

功率前馈的T型三相三电平光伏并网逆变器 快速有限集模型预测控制

李亚宁, 高晓红

(兰州交通大学自动化与电气工程学院, 兰州 730070)

摘 要: 为加快T型三电平光伏并网系统的动态响应速度,同时避免传统有限集模型预测控制中预测模型和代价函数在线计算量大的不足,在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下提出一种功率前馈的快速矢量选择有限集模型预测并网控制方法。该方法在传统电压外环中引入光伏阵列输出功率前馈作为电流内环的参考值;并结合空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)思想,只允许接近逆变器输出参考电压矢量的开关状态参与在线计算与评估。通过Matlab搭建系统仿真模型,与未采用功率前馈及传统有限集模型预测进行对比分析。仿真结果表明:采用功率前馈的快速有限集模型预测控制策略在跟踪参考电流、平衡中点电位方面具有良好的静、动态性能。

关键词: T型三电平逆变器; 并网控制; 中点电位平衡; 功率前馈; 模型预测控制

中图分类号: TM761

文献标识码: A

0 引 言

随着以光伏、风能为代表的新能源发电系统规模逐步扩大,其对并网逆变器容量、成本、效率及可靠性等方面的要求较高。三电平逆变器较两电平逆变器而言具有功率等级高、输出电压谐波畸变率低、器件开关应力小等优点,成为连接大容量光伏阵列与电网的主要桥梁。相较二极管钳位型(neutral point clamped, NPC)三电平逆变器,T型三电平逆变器所采用的无源器件较少,系统成本低、功率损耗小、运行效率高^[1]。当逆变器拓扑一定时,电流内环的控制策略很大程度上决定了并网逆变器的工作性能,因此成为并网控制的研究重点。目前应用于三电平光伏并网逆变器电流内环的控制策略主要有基于电网电压定向的PI控制^[2]、比例谐振控制(proportional resonant, PR)^[3]、基于PHCD模型的无源控制^[4]等。上述控制策略在某一方面各有优势,但PI控制需多次坐标变换且需解耦控制,使控制结构复杂化;当电网频率偏移时,PR控制不能实现无静差跟踪,且理想的PR控制器难以实现;基于PHCD模型的无源控制依赖于系统的

数学模型,若建模不准,则控制器的输出存在误差。

随着微处理器的快速发展,模型预测控制被广泛应用于电机控制、高压直流输电及PWM整流等场合^[5-8]。模型预测控制通过构建预测模型并建立价值函数,选择使价值函数最小的控制方式,实现最优控制。文献[9,10]将有限集模型预测控制(finite control set-model predictive control, FCS-MPC)分别应用于NPC型及T型三电平逆变器并网控制,实现了中点电位平衡与并网电流控制,但是需在线枚举27种开关状态,计算量大。文献[11]提出一种仅需预测参考电压即可快速判断最优开关状态的FCS-MPC,将其应用于永磁同步电机,极大地降低了传统算法的复杂度和计算量;文献[12]通过使远离参考矢量的电压矢量不参与计算,降低了在线预测计算量,但其只应用于离网逆变器。目前将FCS-MPC应用于三电平光伏并网逆变器的应用研究较少。

本文针对单级式T型三相三电平光伏并网系统,提出一种带有功率前馈的快速选择有限集模型预测控制(fast finite control set-model predictive

收稿日期: 2017-05-25

基金项目: 甘肃省自然科学基金(1308RJZA199)

通信作者: 李亚宁(1977—),女,硕士、副教授、硕士生导师,主要从事城市轨道交通牵引供电方面的研究。563928456@qq.com

control, FFCS-MPC)策略。整体采用电压外环PI控制、电流内环快速选择有限集模型预测控制。采用功率前馈可以加快并网系统在外环境变化时的动态响应。提出的快速有限集模型预测控制,通过逆变器输出参考电压矢量的计算及其所在扇区的判断,仅需12个电压矢量参与代价函数计算,极大降低了代价函数的在线计算量。最后在Matlab/Simulink中搭建T型三电平光伏并网系统模型,验证所提控制策略的正确性。

1 T型三相三电平光伏并网逆变器数学模型

T型三相三电平光伏并网系统由PV阵列、稳压电容、T型三电平逆变器及滤波电感构成,如图1所示。

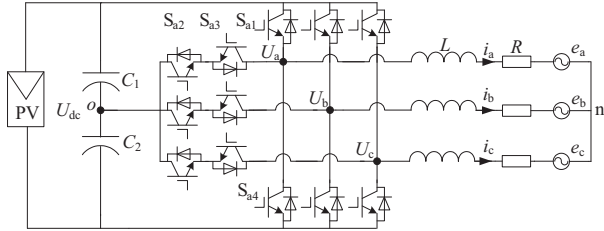


图1 T型三电平并网逆变器拓扑

Fig. 1 Topology of T-type three level grid-connected inverter

假设电网电压 e_a 、 e_b 、 e_c 为三相对称,可得逆变器在 $\alpha\beta$ 坐标系下的数学模型,如式(1)所示。

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中, i_α 、 i_β ——并网电流在 α 、 β 轴的分量; u_α 、 u_β ——逆变器输出电压在 α 、 β 轴的分量; e_α 、 e_β ——电网电压在 α 、 β 轴的分量;。

定义开关状态 S_i 及开关状态决定变量 H_{1i} 、 H_{2i} 分别如式(2)和式(3)所示:

$$S_i = \begin{cases} 1, & S_{i1} S_{i2} \text{ 开通 } S_{i3} S_{i4} \text{ 关断} \\ 0, & S_{i2} S_{i3} \text{ 开通 } S_{i1} S_{i4} \text{ 关断} \\ -1, & S_{i3} S_{i4} \text{ 开通 } S_{i1} S_{i2} \text{ 关断} \end{cases} \quad i = a, b, c \quad (2)$$

$$H_{1i} = \begin{cases} 1, & S_i = 1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad H_{2i} = \begin{cases} 1, & S_i = -1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad i = a, b, c \quad (3)$$

则逆变器输出电压矢量 u_α 、 u_β 可用直流母线电压 U_{dc} 及开关状态 S_i 表示,如式(4)所示:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2S_a - S_b - S_c \\ \sqrt{3}(S_c - S_b) \end{bmatrix} \quad (4)$$

T型三电平逆变器每个桥臂有3种开关状态,则3个桥臂共产生27种不同的开关状态,对应27个电压矢量。由于开关组合存在冗余,T型三相三电平逆变器输出19个不同电压矢量,如图2所示。

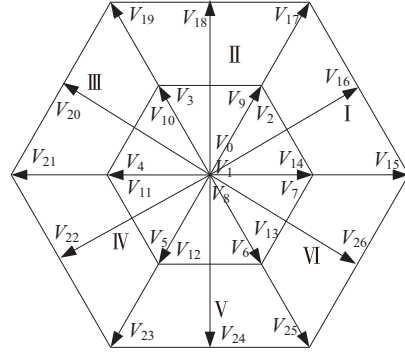


图2 逆变器产生的电压矢量

Fig. 2 Voltage vectors generated by inverter

由KVL定律可得直流侧数学模型,如式(5)所示:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} u_{c1} = \frac{1}{C} i_{c1} \\ \frac{d}{dt} u_{c2} = \frac{1}{C} i_{c2} \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} i_{c1} = i_{dc} - H_{1a} i_a - H_{1b} i_b - H_{1c} i_c \\ i_{c2} = i_{dc} + H_{2a} i_a + H_{2b} i_b + H_{2c} i_c \end{cases} \quad (6)$$

式中, C ——电容值; i_{c1} 、 i_{c2} ——依赖逆变器开关状态和并网电流的电流值,可通过式(6)进行计算。

2 功率前馈的FFCS-MPC

功率前馈的单级式T型三相三电平光伏并网逆变器FFCS-MPC结构如图3所示。

2.1 直流母线控制及功率前馈

由图3可知,光伏阵列的最大功率电压参考值与实际输出值之差通过PI控制器后,作为并网有功电流给定值的一部分,该部分指令电流幅值如式(7)所示:

$$I_{dc}^* = k_p (u_{ref} - u_{dc}) + k_i \int (u_{ref} - u_{dc}) dt \quad (7)$$

式中, u_{ref} ——光伏阵列最大功率点对应的工作电压; k_p 、 k_i ——直流电压控制器的比例系数和积分系数。

当外界环境变化时,并网电流应快速跟踪光伏系统的输出功率。相较于普通的电压外环、电流内环结构,采用功率前馈可直接建立输入功率与输出

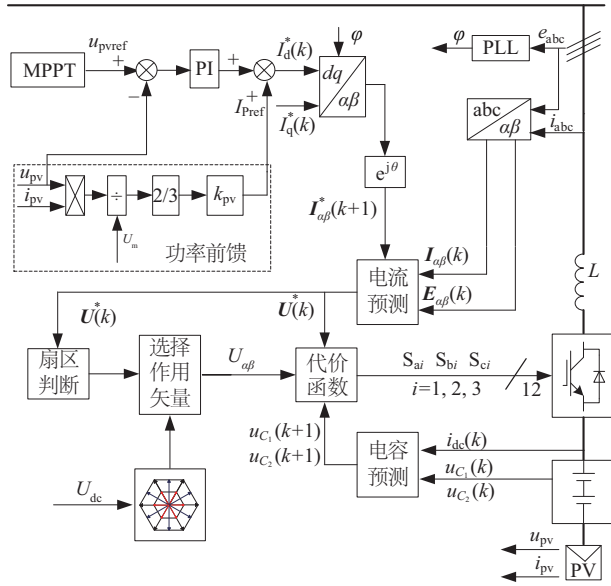


图3 功率前馈的T型三电平光伏并网逆变器

FFCS-MPC结构

Fig. 3 FFCS-MPC structure of T-type three level PV grid-connected inverters based on power feed-forward

电流之间的关系^[13],使得外界环境的变化能及时反馈到并网电流,从而大大加快并网电流的跟踪速度,缩短系统动态响应时间。引入功率前馈系数 k_{pv} ,可得到采用功率前馈时电流给定值的幅值如式(8)所示。入网电流参考值幅值表达式如式(9)所示。

$$I_p^* = \frac{2k_{pv}P_{pv}}{3U_m} = \frac{2k_{pv}u_{pv}i_{pv}}{3U_m} \quad (8)$$

$$i_d^* = I_p^* + I_q^* \quad (9)$$

式中, u_{pv} 、 i_{pv} ——太阳能电池输出的电压、电流值; U_m ——三相电网电压幅值。

由于电流MPC是在两相静止坐标下进行的,因此通过坐标变换可得到 $\alpha\beta$ 坐标系下电流参考值,表达式如式(10)所示,其中,无功电流参考值可根据逆变器需向电网输送的无功功率参考值计算得到。

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^*(k) \\ i_\beta^*(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^*(k) \\ i_q^*(k) \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中, φ ——锁相环锁定的电压相位; i_q^* ——无功电流参考值。

2.2 中位点电压平衡及并网电流FCS-MPC

通常,三相物理量 F_a 、 F_b 、 F_c 在 $\alpha\beta$ 坐标系下可用一个合成矢量表示,如式(11)所示:

$$\mathbf{F} = F_\alpha + jF_\beta \quad (11)$$

通过式(11)可将式(1)写成向量形式,如式(12)所示:

$$\mathbf{U} = L \frac{d\mathbf{I}}{dt} + R\mathbf{I} + \mathbf{E} \quad (12)$$

式中, \mathbf{U} ——逆变器输出电压合成矢量; \mathbf{I} ——并网电流合成矢量; \mathbf{E} ——电网电压合成矢量。

采用前向欧拉逼近法将式(12)离散化便可得到 $k+1$ 时刻的电流预测值如式(13)所示:

$$\mathbf{I}(k+1) = (1 - \frac{RT_s}{L})\mathbf{I}(k) + \frac{T_s}{L}[\mathbf{U}(k) - \mathbf{E}(k)] \quad (13)$$

当27种电压矢量中的中矢量或小矢量作用时,会有电流流入或流出直流侧电容中点,从而影响中点电压平衡^[14,15],导致输出电流中低次谐波含量增大,同时使得开关器件的电压应力升高,甚至损坏开关器件。若要确保T型三电平逆变器稳定运行,则必须采取措施保证上下电容电压为直流侧的一半。

故同样采用前向欧拉逼近法将式(5)离散化,得到 $k+1$ 时刻电容电压的预测值如式(14)所示:

$$\begin{cases} u_{c1}(k+1) = u_{c1}(k) + \frac{1}{C}i_{c1}(k)T_s \\ u_{c2}(k+1) = u_{c2}(k) + \frac{1}{C}i_{c2}(k)T_s \end{cases} \quad (14)$$

式中, $i_{c1}(k)$ 、 $i_{c2}(k)$ 是由式(6)离散化所得,即:

$$\begin{cases} i_{c1}(k) = i_{dc}(k) - H_{1a}i_a(k) - H_{1b}i_b(k) - H_{1c}i_c(k) \\ i_{c2}(k) = i_{dc}(k) + H_{2a}i_a(k) + H_{2b}i_b(k) + H_{2c}i_c(k) \end{cases}$$

另外,由于三电平逆变器应用于高电压、大功率领域,所以降低功率器件损耗也是关键问题之一。本文通过开关损耗控制模型来降低开关频率,进而实现功率损耗的降低。

$$n_c = |S_a(k) - S_a(i_{opt})| + |S_b(k) - S_b(i_{opt})| + |S_c(k) - S_c(i_{opt})| \quad (15)$$

最后引入代价函数 g ,如式(16)所示。

$$g = |i_\alpha^*(k+1) - i_\alpha(k+1)| + |i_\beta^*(k+1) - i_\beta(k+1)| + \lambda_{dc}|u_{c1}(k+1) - u_{c2}(k+1)| + \lambda_n n_c \quad (16)$$

基于以上推导,传统枚举法模型预测过程可描述为:1)通过式(13)、式(14)预测模型预测在不同电压矢量作用下 $k+1$ 时刻的并网电流值及电容电压值;2)根据预测值计算相应的目标函数,选出所有开关状态下代价函数最优的开关状态,并立即作用于 k 时刻。

2.3 并网电流FFCS-MPC

MPC 一般采用较小的控制周期获得较好的控制效果,但因三电平逆变器具有 27 种开关状态,根据 2.2 节 FCS-MPC 原理可知,其需对式(13)~式(16)计算 27 次,计算量大,导致 MPC 实用性降低。为降低计算量,结合文献[11,12],提出一种快速矢量选择方法,将参与计算的开关状态由 27 种减少为 12 种,从而简化计算过程。为提高预测精度,减小误差,利用二阶前向欧拉逼近法将式(13)离散化^[16],可得到 k 时刻不同开关状态下 $k+1$ 时刻的电流预测值如式(17)所示:

$$\begin{cases} I^p(k+1) = I(k) + \frac{T_s}{L}[U_i(k) - RI(k) - E(k)] \\ I(k+1) = I^p(k+1) - \frac{RT_s}{2L}[I^p(k+1) - I(k)] \end{cases} \quad (17)$$

式中, $I^p(k+1)$ ——预测电流校正量; $I(k+1)$ ——下一时刻的预测电流值。

将式(17)做进一步化简,可得到式(18):

$$I(k+1) = \frac{1}{2L^2}[(2L^2 - 2LRT_s + R^2T_s^2)I(k) + (RT_s^2 - 2LT_s)E(k)] + \frac{2LT_s - RT_s^2}{2L^2} \quad (18)$$

若在 1 个采样周期内实现了对电流参考值的无静差跟踪,即 $I(k+1) = I^*(k+1)$,则可得到 k 时刻的理想电压矢量,如式(19)所示:

$$U^*(k) = \frac{2L^2(I^*(k+1) - I'(k))}{2LT_s - RT_s^2} \quad (19)$$

$$I'(k) = \frac{1}{2L^2}[(2L^2 - 2LRT_s + R^2T_s^2)I(k) + (RT_s^2 - 2LT_s)E(k)] \quad (20)$$

对于 $I^*(k+1)$ 值可采用外推方法计算得到,其在 $\alpha\beta$ 轴下的分量如式(21)所示。

$$\begin{cases} i_{\alpha}^*(k+1) = i_{\alpha}^*(k)\cos(\omega T_s) - i_{\beta}^*(k)\sin(\omega T_s) \\ i_{\beta}^*(k+1) = i_{\alpha}^*(k)\sin(\omega T_s) + i_{\beta}^*(k)\cos(\omega T_s) \end{cases} \quad (21)$$

可将代价函数改为:

$$g = \frac{2T_sL - T_s^2R}{2L^2}(|u_{\alpha}^*(k) - u_{\alpha}(k)| + |u_{\beta}^*(k) - u_{\beta}(k)|) + \lambda_{dc}|u_{C_1}(k+1) - u_{C_2}(k+1)| + \lambda_n n_c \quad (22)$$

FCS-MPC 中 $I^*(k+1)$ 需在线计算 27 次,而 FFCS-MPC 中 $U^*(k)$ 需计算一次,因此与原来的代价函数相比,改进后的代价函数在计算复杂度上已有所降低,但仍需 27 次循环才能得到最优值。为进一步降低算法的计算量,结合 SVPWM 思想,根据理

想电压矢量所在扇区决定参与计算的电压矢量,使远离参考电压的矢量不参与计算,从而将循环次数由 27 次降为 12 次。采用快速选择的有限集模型预测中各个扇区参与在线计算的电压矢量如表 1 所示。

表 1 每个扇区参与的电压矢量

扇区	参与计算的电压矢量
I	$V_0 V_7 V_{14} V_1 V_8 V_2 V_9 V_{15} V_{16} V_{17} V_{18} V_{26}$
II	$V_0 V_7 V_{14} V_2 V_9 V_3 V_{10} V_{17} V_{18} V_{19} V_{16} V_{20}$
III	$V_0 V_7 V_{14} V_3 V_{10} V_4 V_{11} V_{19} V_{20} V_{21} V_{18} V_{22}$
IV	$V_0 V_7 V_{14} V_4 V_{11} V_5 V_{12} V_{21} V_{22} V_{23} V_{20} V_{24}$
V	$V_0 V_7 V_{14} V_5 V_{12} V_6 V_{13} V_{23} V_{24} V_{25} V_{22} V_{26}$
VI	$V_0 V_7 V_{14} V_1 V_8 V_6 V_{13} V_{25} V_{26} V_{15} V_{24} V_{16}$

采用 FFCS-MPC 的流程图如图 4 所示。

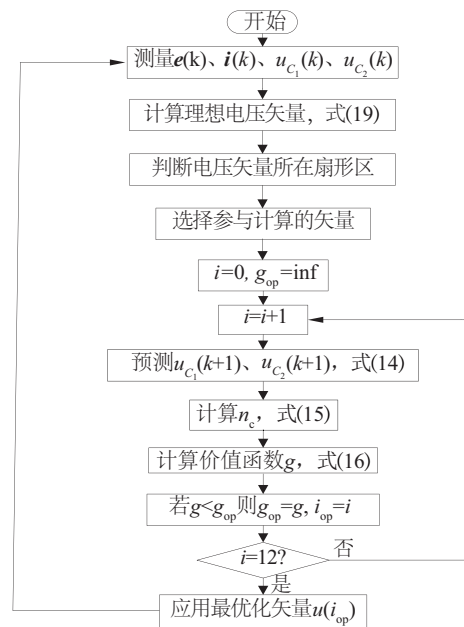


图 4 FFCS-MPC 流程图

Fig. 4 PC flow chart of FFCS-MPC

首先采样 k 时刻的电网电压、电流值、直流侧电流值及 C_1 、 C_2 电容电压值;然后计算理想电压矢量并判断其所在扇区;根据扇区号选择相应的 12 种开关状态,在每种状态下预测 $k+1$ 时刻的电容电压值并计算代价函数;最后选择使代价函数值最小的开关状态,并应用于 k 时刻。

3 仿真验证与分析

根据以上理论,在 Matlab 中搭建 T 型三电平光

伏并网逆变器仿真模型。通过 S-Function 实现 FFCS-MPC 算法编程,在 mdlInitializeSizes ts 中设置系统采样周期。3 种控制方式下代价函数中开关损耗项及中点电位平衡项的权重系数 λ_n 、 λ_{dc} 分别取 0.01 及 0.8。光伏组件及控制系统参数如表 2 所示。

表 2 光伏组件、系统参数表		
Table 2 PV module and system parameters		
项目	参数	数值
光伏 组件	开路电压 U_{oc}/V	37.2
	短路电流 I_{sc}/A	8.65
	最大功率点电压 U_{mp}/V	30
	最大功率点电流 I_{mp}/A	8
	组件串联数量 N_s	16
	组建并联数量 N_p	2
系统	电网相电压有效值 U/V	110
	电网频率 f/Hz	50
	采样周期 T/s	2.5×10^{-5}
	滤波电感 L/mH	5
	滤波电感及线路等效电阻 R/Ω	0.5

设置太阳能电池最大功率点电压参考值为 480 V。在 0.5~0.6 s 时设置光照强度为 1000 W/m², 0.60~0.75 s 时光照强度为 800 W/m², 保持环境温度为 25 ℃, 取功率前馈系数 $k_{pv}=0.88$, 对并网系统在采用功率前馈的快速 FCS-MPC、未采用功率前馈的快速 FCS-MPC 及传统 FCS-MPC 这 3 种控制方式下分别进行仿真,其结果如图 5~图 11 所示。

图 5 为是否采用功率前馈的 FFCS-MPC 下 a 相电压、电流波形比较。可看出采用功率前馈及未采用功率前馈的 FFCS-MPC 策略的 T 型三电平逆变器均可实现单位功率因数并网,实现光伏阵列向电网传输有功功率。

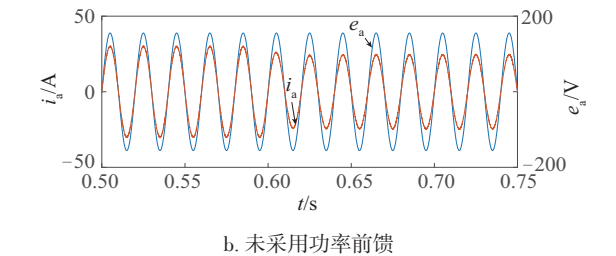
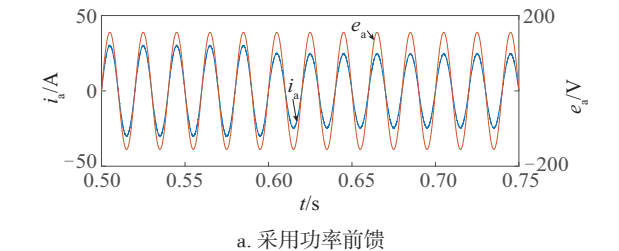


图 5 FFCS-MPC 下的 A 相电压电流
Fig. 5 A-phase voltage and current of FFCS-MPC

图 6 为是否采用功率前馈的 FFCS-MPC 及传统 FCS-MPC 这 3 种工况下的直流母线电压比较。可以看出:当外界环境发生变化时,采用功率前馈的 FFCS-MPC 仅需 0.01 s,直流母线电压便可到达稳态,且在暂态过程中直流母线电压超调值低于 2 V;而未采用功率前馈控制的 FFCS-MPC 及传统 FCS-MPC 则需 0.1 s 才能到达稳定状态,且在暂态过程中超调量大于 6 V。由此可见功率前馈加快了系统的动态响应速度。

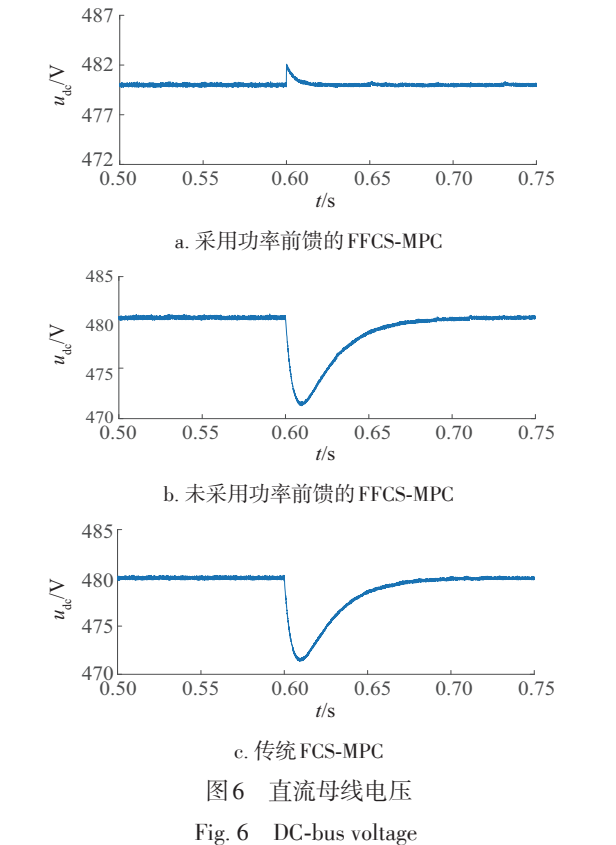


图 6 直流母线电压
Fig. 6 DC-bus voltage

图 7、图 8 分别为是否采用功率前馈的 FFCS-MPC 及传统 FCS-MPC 这 3 种工况下的电容电压及

其差值的波形。可看出除个别时间点外,采用功率前馈、未采用功率前馈的FFCS-MPC与传统FCS-MPC效果基本一致,直流侧电容电压差值均在1 V之间,实现了直流母线中点电位平衡,保证了三电平逆变器的正常运行。

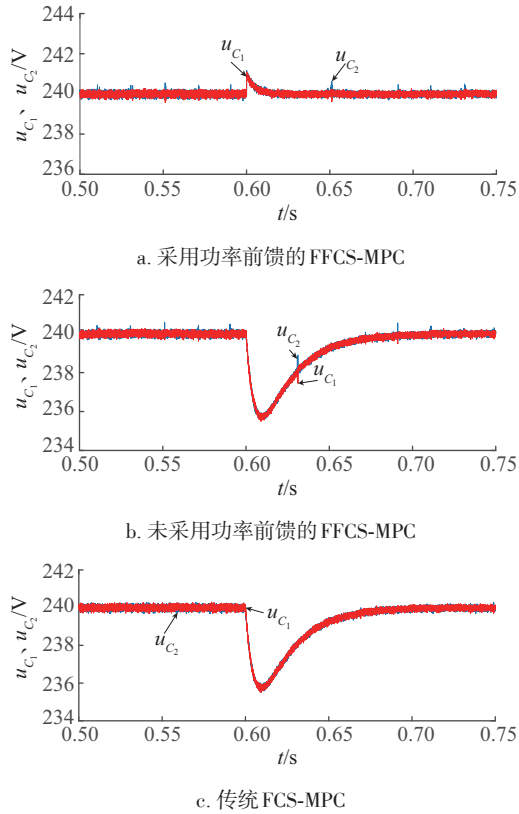


图7 电容电压

Fig. 7 Capacitor voltage

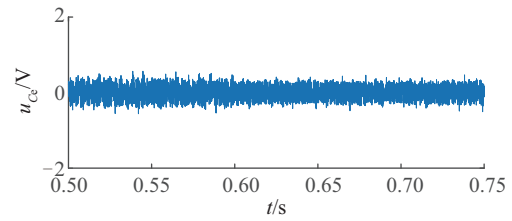
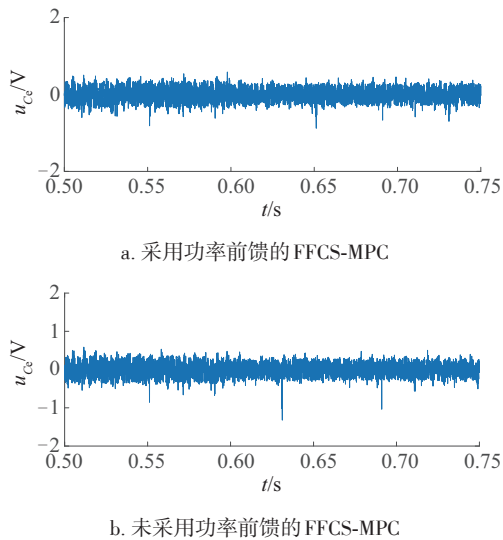


图8 电容电压差比较

Fig. 8 Difference of two capacitors voltage

图9为是否采用功率前馈的FFCS-MPC及传统FCS-MPC这3种工况下的逆变器输出线电压比较。可看出:FFCS-MPC及传统FCS-MPC均可实现逆变器输出5电平线电压,且选择的开关状态差别不大,证明FFCS-MPC与传统FCS-MPC基本相似。

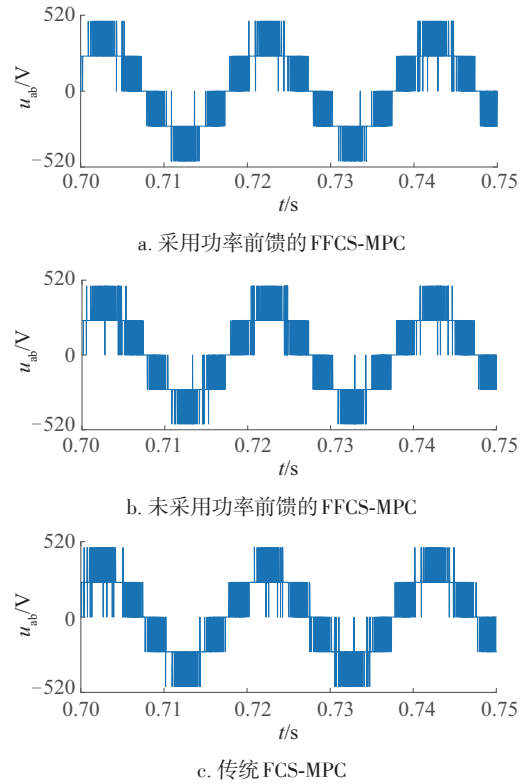


图9 逆变器输出线电压

Fig. 9 Output line voltage of inverter

图10为是否采用功率前馈的FFCS-MPC及传统FCS-MPC这3种工况下的并网电流谐波畸变率比较。可看出:采用功率前馈的FFCS-MPC在光照强度从 1000 W/m^2 变化到 800 W/m^2 时仅需0.01 s即可到达稳态,且在稳态时并网电流总谐波畸变率为0.76%,而未采用功率前馈的FFCS-MPC与传统

FCS-MPC 在光照强度发生变化时约需 0.1 s 才能到达稳定状态,并网电流谐波畸变率均为 0.8%。

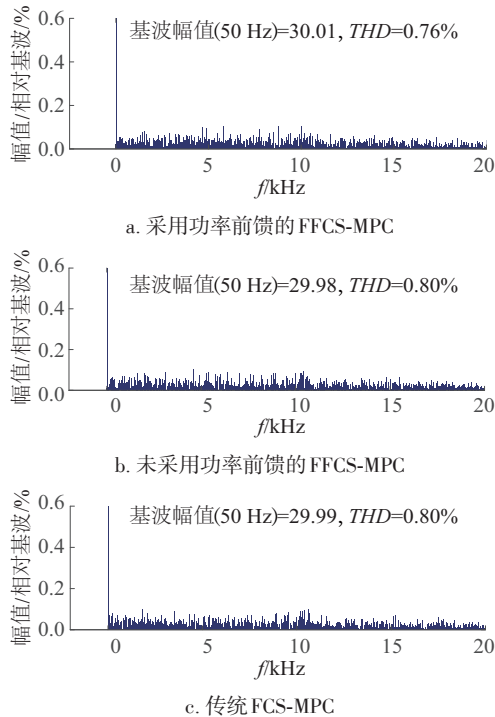


图 10 并网电流谐波畸变率

Fig. 10 THD of grid current

上述对比分析表明:采用传统 FCS-MPC 及 FFCS-MPC 的 T 型三电平光伏并网逆变器在暂态及稳态性能方面基本相似,而带有功率前馈的 FFCS-MPC 则可减小暂态过程,从而加快了系统的动态响应速度。

4 结 论

本文提出一种功率前馈的单级式 T 型三相三电平光伏并网逆变器快速有限集模型预测控制策略,并对传统有限集模型预测控制和快速有限集模型预测控制进行稳态和动态对比仿真,得出以下主要结论:

1)快速有限集模型预测控制将电流代价函数转变为逆变器输出参考电压矢量代价函数,进一步减小了代价函数的复杂度;同时将参与在线计算的电压矢量由 27 减少到 12,大大减小了在线计算量。

2)快速有限集模型预测控制与传统有限集模型预测控制的动态及稳态性能基本一致。

3)当外界环境发生变化时,采用带有功率前馈的快速有限集模型预测控制可提高并网电流对输

入功率变化的响应速度,使逆变器迅速达到另一个稳态。

[参考文献]

- [1] 王若醒, 吴迎霞, 杨恢宏, 等. 两级式 T 型三电平光伏逆变器的关键技术研究及实现[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(4): 58—62.
- [1] Wang Ruoxing, Wu Yingxia, Yang Huihong, et al. Research on key technologies of double-stage T-type three-level photovoltaic inverter[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(4): 58—62.
- [2] 王 翀, 邢 岩, 方 宇, 等. 理想电网条件下可再生能源发电三电平并网逆变器[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(3): 58—62.
- [2] Wang Chong, Xing Yan, Fang Yu, et al. Three-level grid connected inverter for renewable generation in ideal power grid condition[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(3): 58—62.
- [3] 孙玉坤, 孙海洋, 张 亮. 中点箝位式三电平光伏并网逆变器的三单相 Quasi-PR 控制策略[J]. 电网技术, 2013, 37(9): 2433—2439.
- [3] Sun Yukun, Sun Haiyang, Zhang Liang. Three-phase independent quasi-PR control strategy for neutral point clamped tri-level grid-connection photovoltaic inverter[J]. Power System Technology, 2013, 37(9): 2433—2439.
- [4] 张百乐, 王久和, 赵凤姣. TNPC 型光伏并网逆变器的 PCHD 建模与控制[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(Sup1): 204—210.
- [4] Zhang Baile, Wang Jiuhe, Zhao Fengjiao. The PCHD model and control of TNPC PV grid-connected inverter[J]. Power System Technology, 2014, 34(Sup1): 204—210.
- [5] 杨 勇, 赵方平, 阮 毅, 等. 三相并网逆变器模型电流预测控制技术[J]. 电工技术学报, 2011, 26(6): 153—159.
- [5] Yang Yong, Zhao Fangping, Ruan Yi, et al. Model current predictive control for three-phase grid-connected inverter[J]. Transactions of China Electro Technical Society, 2011, 26(6): 153—159.
- [6] 梁营玉, 张 涛, 刘建政, 等. 模型预测控制在 MMC-HVDC 中的应用[J]. 电工技术学报, 2016, 31(1): 128—138.
- [6] Liang Yingyu, Zhang Tao, Liu Jianzheng, et al. The applications of the model predictive control for MMC-HVDC[J]. Transactions of China Electro Technical

- Society, 2016, 31(1):128—138.
- [7] 魏玉春, 夏长亮, 刘 涛, 等. 两电机转矩同步系统有限集模型预测控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(19): 115—122.
- [7] Wei Yuchun, Xia Changliang, Liu Tao, et al. Finite control set model predictive control for dual-motor torque synchronous sysetm[J]. Transactions of China Electro Technical Society, 2016, 31(19): 115—122.
- [8] 邓知先, 宋文胜, 曹梦华. 单相PWM整流器模型预测电流控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(11): 2996—3004.
- [8] Deng Zhixian, Song Wensheng, Cao Menghua. A model predictive current control scheme for single-phase PWM Rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(11): 2996—3004.
- [9] 王鹿军, 王仕韬, 周峰武, 等. 中点钳位型三电平并网逆变器有限集最优预测控制[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(21): 190—195.
- [9] Wang Lujun, Wang Shitao, Zhou Fengwu, et al. Finite set optimal predictive control for neutral point clamped three-level grid-connected inverter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(21): 190—195.
- [10] 王美龄, 王丽梅, 孙永亮. 一种基于模型预测控制的T型三电平逆变器中点电位平衡控制方法[J]. 电气工程学报, 2015, 10(9): 66—72.
- [10] Wang Meiling, Wang Limei, Sun Yongliang. A neutral-point voltage balancing control method based on model predictive control for T-type three-level inverter[J]. Journal of Electrical Engineering, 2015, 10(9): 66—72.
- [11] 张永昌, 杨海涛, 魏香龙. 基于快速矢量选择的永磁同步电机模型预测控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(6): 66—73.
- [11] Zhang Yongchang, Yang Haitao, Wei Xianglong. Model predictive control of permanent magnet synchronous motors based on fast vector selection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(6): 66—73.
- [12] 杨 勇, 樊明迪, 谢门喜, 等. 三电平三相逆变器快速有限控制集模型预测控制方法[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(8): 83—91.
- [12] Yang Yong, Fan Mingdi, Xie Menxi, et al. Fast finite control set model predictive control method for three-level three-phase inverters[J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(8): 83—91.
- [13] 沈 瑶, 罗 安, 陈燕东, 等. 基于功率前馈的光伏并网控制方法及稳定性分析[J]. 电网技术, 2014, 38(9): 2449—2454.
- [13] Shen Yao, Luo An, Chen Yandong, et al. A power feedforward-based control approach for grid-connection of photovoltaic generation and its stability analysis[J]. Power System Technology, 2014, 38(9): 2449—2454.
- [14] 姜卫东, 杨柏旺, 黄 静, 等. 不同零序电压注入的NPC三电平逆变器中点电位平衡算法的比较[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(33): 17—25.
- [14] Jiang Weidong, Yang Baiwang, Hang Jing, et al. Comparisons of the neutral point voltage balancing algorithm for NPC three-level inverters based on different zero-sequence voltage injection[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(33): 17—25.
- [15] 姜卫东, 赵德勇, 汪 磊, 等. 一种以降低逆变器开关损耗为目标并考虑中点电位平衡的适用于中点钳位式三电平逆变器的调制方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(5): 1376—1386.
- [15] Jiang Weidong, Zhao Deyong, Wang Lei, et al. A modulation method with reduced switching losses and considering the neutral point voltage balance suitable for the neutral point clamped three-level inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(5): 1376—1386.
- [16] Zhang Yongchang, Yang Haitao. Model predictive torque control of induction motor drives with optimal duty cycle control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12): 6593—6603.

FAST FINITE CONTROL SET-MODEL PREDICTIVE CONTROL FOR T-TYPE THREE-PHASE THREE LEVEL GRID-CONNECTED INVERTERS BASED ON POWER FEED-FORWARD CONTROL

Li Yaning, Gao Xiaohong

(School of Automation and Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China)

Abstract: In order to speed up dynamic T-type three level photovoltaic grid-connected system response and avoid the problem of the large amount of online calculation of the prediction model and the cost function in the traditional finite set model-predictive control (FCS-MPC) the fast finite control set model-predictive control (FFCS-MPC) with PV power feed-forward is proposed in $\alpha\beta$ stationary coordinate. The output power of the PV array is introduced into the traditional voltage outer loop as the reference value of the current inner loop and with the thought of SVPWM the switch states close to the inverter output reference voltage vector just participate in online calculation and evaluation. The system simulation model is built in Matlab and compared with that without power feed-forward and conventional FCS-MPC. The simulation results show that the FFCS-MPC strategy with feed-forward has good static and dynamic performance in tracking the reference current and the neutral point potential balance matters.

Keywords: T-type three level inverter; grid connected control; neutral point potential balance; power feed-forward; model predictive control