

基于虚拟磁链定向的NPC三电平逆变器有限控制集模型预测控制

刘为杰, 凌忠伟, 何帆, 杨国超

(中国空气动力研究与发展中心, 四川 绵阳 621000)

摘要: 针对传统的NPC三电平逆变器有限控制集模型预测控制(Finite Control Set Model Predictive Control, FCS-MPC)存在计算量大、 du/dt 高等问题, 提出了一种改进的FCS-MPC策略。通过添加开关跳变等约束条件, 计算量减至传统FCS-MPC的1/3, 同时降低了 du/dt ; 以电压预测代替电流预测, 进一步降低了算法的计算量。此外, 给出了一种改进的电网虚拟磁链观测模型。根据逆变器 $\alpha\beta$ 坐标系下的离散数学模型估算出电网电压, 而后采用一阶低通滤波器计算电网虚拟磁链, 减小了虚拟磁链的波动。仿真结果验证了所提出的虚拟磁链观测方法的有效性和NPC三电平逆变器FCS-MPC策略良好的动静态特性。

关键词: NPC三电平逆变器; 虚拟磁链; FCS-MPC

Finite control set model predictive control for NPC three level inverter based on virtual flux orientation

LIU Weijie, LING Zhongwei, HE Fan, YANG Guochao

(China Aerodynamics Research and Development Center, Mianyang 621000, China)

Abstract: The traditional finite control set model predictive control (FCS-MPC) for NPC three level inverter has drawbacks of large computational burden and high du/dt . In order to solve those problems, an improved strategy of FCS-MPC is proposed. The computational burden is reduced to 1/3 of origin and the du/dt drops by adding switch jumps and other constraints. The current prediction is replaced by voltage prediction, which further reduces the computational burden. In addition, an improved virtual flux observer model is presented. According to the discrete mathematical model of the inverter under the $\alpha\beta$ coordinate, the grid voltage is estimated. And then the first order low-pass filter is used to calculate the virtual flux. As a result, the fluctuation of the virtual flux is reduced. The simulation results show the effectiveness of the proposed virtual flux observer and the good dynamic and static characteristics of the NPC three level inverter FCS-MPC strategy.

Key words: NPC three level inverter; virtual flux; FCS-MPC

0 引言

传统的NPC三电平逆变器有限控制集模型预测控制策略(Finite Control Set Model Predictive Control, FCS-MPC)在每个采样周期内对逆变器27个开关状态在线寻优, 因而需要计算27次预测电流和代价函数^[1], 计算量过大并且没有限制电压

跳变。文献[2]根据无差拍思想直接预测出参考电压矢量, 然后与27个电压矢量进行比较, 选取最优电压矢量。该方法只需计算一次预算电压, 但是仍然需要计算27次代价函数。文献[3-5]首先判断出参考电压矢量所在的扇区, 然后选择与参考电压矢量相邻的电压矢量作为下一时刻的备选矢

量,使得候选开关状态数量最多只有7个,有效减少了FCS-MPC算法的计算量,但是该类算法没有考虑电压跳变限制问题。

此外,并网型逆变器参考电流的相位需要与电网电压同步,实现单位功率因数运行。近年来,虚拟磁链技术广泛应用于并网型逆变器,用于估算电网电压的相位,无须使用网侧电压互感器,节约了成本。虚拟磁链观测存在积分初值以及直流偏置问题,目前国内外不少文献给出了相应的解决办法,主要思路分为两种:一种思路是估算初值,如文献[6]给出了一种带初值估测的虚拟磁链观测方法;另一种思路是用滤波器代替纯积分环节,这些滤波器形式多样,如文献[7]用两个串联的一阶低通滤波器,文献[8]采用一阶低通滤波器和一阶高通滤波器串联,文献[9]给出了一种带有补偿项的一阶低通滤波器。

大多数现有的虚拟磁链观测方法,电流附加项没有经过任何滤波器,因此电流谐波会造成虚

拟磁链的波动,影响磁链观测准确度。

本文提出了一种改进的NPC三电平FCS-MPC策略,该策略在每个控制周期只需计算1次预测电压和9次代价函数,有效降低了FCS-MPC策略的计算量,同时该策略考虑了电压跳变问题,逆变器输出相电压和线电压最多只有一个电平的跳变。另外本文还给出了一种改进的虚拟磁链估算方法,使得估算的磁链更加平滑。最后建立仿真模型,对所提出的FCS-MPC策略和磁链估算方法的正确性进行了验证。

1 NPC三电平逆变器数学模型

NPC三电平逆变器拓扑结构如图1所示。图1中, U_{dc} 为直流电源; C_1 、 C_2 为分压电容; u_a 、 u_b 和 u_c 为逆变器输出电压; i_a 、 i_b 和 i_c 为交流侧电流; e_a 、 e_b 和 e_c 为电网电压; L 为滤波电感; R 为等效串联电阻。

为了简便,定义向量

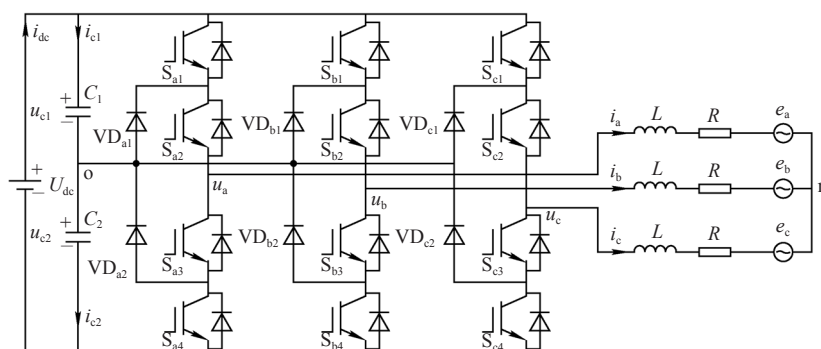


图1 NPC三电平逆变器拓扑结构

Fig.1 Topology of NPC three level inverter

$$\mathbf{u} = [u_\alpha \ u_\beta]^T, \mathbf{i} = [i_\alpha \ i_\beta]^T, \mathbf{e} = [e_\alpha \ e_\beta]^T \quad (1)$$

则在 $\alpha\beta$ 坐标系下由基尔霍夫电压定律可得

$$\mathbf{u} = L \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{R}\mathbf{i} + \mathbf{e} \quad (2)$$

式中, $\mathbf{u}$ 为逆变器输出电压矢量; $\mathbf{i}$ 为交流侧电流矢量; $\mathbf{e}$ 为电网电压矢量。

定义开关状态变量 S_a 、 S_b 和 S_c 如下,即

$$S_x = \begin{cases} 1 & S_{x1} \text{ 导通, } S_{x3} \text{ 导通, } S_{x4} \text{ 关断} \\ 0 & S_{x2} \text{ 导通, } S_{x3} \text{ 导通, } S_{x1} \text{ 关断} \\ -1 & S_{x3} \text{ 导通, } S_{x4} \text{ 导通, } S_{x1} \text{ 关断} \end{cases} \quad (3)$$

则当中性点电位平衡时

$$\mathbf{u} = \frac{1}{3} U_{dc} [(S_a - \frac{1}{2} S_b - \frac{1}{2} S_c) \frac{\sqrt{3}}{2} (S_b - S_c)]^T \quad (4)$$

采用前向欧拉公式将式(2)离散化得

$$\mathbf{u}(k) = \frac{L}{T_s} [\mathbf{i}(k+1) - \mathbf{i}(k)] + \mathbf{R}\mathbf{i}(k) + \mathbf{e}(k) \quad (5)$$

式中, T_s 为采样周期。

$\mathbf{e}(k-1)$ 可以通过式(6)估算得到

$$\mathbf{e}(k-1) = \mathbf{u}(k-1) - \frac{L}{T_s} (\mathbf{i}(k) - \mathbf{i}(k-1)) + \mathbf{R}\mathbf{i}(k-1) \quad (6)$$

在 T_s 很小的情况下, 可以认为 $e(k)=e(k-1)$ 。

中性点电位偏移量可以表示为

$$\frac{d\Delta u_c}{dt} = -\frac{1}{C} S_{\alpha\beta}^T i \quad (7)$$

式中, $\Delta u_c = \Delta u_{c1} \Delta u_{c2}$; $C = C_1 = C_2$ 。

$S_{\alpha\beta}$ 定义如下, 即

$$S_{\alpha\beta} = [S_a | -\frac{1}{2}|S_b | -\frac{1}{2}|S_c |, \frac{\sqrt{3}}{2}(|S_b | - |S_c |)]^T \quad (8)$$

同理将式离散化得

$$\Delta u_c(k+1) = \Delta u_c(k) - \frac{T_s}{C} S_{\alpha\beta}^T(k) i(k) \quad (9)$$

2 改进的NPC三电平逆变器FCS-MP策略

2.1 候选开关状态集合

为了满足电压跳变限制要求, 逆变器开关切换必须满足下面两个条件, 即

$$|S_x(k+1) - S_x(k)| < 2 \quad x \in \{a, b, c\} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} & |[S_b(k+1) - S_b(k)] - [S_a(k+1) - S_a(k)]| < 2 \\ & |[S_c(k+1) - S_c(k)] - [S_b(k+1) - S_b(k)]| < 2 \\ & |[S_a(k+1) - S_a(k)] - [S_c(k+1) - S_c(k)]| < 2 \end{aligned} \quad (11)$$

式(10)限制了逆变器相电压跳变; 式(11)限制了线电压跳变。此外, 由于当前开关状态向冗余开关状态切换时, 逆变器会有3次开关动作, 增加了开关损耗, 并且冗余开关状态没有改善电流跟踪性能, 因此在下一时刻的备选开关状态集合中剔除冗余开关状态。所以, 候选开关状态集合可由下式确定, 为了便于书写用 S_x 表示 $S_x(k)$ 。

$$\begin{aligned} & \{(S_a, S_b, S_c), (S_a+1, S_b, S_c), \\ & (S_a-1, S_b, S_c), (S_a, S_b+1, S_c), \\ & (S_a, S_b-1, S_c), (S_a, S_b, S_c+1), \\ & (S_a, S_b, S_c-1), (S_a+1, S_b+1, S_c), \\ & (S_a-1, S_b-1, S_c), (S_a+1, S_b, S_c+1), \\ & (S_a-1, S_b, S_c-1), (S_a, S_b+1, S_c+1), \\ & (S_a, S_b-1, S_c-1)\} \end{aligned} \quad (12)$$

且需满足

$$-2 < S_x \pm 1 < 2 \quad x \in \{a, b, c\} \quad (13)$$

然后, 再从候选开关状态集合中剔除 $(-1, -1, -1)$ 和 $(1, 1, 1)$ 这两个冗余的零矢量, 因为这两个开关状态会产生最高的共模电压。

开关状态 $(0, 0, 0)$ 比较特殊, 如果按照式(12)和式(13)进行计算, 其下一时刻候选开关状态的个数为13。为了进一步降低计算量, 可规定 $(0, 0, 0)$ 的候选开关状态为: $\{(0, 0, 0), (0, 1, 0), (0, 0, -1), (1, 0, 0), (0, -1, 0), (0, 0, 1), (-1, 0, 0)\}$ 。这样规定的好处是降低了开关状态 $(0, 0, 0)$ 切换时的开关动作次数。经过以上各种措施, 可以将候选开关状态最大数目限制为9, 使得计算量降低至传统算法的1/3。本文通过简单的判断和加减运算来确定候选开关状态集合, 相比查表法而言通用性更好, 容易推广到多电平逆变器系统。

2.2 代价函数

传统的NPC三电平逆变器FCS-MPC策略的代价函数如下式所示^[10], 即

$$J_1 = [i^*(k) - i(k+1)]^2 + \lambda_{dc} \Delta u_c(k+1)^2 \quad (14)$$

式中, 第一项是为了跟踪参考电流; 第二项是为了维持中性点电位的平衡; λ_{dc} 为权重系数。

代价函数 J_1 是算法评价候选开关状态的指标。按照式(14)来构建代价函数, 则需对每个候选开关状态分别根据式(5)计算对应的预测电流 $i(k+1)$, 因此增加了计算量。

参考无差拍控制思想, 式(14)中令 $i(k+1)=i^*(k)$, $i^*(k)$ 为 k 时刻参考电流, 则得到

$$u^*(k) = \frac{L}{T_s} i^*(k) + (R - \frac{L}{T_s}) i(k) + e(k) \quad (15)$$

式(15)表明, 如果在 k 时刻将参考电压矢量 $u^*(k)$ 作用于变频器, 那么 $k+1$ 时刻负载电流 $i(k+1)$ 将能达到 i_k^* 。经过以上分析, 代价函数可重新设计为

$$J_2 = [u^*(k) - u(k+1)]^2 + \lambda_{dc} \Delta u_c(k+1)^2 \quad (16)$$

$u(k+1)$ 可通过候选开关状态得到, 无须进行复杂的计算。采用 J_2 作为代价函数, 在每个控制周期内只须计算一次参考电压 $u^*(k)$, 而无须多次计算预测电流 $i(k+1)$, 降低了计算量。值得注意的是, 无论采用哪种形式的代价函数, 都需要对每个候

选开关状态按照式(9)计算 $\Delta u_c(k+1)$ 。

2.3 FCS-MPC策略实施流程

FCS-MPC控制系统计算量大, 计算时间往往不可忽略, 存在延时问题, 因此在实施过程中需要进行延时补偿^[11]。关于延时补偿问题这里不再介绍, 文献[11]详细地阐述了延时补偿措施。这里直接给出所提出的NPC三电平逆变器改进的FCS-MPC策略实施流程, 如图2所示。为了对算法的计算延时进行补偿, 需要对系统的状态变量向前进行两步预测。

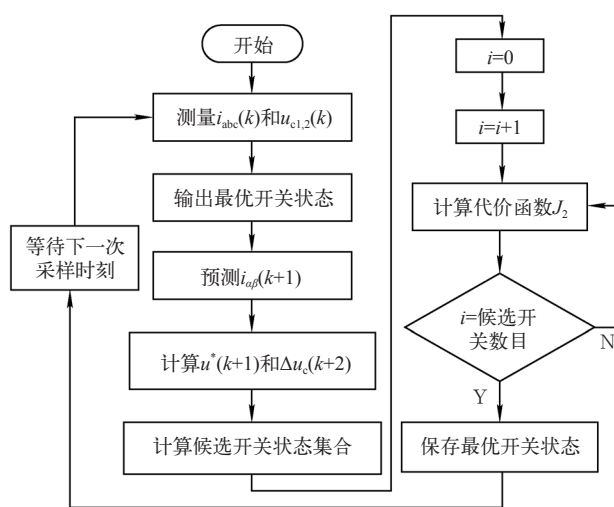


图2 FCS-MPC策略实施流程

Fig.2 Flow chart of FCS-MPC

3 虚拟磁链估算

并网型逆变器现有的矢量控制、直接功率控制以及预测控制等控制方法皆需要获取电网电压角度信息。传统的电压定向方式需要测量电网电压信号, 增加了硬件成本。而电网虚拟磁链技术无须使用电网电压传感器, 降低了硬件成本, 提高了系统的可靠性。电网虚拟磁链定义为电网电压矢量的积分。忽略电阻 R , 对式(2)等号两端进行积分, 整理后可得

$$\psi = \int e \, dt = \int u \, dt - Li \quad (17)$$

式中, ψ 为电网虚拟磁链。

式(17)中, 对逆变器输出电压 u 直接积分会存在积分初值未知, 以及因此导致的直流偏置的问题。常规的虚拟磁链观测模型如图3所示。图3

中, ω 为电网电压角频率; m 为常数。逆变器输出电压经过滤波后波形较为平滑, 而交流侧电流未经过任何滤波处理, 电流谐波以及噪声干扰将会造成电网虚拟磁链的波动。针对上述问题, 本文在文献[7]的基础上给出了一种改进的电网虚拟磁链观测方法, 如图4所示。先根据式(6)估算电网电压, 然后对得到的电网电压进行积分, 从而求出电网虚拟磁链。为了避免积分初值以及直流偏置问题, 这里采用带有补偿项的一阶低通滤波器代替纯积分环节。图4与图3相比, 主要的区别在于交流侧电流信号经过了低通滤波器, 因而有利于减小电流谐波造成的虚拟磁链波动。

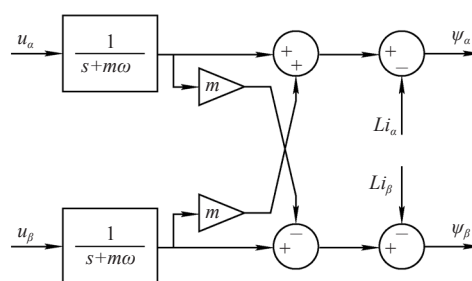


图3 常规的电网虚拟磁链观测模型

Fig.3 Traditional virtual magnetic flux observation model of power grid

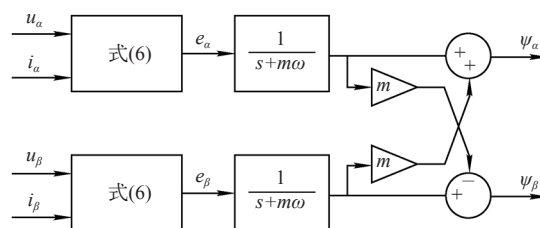


图4 改进的电网虚拟磁链观测模型

Fig.4 Improved virtual magnetic flux observation model of power grid

获取电网虚拟磁链后, 即可对电网电压矢量的电角度进行计算, 即

$$\theta = \arg(\psi_\alpha + j\psi_\beta) + \frac{\pi}{2} + \frac{2T_s}{0.02} \times 2\pi \quad (18)$$

式中, 第一项为电网虚拟磁链角度; 第二项为电网电压矢量超前虚拟磁链 $\pi/2$ 电角度; 第三项为补偿两个采样周期的相位滞后。

造成相位滞后的原因有两个: ①数字控制系

统采样延时；②式(6)计算的是 $e(k-1)$ ，因此相位滞后当前电压 $e(k)$ 一个采样周期。

4 仿真分析

为了验证所提出的基于虚拟磁链的NPC三电平变频器FCS-MPC控制方法的可行性，在Matlab/Simulink平台搭建仿真模型，进行仿真分析。系统参数如下表所示。

表 系统仿真参数

Table Simulation parameters

系统参数	值	系统参数	值
直流电压 U_{dc}/V	740	电网电压 e/V	311
分压电容 C/mF	6.6	采样周期 T_s/s	$1e^{-4}$
滤波电感 L/mH	7.5	权重系数 λ_{dc}	0.05
线路等效 R/Ω	0.01	m	0.3

起动时，给定参考电流幅值为40 A。图5a、图5b分别为采用图3、图4的磁链观测模型观测到的电网虚拟磁链波形。对比发现本文所给出的磁链观测模型观测到的磁链的波动更小。图6给出了电网电压矢量电角度实际值和估算值。在起动瞬间电压矢量电角度估算值和实际值之间有一定的偏差，起动完成后，电角度估算值和实际值吻合。

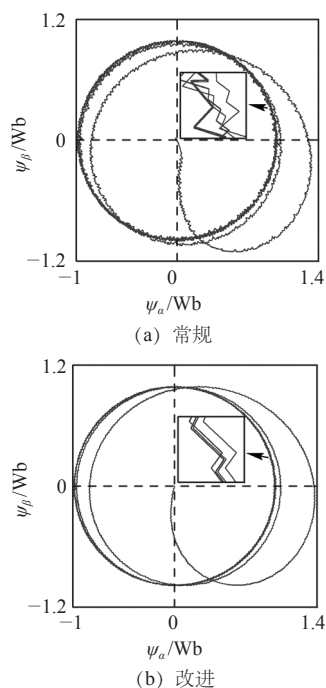


图5 两种磁链观测模型所观测的电网虚拟磁链对比

Fig.5 Comparison of virtual magnetic flux between two kinds of observation model

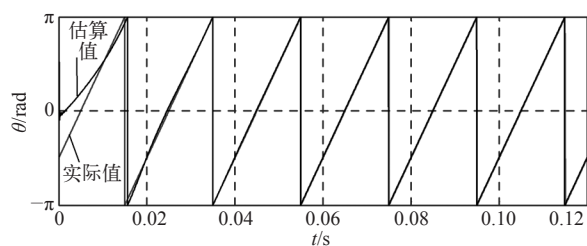


图6 电网电压矢量电角度实际值与电角度估算值

Fig.6 Actual and estimation value of the grid voltage angle

$t=0.1$ s时，将参考电流幅值增大为80 A，记录电流、功率、电容电压以及逆变器输出相电压和线电压波形，如图7、图8所示。从图7中可以看出，稳态时电流波形较好，电流谐波含量约为3.43%。动态时电流响应速度很快，在参考电流突变时，实际电流能够在若干个采样周期内准确跟踪到参考电流。同时，在起动和加载过程中，冲击电流都很小，表明所给出的FCS-MPC策略具有良好的动态、静态性能。起动完成后无功功率维持在0附近，系统实现了单位功率因数运行。加载时，无功功率波动很小，表明了所给出的电网虚拟磁链观测模型在动态过程中也能够精确地与电网保持同步。图7中，最后一张图是直流侧两个电容的电压波形。电容电压在 $U_{dc}/2$ 上下波动，波动幅值约为1 V，表明FCS-MPC策略能够有效维持中性点电位的平衡。图8记录了加载前后逆变器输出相电压和线电压一个周期波形，可以看出电压每次幅值变化不会超过 $U_{dc}/2$ ，有效地降低了 du/dt 。

为了对比分析，本文同时采用PI控制器对逆变器进行控制，调制方式采用SVPWM，开关频率为3 650 Hz（与FCS-MPC开关频率相同），中性点电位平衡通过合理分配冗余小矢量实现，仿真结果如图9所示。采用PI控制时，电流谐波含量约为3.46%，与FCS-MPC相当，但是FCS-MPC电流动态性能明显优于PI控制。PI控制时，功率波动大于FCS-MPC，主要是因为磁链观测准确度略低。最后，PI控制时，中性点电位偏移大于FCS-MPC。

5 结束语

FCS-MPC控制策略具有易同时实现多种控制

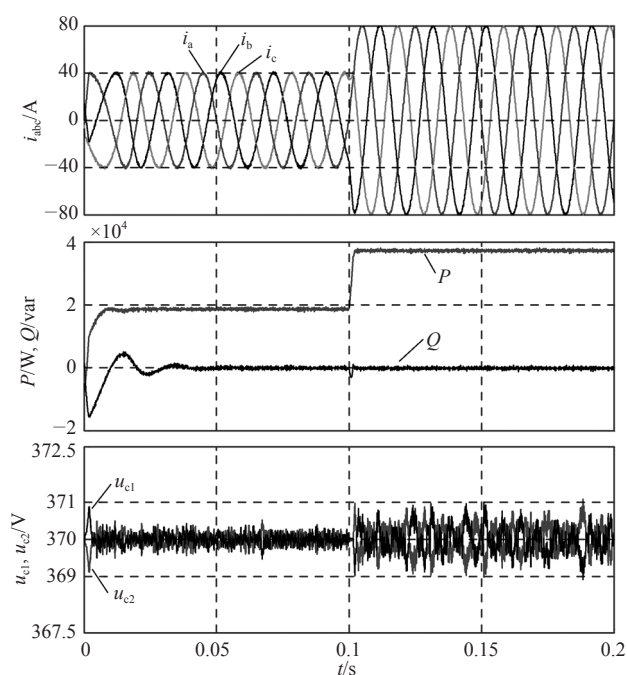


图7 电流、功率和电容电压波形 (FCS-MPC)

Fig.7 Waveform of current, power and capacitor voltage (FCS-MPC)

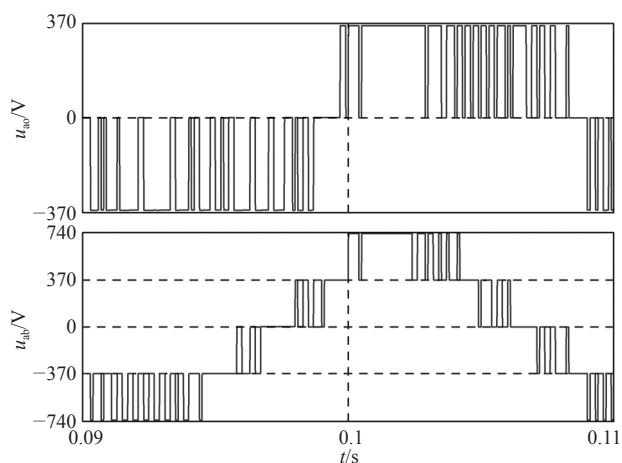


图8 逆变器输出相电压和线电压波形

Fig.8 The output phase voltage and line voltage waveform of the inverter

目标、动态响应快和无须调制环节等优点。本文给出了一种可以有效减小计算量,同时限制电压跳变的NPC三电平逆变器FCS-MPC策略,仿真结果验证该FCS-MPC策略能够实现电流跟踪和中性点电位平衡,并且具有良好的动态静态性能。此外,为了使得电流和电网电压保持同步,本文给

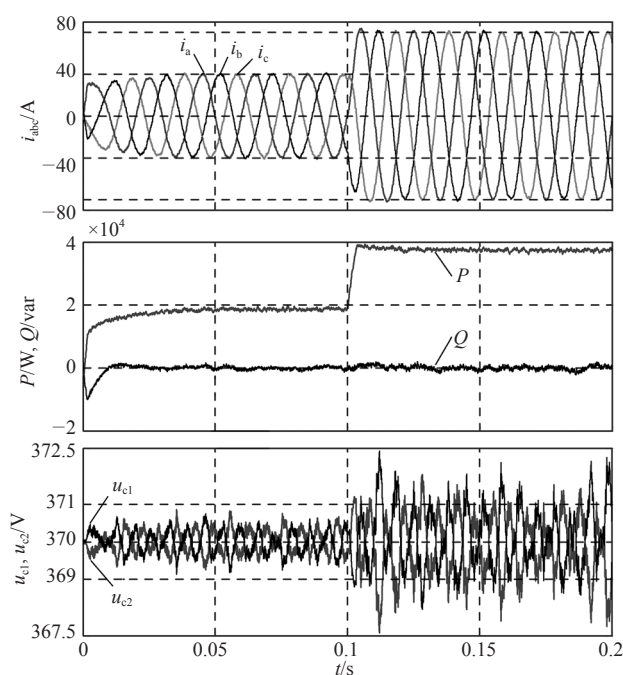


图9 电流、功率和电容电压波形 (PI)

Fig.9 Waveform of current, power and capacitor voltage (PI)

出了一种改进的虚拟磁链观测模型,可有效减小磁链的波动,准确地获得电网电压相位。

参考文献

- [1] VARGAS R, CORTES P, AMMANN U, et al. Predictive control of a three-phase neutral-point-clamped inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(5): 2697-2705.
- [2] BARROS J D, SILVA J F A, JESUS E G A. Fast-predictive optimal control of NPC multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 619-627.
- [3] XIA C, LIU T, SHI T, et al. A simplified finite-control-set model-predictive control for power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2014, 10(2): 991-1002.
- [4] ZHANG Y, LIN H. Simplified model predictive current control method of voltage-source inverter[C]. 2011 IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, IEEE,

- 2011; 1726-1733.
- [5] 谷鑫, 张策, 耿强, 等. 简化三电平整流器模型电流预测控制[J]. 电工电能新技术, 2014, 33(2): 12-17.
- GU Xin, ZHANG Ce, GENG Qiang, et al. Simplified model current predictive control of three-level rectifier[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2014, 33(2): 12-17.
- [6] 赵仁德, 贺益康. 无电网电压传感器三相PWM整流器虚拟电网磁链定向矢量控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(20): 56-61.
- ZHAO Rende, HE Yikang. Virtual line-flux-linkage oriented vector control of three-phase voltage source PWM rectifier without line voltage sensors[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(20): 56-61.
- [7] LI H, TAN G, FANG J, et al. Study of multi-level rectifier in high power system based on a novel virtual flux observer[C]. Power Electronics and Motion Control Conference, IEEE, 2009: 1618-1621.
- [8] 张星, 瞿文龙, 陆海峰. 一种能消除直流偏置和稳态误差的电压型磁链观测器[J]. 电工电能新技术, 2006, 25(1): 39-43.
- ZHANG Xing, QU Wenlong, LU Haifeng. Method for elimination of DC offset and steady state error for voltage module flux observer[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2006, 25(1): 39-43.
- [9] 张清鹏, 万健如. PWM整流器无电压传感器预测电流控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(5): 817-823.
- ZHANG Qingpeng, WAN Jianru. Predictive current control without voltage sensor for PWM rectifier[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2016, 30(5): 817-823.
- [10] KOURO S, CORTES P, VARGAS R, et al. Model predictive control—A simple and powerful method to control power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1826-1838.
- [11] CORTES P, RODRIGUEZ J, SILVA C, et al. Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 1323-1325.

作者简介



刘为杰

刘为杰(1989—),男,硕士,主要研究方向为电机控制技术。

(收稿日期:2018-11-10)EA