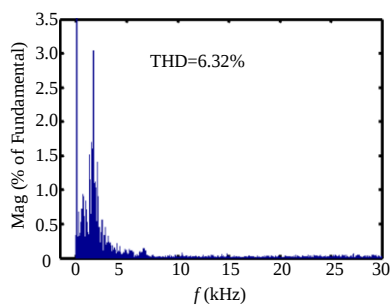
(b) 传统双矢量法(9 A)



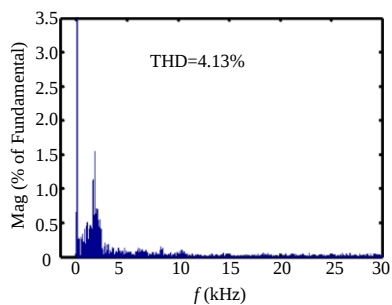
(c) 本文所提方法(9 A)

图 A5 3 种方法的稳态实验结果(9 A)

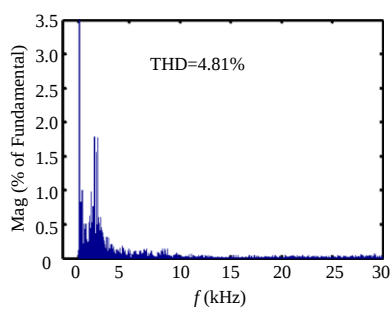
Fig.A5 Steady-state experimental results of three methods(9 A)



(a) 传统单矢量法



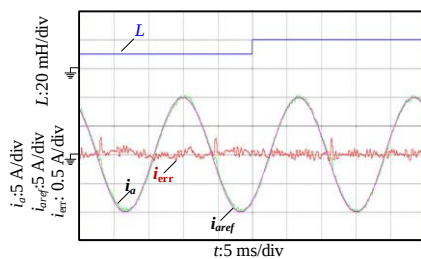
(b) 传统双矢量法



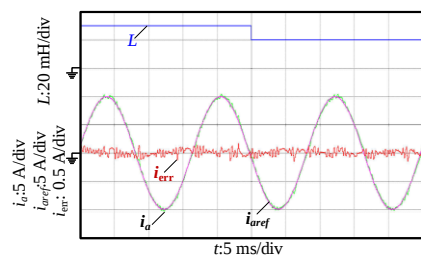
(c) 本文所提方法

图 A6 实验中电流的 FFT 分析结果

Fig.A6 FFT analysis results of current in experiment



(a) 电感由 10 mH 到 20 mH



(b) 电感由 30 mH 到 20 mH

图 A7 电感突变时的动态实验结果

Fig.A7 Dynamic experimental results with sudden change of inductance