

LCL并网逆变器多变量模型预测控制策略

吴玮¹,程国栋²,王贵峰³,夏晶晶²

(1. 江苏建筑职业技术学院,江苏 徐州 221008;2. 中国矿业大学 徐海学院,
江苏 徐州 221008;3. 江苏师范大学 电气学院,江苏 徐州 221008)

摘要: LCL并网逆变器控制策略中存在复杂的PR调节器和PWM调制算法,现有解决方案一般采用单变量模型预测控制策略,预测精度不高且鲁棒性较差。针对上述问题,提出一种多变量模型预测控制策略。建立了LCL并网逆变器在 α - β 坐标系下的数学模型,在传统预测逆变器侧电流的基础上,通过单个价值函数进一步对网侧电流及电容电压进行多变量模型预测控制。最后,为了进一步减少控制器运算量、提高并网质量及降低开关损耗,利用数字控制延时补偿及开关矢量优选方法,对所得到的多变量模型预测控制策略进行了优化。仿真和实验结果均验证了所提控制策略的正确性和有效性。

关键词: 并网逆变器;多变量模型预测控制;数字控制延时补偿;开关矢量优选

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed20281

Multi-variable Model Predictive Control Strategy of LCL Grid-connected Inverter

WU Wei¹, CHENG Guodong², WANG Guifeng³, XIA Jingjing²

(1. Jiangsu Vocational Institute of Architectural Technology, Xuzhou 221008, Jiangsu, China;
2. Xuhai College, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221008,
Jiangsu, China; 3. School of Electrical Engineering & Automation,
Jiangsu Normal University, Xuzhou 221008, Jiangsu, China)

Abstract: The problem of complex PR regulator and PWM modulation algorithm existing in LCL grid-connected inverter is generally solved with the strategy of single-variable model prediction control, in which the prediction accuracy is not high and the robustness is poor. In order to solve these problems, a multi-variable model predictive control strategy was proposed. The mathematical model of LCL grid-connected inverter in α - β coordinates was established. Based on the traditional prediction of inverter-side current, the multi-variable model prediction control of grid-side current and capacitor voltage was further carried out through a single value function. Finally, in order to further reduce the operation of the controller, improve the quality of the grid-connected inverter and reduce the switching losses, the proposed predictive control strategy of multi-variable model was optimized by means of digital control delay compensation and switching vector optimization method. Simulation and experimental results verify the correctness and effectiveness of the proposed control strategy.

Key words: grid-connected inverter; multi-variable model predictive control; compensation of digital control delay; optimized switching vectors

近年来,太阳能、风能等新能源发电技术得到快速发展。并网逆变器作为各类新能源并入电网的接口,其运行性能直接影响到电网的稳定性。文献[1-2]针对LCL并网逆变器中的谐振进行分析,采用电容电流反馈有源阻尼控制策略抑

制谐振,提高系统稳定性,但需增加电容电流传感器,且抑制效果受到LCL参数变化影响;文献[3]提出电网电流反馈有源阻尼控制策略,省去电容电流传感器,但控制策略存在二阶微分反馈项,对电网扰动(高次谐波或电网不平衡)的鲁棒

基金项目: 国家自然科学基金(51707086);江苏省高等学校自然科学研究面上项目(18KJD470007);

徐州市重点研发(产业前瞻与共性关键技术)项目(KC18080)

作者简介: 吴玮(1977—),男,博士,高级工程师,Email: 15365893265@126.com

性低;文献[4-7]针对电压不平衡情况下的并网逆变器进行研究,但控制策略均在 $d-q$ 坐标系下研究,算法及调节器设计比较复杂。

目前,随着数字处理器计算能力的提高,模型预测控制技术由于其原理简单、鲁棒性高、电流跟踪效果好且适用于多变量非线性系统等优点,逐步被应用到并网逆变器控制策略中。文献[8-11]利用模型预测控制策略对并网逆变器进行研究,但均采用单变量(网侧电流)预测控制,控制效果较差;文献[12]采用多变量(网侧电流、逆变器侧电流及电容电压)预测控制,并网质量较好,但该控制策略建立在 $d-q$ 坐标系下,需要精确检测网侧电压相角,且未考虑数字控制延时补偿及开关矢量优化。

本文利用LCL并网逆变器在 $\alpha-\beta$ 坐标系下的数学模型,在单变量模型预测控制基础上,通过数字控制延时补偿及开关矢量优选方法,得出一种多变量优化模型预测控制策略,达到简化控制模型、提高并网质量及减少开关损耗的目的。

1 LCL并网逆变器数学模型

LCL并网逆变器原理图如图1所示。

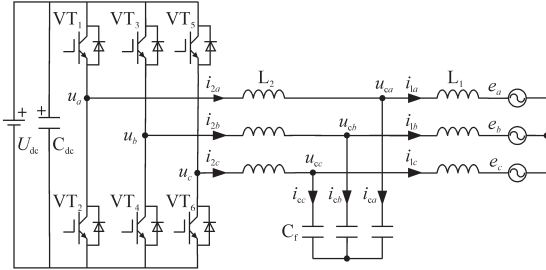


图1 LCL并网逆变器原理图

Fig.1 Schematic diagram of LCL grid-connected inverter

图1中, e_a, e_b, e_c 为网侧相电压; u_a, u_b, u_c 为逆变器侧相电压; u_{ca}, u_{cb}, u_{cc} 为交流滤波电容相电压; i_{1a}, i_{1b}, i_{1c} 为网侧相电流; i_{2a}, i_{2b}, i_{2c} 为逆变器侧相电流; i_{ca}, i_{cb}, i_{cc} 为交流滤波电容相电流; C_f 为交流滤波电容; C_{dc} 为直流侧电容; U_{dc} 为直流母线电压。

根据KCL,KVL,可得LCL并网逆变器在 $\alpha-\beta$ 坐标系下的数学模型:

$$\begin{cases} u_{a\beta} = L_2 \frac{di_{2a\beta}}{dt} + u_{ca\beta} \\ u_{c\alpha\beta} = L_1 \frac{di_{1\alpha\beta}}{dt} + e_{\alpha\beta} \\ i_{2a\beta} = i_{1\alpha\beta} + C_f \frac{du_{ca\beta}}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $e_{ab}, u_{ab}, u_{cab}, i_{1ab}, i_{2ab}$ 分别为 $\alpha-\beta$ 坐标系下的网侧电压、逆变器侧电压、交流滤波电容电压、网侧电流及逆变器侧电流; L_1, L_2 分别为网侧电感、逆变器侧电感。

2 模型预测控制策略

模型预测控制策略需要满足并网逆变器动态性能高、电流跟踪精确、对电网电压扰动(谐波失真、衰减、不平衡)鲁棒性高等要求。文献[8]将LCL简化为L,对逆变器侧电流进行直接预测控制,进而间接控制网侧电流;文献[13]利用有源阻尼技术对LCL谐振进行抑制。

相比于L滤波器,LCL滤波器高频衰减能力更强,滤波效果更好;但其存在谐振问题,降低了系统稳定性。结合文献[8]和文献[13],可得基于逆变器侧电流 i_2 的预测控制策略。

2.1 i_2 预测控制

图2为 i_2 模型预测控制原理图。

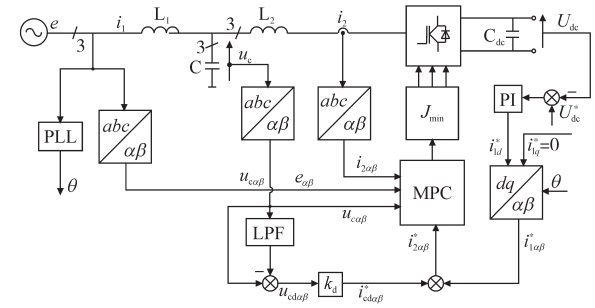


图2 i_2 模型预测控制原理图

Fig.2 Schematic diagram of i_2 model predictive control

图2中,PLL为锁相环,MPC为预测控制模型,LPF为低通滤波器,PI为比例积分调节器, J_{min} 为价值函数, θ 为电网电压相角,标“*”的变量为给定值(下同), $u_{cda\beta}, i_{cda\beta}$ 分别为 $\alpha-\beta$ 坐标系下交流滤波电容高次谐波电压、电流分量, k_d 为有源阻尼系数。

根据文献[13]可得:

$$i_{cda\beta}^* = k_d u_{cda\beta} \quad (2)$$

其中

$$k_d = 2\zeta \sqrt{\frac{C_f}{L_1}}$$

式中: ζ 为系统期望阻尼比,本文取0.6。

根据式(1)和图2,可得:

$$i_{2a\beta}^* = i_{1a\beta}^* + i_{cda\beta}^* \quad (3)$$

若采样周期为 T_s ,逆变器侧电流微分方程为

$$\begin{aligned} \frac{di_{2a\beta}}{dt} &= \frac{\Delta i_{2a\beta}(k+1)}{T_s} \\ &= \frac{i_{2a\beta}(k+1) - i_{2a\beta}(k)}{T_s} \end{aligned} \quad (4)$$

式中: $i_{2\alpha\beta}(k)$, $i_{2\alpha\beta}(k+1)$ 分别为 t_k , t_{k+1} 时刻的逆变器侧电流, 下同。

根据式(1), 可得:

$$\Delta i_{2\alpha\beta}(k+1) = \frac{u_{\alpha\beta}(k+1) - u_{\alpha\beta}(k)}{L_2} T_s \quad (5)$$

$$i_{2\alpha\beta}(k+1) = i_{2\alpha\beta}(k) + \Delta i_{2\alpha\beta}(k+1) \quad (6)$$

对于两电平逆变器, 逆变器侧电压为

$$u_{\alpha\beta}(k+1) = \begin{cases} \frac{2}{3} U_{dc} e^{j(n-1)\frac{\pi}{3}} & n = 1, 2, 3, 4, 5, 6 \\ 0 & n = 0, 7 \end{cases} \quad (7)$$

构造价值函数:

$$J = [i_{2\alpha}^*(k+1) - i_{2\alpha}(k+1)]^2 + [i_{2\beta}^*(k+1) - i_{2\beta}(k+1)]^2 \quad (8)$$

1个采样周期内, 对7种电压矢量对应的价值函数进行计算, 选取最小价值函数对应的电压矢量作为下一周期开关状态。

2.2 $i_1-i_2-u_c$ 预测控制

上述 i_2 预测模型采用电容电流有源阻尼控制策略, 是抑制网侧电流振荡最常用的算法, 其缺点是对电网电压扰动下的鲁棒性较低, 高次谐波或电网不平衡的出现将导致网侧电流的畸变。为此, 利用模型预测控制在单个价值函数中实现多变量控制的优点, 增加网侧电流、电容电压预测, 引入 $i_1-i_2-u_c$ 预测控制策略, 如图3所示。

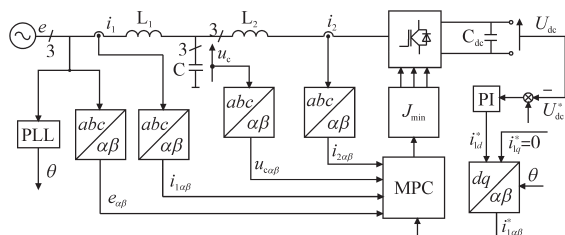


图3 $i_1-i_2-u_c$ 模型预测控制原理图

Fig.3 Schematic diagram of $i_1-i_2-u_c$ model predictive control

逆变器侧电流 $i_{2\alpha\beta}$ 变化率比交流滤波电容电压 $u_{\alpha\beta}$ 和网侧电流 $i_{1\alpha\beta}$ 变化率大很多, 可近似认为 $u_{\alpha\beta}$ 及 $i_{1\alpha\beta}$ 在单个采样周期 T_s 内为恒值, 可得:

$$\begin{cases} u_{\alpha\beta}^* \approx e_{\alpha\beta} \\ i_{2\alpha\beta}^* \approx i_{1\alpha\beta}^* \end{cases} \quad (9)$$

交流滤波电容电压 $u_{\alpha\beta}$ 的微分方程为

$$\begin{aligned} \frac{du_{\alpha\beta}}{dt} &= \frac{\Delta u_{\alpha\beta}(k+1)}{T_s} \\ &= \frac{u_{\alpha\beta}(k+1) - u_{\alpha\beta}(k)}{T_s} \end{aligned} \quad (10)$$

$u_{\alpha\beta}$ 的变化主要是因 $i_{2\alpha\beta}$ 变化引起的, 假设第 $(k+1)$ 周期内, 逆变器侧电流由 $i_{2\alpha\beta}(k)$ 变为 $i_{2\alpha\beta}(k) +$

$0.5 \times \Delta i_{2\alpha\beta}(k+1)$ (取平均值), 根据式(1), 交流滤波电容电压预测值为

$$\Delta u_{\alpha\beta}(k+1) = \frac{i_{2\alpha\beta}(k) + 0.5 \times \Delta i_{2\alpha\beta}(k+1) - i_{1\alpha\beta}(k)}{C} T_s \quad (11)$$

$$u_{\alpha\beta}(k+1) = u_{\alpha\beta}(k) + \Delta u_{\alpha\beta}(k+1) \quad (12)$$

网侧电流给定值 $i_{1\alpha\beta}^*$ 由直流母线电压 U_{dc} 经 PI 调节器输出并通过 Park 变换得到, 网侧电流 $i_{1\alpha\beta}$ 的微分方程为

$$\begin{aligned} \frac{di_{1\alpha\beta}}{dt} &= \frac{\Delta i_{1\alpha\beta}(k+1)}{T_s} \\ &= \frac{i_{1\alpha\beta}(k+1) - i_{1\alpha\beta}(k)}{T_s} \end{aligned} \quad (13)$$

$i_{1\alpha\beta}$ 的变化主要是因 $u_{\alpha\beta}$ 变化引起的, 假设第 $(k+1)$ 周期内, 交流滤波电容电压由 $u_{\alpha\beta}(k)$ 变为 $u_{\alpha\beta}(k) + 0.5 \times \Delta u_{\alpha\beta}(k+1)$ (取平均值), 根据式(1), 网侧电流预测值为

$$\Delta i_{1\alpha\beta}(k+1) = \frac{u_{\alpha\beta}(k) + 0.5 \times \Delta u_{\alpha\beta}(k+1) - e_{\alpha\beta}(k)}{L_1} T_s \quad (14)$$

$$i_{1\alpha\beta}(k+1) = i_{1\alpha\beta}(k) + \Delta i_{1\alpha\beta}(k+1) \quad (15)$$

逆变器侧电流 $i_{2\alpha\beta}$ 预测值由式(5)和式(6)确定, 交流滤波电容电压 $u_{\alpha\beta}$ 预测值由式(11)和式(12)确定, 构造价值函数为

$$\begin{aligned} J &= \lambda_{i1}^2 \{ [i_{1\alpha}^*(k+1) - i_{1\alpha}(k+1)]^2 + [i_{1\beta}^*(k+1) - i_{1\beta}(k+1)]^2 \} + \lambda_{uc}^2 \{ [u_{\alpha}^*(k+1) - u_{\alpha}(k+1)]^2 + \\ & [u_{\beta}^*(k+1) - u_{\beta}(k+1)]^2 \} + \{ [i_{2\alpha}^*(k+1) - i_{2\alpha}(k+1)]^2 + [i_{2\beta}^*(k+1) - i_{2\beta}(k+1)]^2 \} \end{aligned} \quad (16)$$

式中: λ_{i1} 为 $i_{1\alpha\beta}$ 预测值的权重系数, 决定了并网电流质量。

2.2.1 数字控制延时补偿

上述 $i_1-i_2-u_c$ 预测控制未考虑数字控制延时, 即在 t_k 时刻对电压、电流进行检测, 依据式(14)、式(15)预测模型及式(16)价值函数预测最优开关矢量, 并在 t_k 时刻作用于逆变器, 使预测变量在 t_{k+1} 时刻达到预测值。如图4a所示, t_k 时刻选取 S_4 作为最优开关矢量, t_{k+1} 时刻达到预测值 $i_{1\alpha}^p$ 。

实际控制系统中, 数字处理器计算时间相对采样周期不可忽略, 往往存在1个周期的控制延时, 即 t_k 时刻选取的最优开关矢量作用在 (t_{k+1}, t_{k+2}) 周期, 而不是 (t_k, t_{k+1}) 周期。因此, 实际系统需进行数字控制延时补偿, 即在 t_k 时刻预测 t_{k+2} 时刻的状态, 如图4b所示。

以 $i_{1\alpha\beta}(k+1)$, $i_{2\alpha\beta}(k+1)$ 及 $u_{c\alpha\beta}(k+1)$ 预测值为已知量, 进一步预测 t_{k+1} 时刻的状态, 可得:

$$\begin{cases} i_{1a\beta}(k+2) = i_{1a\beta}(k+1) + \frac{u_{cap}(k+1) + 0.5 \times \Delta u_{cap}(k+2) - e_{a\beta}(k+1)}{L_1} T_s \\ i_{2a\beta}(k+2) = i_{2a\beta}(k+1) + \frac{u_{a\beta}(k+2) - u_{cap}(k+1)}{L_2} T_s \\ u_{cap}(k+2) = u_{cap}(k+1) + \frac{i_{2a\beta}(k+1) + 0.5 \times \Delta i_{2a\beta}(k+2) - i_{1a\beta}(k+1)}{C} T_s \end{cases} \quad (17)$$

另外,利用拉格朗日二阶外推法对给定值进行延时补偿,可得:

$$\left\{ \begin{aligned} i_{1\alpha\beta}^*(k+2) &= 6 \times i_{1\alpha\beta}^*(k) - 8 \times i_{1\alpha\beta}^*(k-1) + \\ &\quad 3 \times i_{1\alpha\beta}^*(k-2) \\ i_{2\alpha\beta}^*(k+2) &= 6 \times i_{2\alpha\beta}^*(k) - 8 \times i_{2\alpha\beta}^*(k-1) + \\ &\quad 3 \times i_{2\alpha\beta}^*(k-2) \\ u_{c\alpha\beta}^*(k+2) &= 6 \times u_{c\alpha\beta}^*(k) - 8 \times u_{c\alpha\beta}^*(k-1) + \\ &\quad 3 \times u_{c\alpha\beta}^*(k-2) \end{aligned} \right. \quad (18)$$

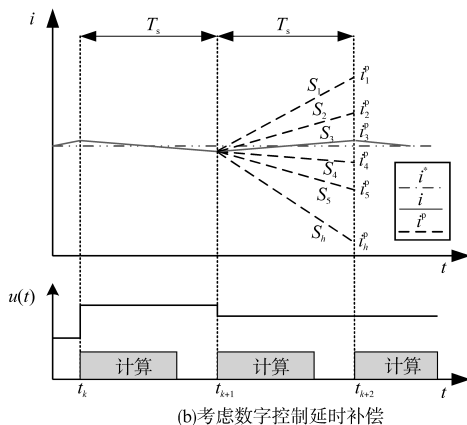
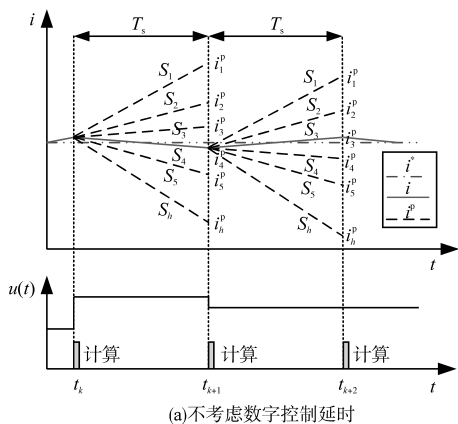


图4 模型预测控制原理图

Fig. 4 Schematic diagram of model predictive control

图4中, T_s 为采样周期; $S_1, S_2, \dots, S_h$ 为逆变器开关状态; i^* 为给定电流; $i_1^p, i_2^p, \dots, i_h^p$ 为对应不同

开关状态下的预测电流。

2.2.2 开关矢量优选

$i_1-i_2-u_c$ 预测控制共计预测 3 个变量,在 1 个采样周期内遍历运算 7 次,运算量较大;且开关矢量状态切换时存在多相状态同时变化的情况,导致开关损耗高、逆变器侧线电压 du/dt 跳变大等问题。为此,需对所选的开关矢量进行逻辑优化。结合 SVPWM 算法,为降低开关损耗,开关矢量切换时只允许 1 相状态变化,同时可保证逆变器侧线电压 du/dt 最小,开关矢量优选原则如表 1 所示。由表 1 可得限制条件:

$$\sum |S_i(k+1) - S_i(k)| < 2 \quad i = a, b, c \quad (19)$$

表1 开关矢量优选原则

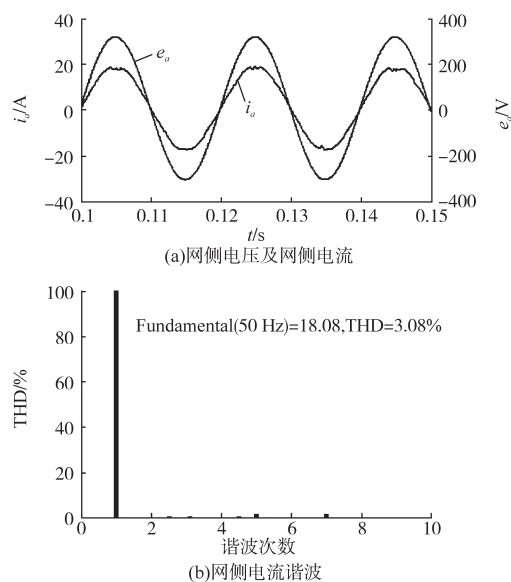
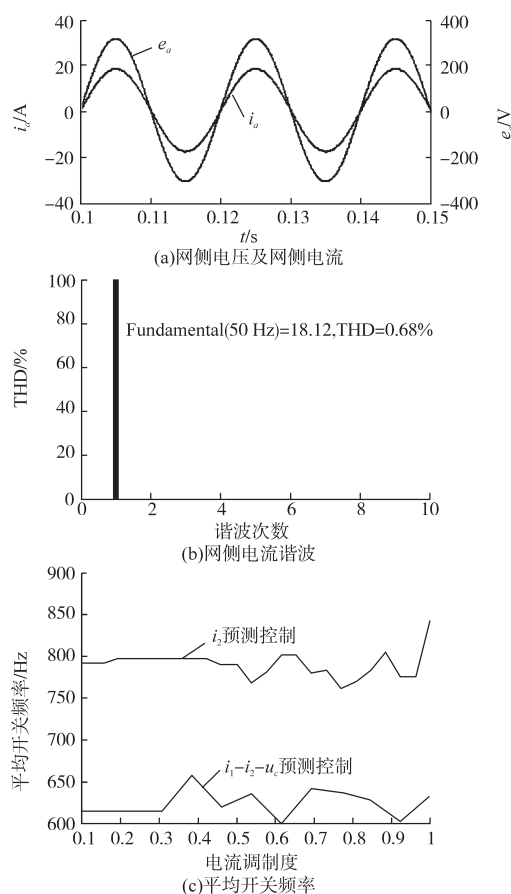
Tab.1 Optimized selection of switching vectors

当前开关状态(a, b, c)	优选开关状态(a, b, c)
000	100, 010, 001
100	110, 101, 000
110	100, 010, 111
010	110, 011, 000
011	010, 001, 111
001	011, 101, 000
101	001, 100, 111
111	110, 011, 101

3 仿真研究

为了对比分析单变量和多变量模型预测控制策略,验证数字控制延时补偿及开关矢量优选方法的正确性,本文进行了 Matlab/Simulink 仿真,仿真参数为: $e=311\text{ V}$, $U_{\text{dc}}=560\text{ V}$, $f=50\text{ Hz}$, $L_1=5\text{ mH}$, $L_2=5\text{ mH}$, $C_f=3\text{ }\mu\text{F}$, $C_{\text{dc}}=2\text{ }600\text{ }\mu\text{F}$ 。仿真波形如图5、图6所示。

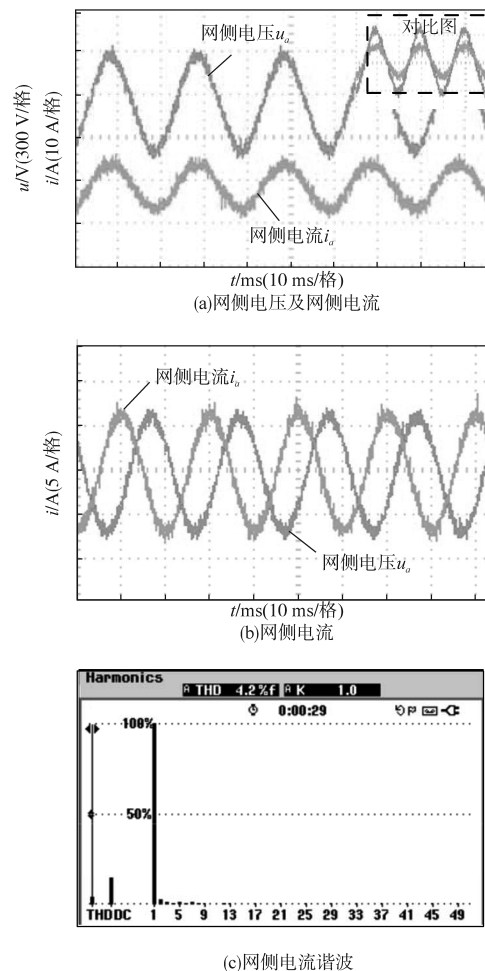
对比图 5、图 6 可知： $i_1-i_2-u_c$ 模型预测控制中，网侧电压、电流同频同相，并网逆变器接近单位功率因数运行；谐波畸变率降低为 0.68% (i_2 模型预测控制中谐波畸变率为 3.08%)，网侧电流正弦度更高。另外，由于 $i_1-i_2-u_c$ 模型预测控制采用数字控制延时补偿及开关矢量优选策略，不仅可以抑制逆变器侧电压跳变尖峰，同时平均开关频率下降为 600 Hz 左右（相同电流调制制度下， i_2 模型预测控制中平均开关频率为 800 Hz 左右），降低了逆变器开关频率，减少了开关损耗。综上可知，多变量模型预测控制比单变量模型预测控制性能要高。

图5 i_2 模型预测控制仿真波形Fig.5 Simulation waveforms of i_2 model predictive control图6 $i_1-i_2-u_c$ 模型预测控制原理图Fig.6 Simulation waveforms of $i_1-i_2-u_c$ model predictive control

4 实验研究及结论

在基于TMS320F28335的5 kW三相LCL并网逆变器平台上对 i_2 预测控制和 $i_1-i_2-u_c$ 预测控制

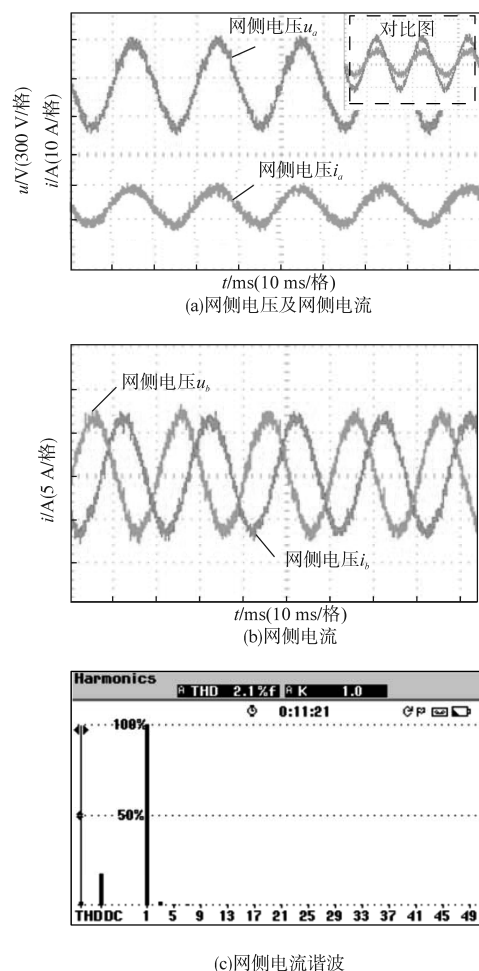
进行实验验证。硬件电路参数与仿真部分参数相同,实验波形如图7、图8所示。对比图7、图8可知: $i_1-i_2-u_c$ 模型预测控制性能优于 i_2 模型预测控制,与仿真结果一致。采用 $i_1-i_2-u_c$ 预测控制的并网逆变器可以稳定运行,网侧电压与网侧电流基本同频同相,并网逆变器接近单位功率因数运行;网侧电流正弦度更高,谐波畸变率更低。

图7 i_2 模型预测控制实验波形Fig.7 Experimental waveforms of i_2 model predictive control

本文将模型预测控制策略应用于LCL并网逆变器,给出网侧电流、逆变器侧电流和电容电压多变量同时预测的数学模型,同时对数字控制系统的控制延时进行补偿,最后对预测的开关矢量进行了优化,仿真和实验结果表明:

1)采用多变量模型预测控制和数字控制延时补偿虽增加了控制器运算量,但并网质量高于单变量模型预测控制。

2)采用开关矢量优化方法,可有效消除逆变器侧电压尖峰,同时减少电力电子器件开关损耗。该方法可推广应用至多电平变换器模型预测控制策略中。

图8 $i_1-i_2-u_c$ 模型预测控制实验波形Fig.8 Experimental waveforms of $i_1-i_2-u_c$ model predictive control

参考文献

- [1] Parker S G, McGrath B P, Holmes D G. Regions of Active Damping Control for LCL Filters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(1): 424-432.
- [2] Pan D, Ruan X, Bao C, *et al.* Capacitor-current-feedback Active Damping with Reduced Computation Delay for Improving Robustness of LCL-type Grid-connected Inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7): 3414-3427.
- [3] Wang X, Blaabjerg F, Loh P C. Grid-current-feedback Active Damping for LCL Resonance in Grid-connected Voltage Source Converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 213-223.
- [4] Babaei S, Bhattacharya S. A Control Structure for PWM-controlled Static Synchronous Compensators under Unbalanced Conditions and Grid Faults [J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2015, 71(5): 160-173.
- [5] Zhang Y, Qu C. Direct Power Control of a Pulse Width Modulation Rectifier Using Space Vector Modulation under Unbalanced Grid Voltages [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(10): 5892-5901.
- [6] 孙小燕, 朱永强, 贾利虎, 等. 电网不对称故障下光伏逆变器预测控制方法[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(13): 81-86.
- [7] 贾利虎, 朱永强, 孙小燕. 基于模型电流预测控制的光伏电站低电压穿越控制方法[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(7): 68-74.
- [8] 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.
- [9] Panten N, Hoffmann N, Fuchs F W. Finite Control Set Model Predictive Current Control for Grid-connected Voltage-source Converters with LCL Filters: A Study Based on Different State Feedbacks[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7): 5189-5200.
- [10] 肖浩, 裴玮, 孔力. 基于模型预测控制的微电网多时间尺度协调优化调度[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(18): 7-14, 55.
- [11] 金楠, 胡石阳, 崔光照, 等. 光伏并网逆变器有限状态模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(S1): 190-196.
- [12] Falkowski Piotr, Sikorski Andrzej. Comparative Analysis of Finite Control Set Model Predictive Control Methods for Grid-Connected AC-DC Converters with LCL Filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(4): 2844-2852.
- [13] Serpa L A, Ponnaluri S, Barbosa P M, *et al.* A Modified Direct Power Control Strategy Allowing the Connection of Three-phase Inverters to the Grid Through LCL Filters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007, 43(5): 1388-1400.

收稿日期:2019-05-16

修改稿日期:2019-06-18