

DOI: 10.7667/PSPC152173

三相光伏并网逆变器多目标优化模型预测控制

杨捷¹, 顾冬冬¹, 孙明浩², 郭晓静³, 高丽萍³

(1. 河南工学院, 河南 新乡 453000; 2. 国网郑州供电公司, 河南 郑州 450000;
3. 国网洛阳供电公司经济技术研究所, 河南 洛阳 471000)

摘要: 三相电压型并网逆变器广泛用于光伏发电领域。逆变控制方法用于提高并网系统效率和响应质量。模型预测控制策略使用离散时间模型预测下一个采样周期所有可能的输出值, 根据评估函数选取最优电压向量。将模型预测控制用于三相电压型并网逆变器中。首先, 建立三相光伏逆变器在 $d-q$ 坐标系下的瞬时功率数学模型。其次, 设计预测函数在线预测逆变并网参数。选择合适的目标函数控制逆变器下一采样周期的输出值。 $d-q$ 坐标系下的跟踪精确迅速, 所提出的控制策略计算量小, 无需 PWM 调制, 更容易实现。然后, 对模型预测控制进行多目标优化。设计电流解耦控制减小系统输出有功功率, 改变评估函数提高输出电流质量, 修正交流侧电压参数提高预测的准确性。最后, 仿真和实验结果证明提出的控制策略输出电流具有良好的动态性能和较低的谐波畸变率, 可快速跟踪给定的参考值, 具有无功补偿的功能。

关键词: 三相光伏并网逆变; 模型预测控制; 解耦控制; 评估函数; 预测函数

Multi-objective optimization model-predictive control of PV grid-connected inverters

YANG Jie¹, GU Dongdong¹, SUN Minghao², GUO Xiaojing³, GAO Liping³

(1. Henan University of Technology, Xinxiang 453000, China; 2. State Grid Zhengzhou Electric Power Supply Company, Zhengzhou 450000, China; 3. Economic Institute of Technology, Luoyang Power Supply Company, Luoyang 471000, China)

Abstract: Three-phase voltage-source grid-connected inverters are widely applied in the field of photovoltaic power generation. A variety of control strategies about inverters have been proposed in order to improve performance and efficiency of grid-connected systems. Model predictive control strategy uses the discrete time model to predict all the possible output value in the next sampling period. The optimal voltage vector is chosen according to the cost function. A model predictive control strategy is used in three-phase voltage-source grid-connected inverter. Firstly, instantaneous power mathematical model of three-phase PV inverter in $d-q$ coordinates systems is established. Secondly, predictive function is designed to predict the inverter grid parameters online. The optimal objective function is selected to control the inverter in the next cycle. The tracking in $d-q$ coordinate system is fast and accurate. The calculation amount of proposed strategy is small. It is easy to be implemented and does not need PWM module. Then, multi-objective optimization control is designed. Current decouple control is designed to reduce reactive power of the system. Cost function is changed to improve output current quality. The AC voltages are modified to improve the prediction accuracy. Finally, simulation and experimental results show that the output current of the proposed strategy has good static performance and low harmonic distortion rate. It can track reference and realize reactive power compensation.

Key words: three-phase grid-connected inverters; model predictive control; decouple control; cost function; predictive function

0 引言

三相并网系统传统逆变控制方法是双环 PI 控制, 使并网电流跟踪电网电压的相位。该方法调制

过程繁琐, 需要高性能处理器, 且 PI 参数的选择要求结合实际做大量调试实验^[1-2]。随着数字信号处理器的广泛使用, 基于现代控制理论的模糊控制^[3], 重复控制^[4-5], 滑模控制^[6-7], 自适应控制^[8]以及预测控制^[9]不断被提出并用于逆变控制策略中。本文通过对三相并网逆变器数学模型的建立和分析, 提出将模型预测控制应用于电能变换系统中^[10-14]。建立

基金项目: 2013 年度河南省高等学校青年骨干教师资助计划项目 (2013GGJS-201)

逆变系统离散数学模型, 选择预测函数得出所有可能开关状态下的输出值, 选择使评估函数最小的开关状态对应的矢量用于下一采样周期。模型预测控制无需调制环节, 输出量即为功率器件的开关状态, 计算量小, 动、静态性能良好。通过仿真与实验, 验证了模型预测控制在三相光伏并网逆变器中的有效性。

1 模型预测控制原理

模型预测控制的原理可描述为: 在每一个采样周期内, 根据当前采样测量所得的信息, 在线求解有限时域内的最优值, 将得到的控制量作用于被控对象。在下一个采样周期重复上述过程, 用该采样周期的采样测量值刷新优化问题并求解控制量。

模型预测控制系统目的是使输入变量 x 与参考值 x^* 相等, 如图 1 所示。变量 $x(t_k)$ 由系统的输入变量经过离散化得到, 当系统的采样周期足够小时, 一个采样周期内的输入量可视为定值, 第 k 个采样周期的输入变量用 $x(t_k)$ 表示。 $S(t_k)$ 为控制系统第 k 个采样周期的输出量。在 S_i 的值为有限(n 个)的情况下, 系统下一周期的变量 $x_i(t_{k+1})$ 可由函数 $x_i(t_{k+1}) = f_p\{x(t_k), S_i\}$ [15] 确定, 其中 $i=1, 2, \dots, n$ 。 f_p 即为预测函数, 该函数根据系统具体模型设计。为了选取最优的控制输出量使 $x(t_k)$ 与参考值 $x^*(t_k)$ 相等, 需要设计评估函数 f_g , 即 $g_i = f_g\{x^*(t_{k+1}), x_i(t_{k+1})\}$, 其中 $i=1, 2, \dots, n$, $x^*(t_{k+1})$ 为下一个采样周期的参考值, 采样周期足够小的情况下视作与 $x^*(t_k)$ 相等。评估函数可设计为参考值与待预测值误差的绝对值也可根据具体情况改变, 使系统尽可能达到最优性能。 $S(t_k)$ 作为控制部分的输出量实时改变系统的状态, 在第 $k+1$ 个采样周期, $x(t_{k+1})$ 输入作为变量继续进行该过程。由此可见, 模型预测控制根据当前的信息和未来的控制输入, 根据系统模型预测出未来输出值。未来的控制输入即改变系统的预测输出, 使其最大限度地接近期望输出优化独立变量 [16-18]。

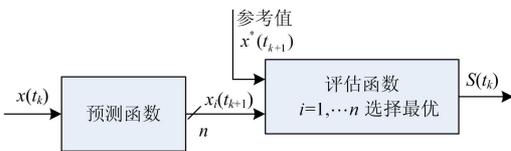


图 1 模型预测控制原理图

Fig. 1 Principle scheme of model predictive control

2 三相光伏并网逆变器数学模型

图 2 为单级式三相光伏并网逆变器结构。直流侧为光伏电池板, 经电容 C 连接逆变器。输出经电抗器 L 接入网侧, R 为电抗器内阻。 e_a 、 e_b 、 e_c 为电

网电压。 i_a 、 i_b 、 i_c 为三相逆变器输出电流。由 KVL 可得输出端电压、电流关系如式(1)。 u_{an} 、 u_{bn} 、 u_{cn} 为逆变器输出端相对于电网中性点 n 的电压。 N 与 n 点电压关系如式(2)。

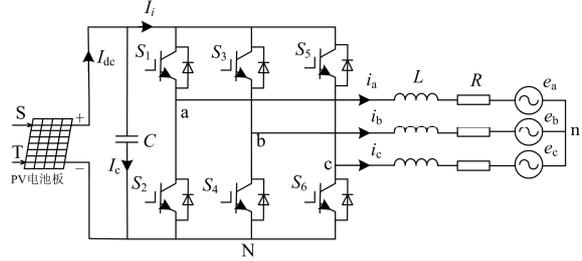


图 2 三相并网逆变器

Fig. 2 Three-phase grid-connected inverter

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{cases} u_{an} = u_{aN} + u_{Nn} \\ u_{bn} = u_{bN} + u_{Nn} \\ u_{cn} = u_{cN} + u_{Nn} \end{cases} \quad (2)$$

将式(2)带入式(1)可得式(3):

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{aN} \\ u_{bN} \\ u_{cN} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{Nn} \\ u_{Nn} \\ u_{Nn} \end{bmatrix} \quad (3)$$

对于三相对称系统, $e_a+e_b+e_c=0$, $i_a+i_b+i_c=0$ 。将式(3)中各式相加可得:

$$u_{Nn} = -\frac{1}{3}(u_{aN} + u_{bN} + u_{cN}) \quad (4)$$

将三相逆变器开关状态 (S_a, S_b, S_c) 定义为

$$\begin{cases} S_a = \begin{cases} 1 & S_1 \text{通 ON}, S_2 \text{断通 OFF} \\ 0 & S_1 \text{通 OFF}, S_2 \text{断通 ON} \end{cases} \\ S_b = \begin{cases} 1 & S_3 \text{通 ON}, S_4 \text{断通 OFF} \\ 0 & S_3 \text{通 OFF}, S_4 \text{断通 ON} \end{cases} \\ S_c = \begin{cases} 1 & S_5 \text{通 ON}, S_6 \text{断通 OFF} \\ 0 & S_5 \text{通 OFF}, S_6 \text{断通 ON} \end{cases} \end{cases} \quad (5)$$

由于逆变桥上下桥臂禁止同时导通或同时关断, 可将开关管 $S_1 \sim S_6$ 的状态用用 (S_a, S_b, S_c) 表示。则 6 个开关管共有 (000)、(001)、(010)、(011)、(100)、(101)、(110)、(111) 8 个状态。将 8 个不同状态用 $i=0, \dots, 7$ 编号, 则可得出不同开关状态下逆变器的输出电压 U_{aN} 、 U_{bN} 、 U_{cN} 见表 1。由式(4)、式(5)得:

$$u_{Nn} = -\frac{U_{dc}}{3}(S_a + S_b + S_c) \quad (6)$$

由式(2)、式(6)和不同开关状态下 U_{aN} 、 U_{bN} 、 U_{cN} 可得逆变器输出端相对于电网中性点 n 的电压 u_{an} 、 u_{bn} 、 u_{cn} 见表 1。

表 1 不同开关状态下输出电压值

Table 1 Output voltages in different switch states

i	S_1	S_2	S_3	U_{aN}	U_{bN}	U_{cN}	u_{an}	u_{bn}	u_{cn}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	U_{dc}	$-1/3U_{dc}$	$-1/3U_{dc}$	$2/3U_{dc}$
2	0	1	0	0	U_{dc}	0	$-1/3U_{dc}$	$2/3U_{dc}$	$-1/3U_{dc}$
3	0	1	1	0	U_{dc}	U_{dc}	$-2/3U_{dc}$	$1/3U_{dc}$	$1/3U_{dc}$
4	1	0	0	U_{dc}	0	0	$2/3U_{dc}$	$-1/3U_{dc}$	$-1/3U_{dc}$
5	1	0	1	U_{dc}	0	U_{dc}	$1/3U_{dc}$	$-2/3U_{dc}$	$1/3U_{dc}$
6	1	1	0	U_{dc}	U_{dc}	0	$1/3U_{dc}$	$1/3U_{dc}$	$-2/3U_{dc}$
7	1	1	1	U_{dc}	U_{dc}	U_{dc}	0	0	0

根据 Clark 变换和 Park 变换, 式(1)在 $d-q$ 坐标系下表示方法如式(7)。

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中: i_d, i_q 为逆变器输出电流在 $d-q$ 两相旋转坐标系下的分量; u_d, u_q 为逆变器输出端相对于电网中性点 n 的电压 u_{an} 、 u_{bn} 、 u_{cn} 在 $d-q$ 旋转坐标系下的分量; e_d, e_q 为网侧电压在 $d-q$ 旋转坐标系下的分量。Clark 变换和 Park 变换见式(8)和式(9)。式中 X 可为逆变器输出电流 i 、逆变器输出电压 u 和网侧电压 e 。

由式(8)、式(9)可计算出不同开关状态对应 u_d, u_q 的值。

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (9)$$

将式(7)进行离散化, 其中电压、电流在一个采样周期 T 内视为定值, 则第 k 个采样周期有:

$$\frac{L}{T} \begin{bmatrix} i_{di}(k+1) - i_d(k) \\ i_{qi}(k+1) - i_q(k) \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{di}(k+1) \\ u_{qi}(k+1) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_d(k+1) \\ e_q(k+1) \end{bmatrix} \quad (10)$$

$u_{di}(k+1), u_{qi}(k+1)$ 为旋转坐标系下第 $k+1$ 个周期、第 i ($i=0, \dots, 7$) 个开关状态下逆变器输出端相对于电网中性点 n 的电压值。根据不同开关状态 i , 参照表 1 得到 $u_{ani}(k+1), u_{bni}(k+1), u_{cni}(k+1)$, 带入式(8)、式(9)进行坐标变换即得。由于并网电抗器 L 的附加电阻值 R 较小, 忽略电阻 R , 在电网频率远

小于采样频率的情况下, 第 $k+1$ 个采样周期电网电压值可近似为第 k 个采样周期的电网电压, 即 $e(k) = e(k+1)$ 。将式(10)整理, 可得第 $k+1$ 个周期逆变器输出电流值如式(11)所示。

$$\begin{bmatrix} i_{di}(k+1) \\ i_{qi}(k+1) \end{bmatrix} = \frac{T}{L} \begin{bmatrix} u_{di}(k+1) - e_d(k) \\ u_{qi}(k+1) - e_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} \quad (11)$$

三相逆变器系统中, 模型预测控制目标是使输出电流跟踪参考电流, 将第 k 个周期采样电流 $i_d(k), i_q(k)$, 采样电压 $e_d(k), e_q(k)$, 不同开关状态下的预测值 $u_{di}(k+1), u_{qi}(k+1)$ 代入式(11), 可预测出第 $k+1$ 个采样周期、 $i=0, \dots, 7$, 这 8 个状态下输出电流 $i_0(k+1) \sim i_7(k+1)$ 的值, 如图 3 所示。

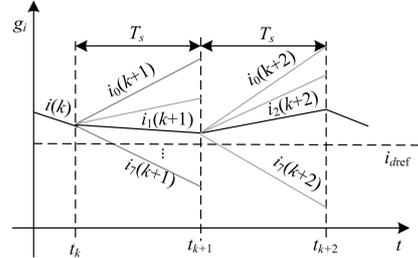


图 3 模型预测评估函数选取说明

Fig. 3 Selecting principle of model predictive control

为了确定使输出电流最接近参考电流 i_{dref} 的输出电流对应的状态, 需要构造评估函数, 式(12)中的评估函数选取参考值与预测值误差绝对值, 则使 g_i 最小的状态 i 即为下一个采样周期的最佳变量, 图 3 中第 $k+1$ 个采样周期电流 $i_1(k+1)$ 最接近参考电流, 故第 $k+1$ 个采样周期的状态应选取 $i=1$ 对应的开关状态。之后第 $k+2$ 个采样周期与前一个采样周期类似, 图 3 应选取 $i=2$ 对第 $k+2$ 个采样周期的开关状态作为控制系统的输出。

$$g_i = |i_{dref} - i_{di}(k+1)| + |i_{qref} - i_{qi}(k+1)| \quad (12)$$

图 4 为 $d-q$ 坐标系下模型预测控制结构图, 其中, I_{dref} 为 MPPT 环节得到的直流参考电流。模型预测控制流程图如图 5。

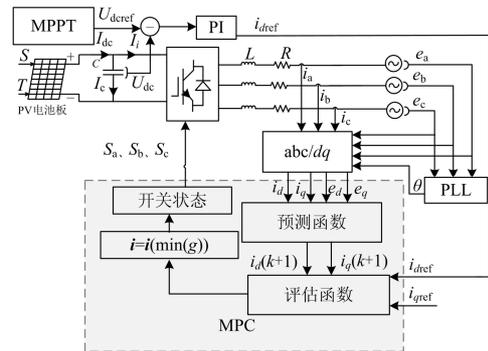


图 4 $d-q$ 坐标系下 MPC 控制结构

Fig. 4 Control structure of MPC in $d-q$ coordinates

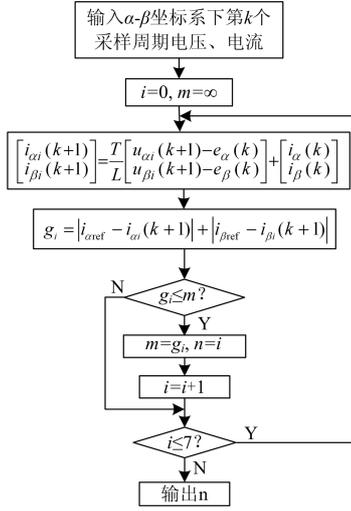


图5 MPC流程图

Fig. 5 Flow diagram of MPC

3 模型预测控制多目标优化

3.1 解耦控制在模型预测控制中的实现

在 d - q 坐标系下, 逆变器数学模型在 d 轴与 q 轴间存在耦合, 根据式(9)和式(11)可得式(13)。其中 $\omega Li_q(k)$ 和 $\omega Li_d(k)$ 即为耦合项。

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = \frac{T}{L} \begin{bmatrix} u_d(k) - e_d(k) + \omega Li_q(k) \\ u_q(k) - e_q(k) - \omega Li_d(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中, $\omega = d\theta/dt$ 为交流侧电压角频率, 当交流侧电压为 50 Hz 时, ω 为 100π rad/s。

3.2 不同评估函数对系统的影响

模型功率预测控制使逆变器输出功率与参考功率的差值尽可能小, 故可以改变评估函数, 例如可将预测值 $P(k+1)$ 、 $Q(k+1)$ 与参考值 P_{ref} 、 Q_{ref} 误差的绝对值之和变化为误差的平方和, 即如式(14)所示。

$$g = [P_{ref} - P(k+1)]^2 + [Q_{ref} - Q(k+1)]^2 \quad (14)$$

3.3 模型功率预测交流侧电压参数修正

在采样频率远高于交流侧电压频率时, 可采用第 k 个采样周期的交流侧电压 $e_d(k)$ 、 $e_q(k)$ 替换第 $k+1$ 个采样周期的交流电压 $e_d(k+1)$ 、 $e_q(k+1)$, 即用式(11)代替式(10)。之前的仿真都是基于式(11)进行搭建。由于采样频率和交流频率固定, 故可通过计算求取 $e_\alpha(k+1)$ 、 $e_\beta(k+1)$, 再根据 Park 变换得到第 $k+1$ 个采样周期的值 $e_d(k+1)$ 、 $e_q(k+1)$, 完成对交流侧电压采样值的修正。设采样周期为 T_s , 交流侧电压角频率为 ω , 具体计算公式如式(15)。

$$\begin{bmatrix} e_d(k+1) \\ e_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha(k) \cos \omega T_s - e_\beta(k) \sin \omega T_s \\ e_\alpha(k) \sin \omega T_s + e_\beta(k) \cos \omega T_s \end{bmatrix} \quad (15)$$

3.4 减小开关频率

开关频率是影响并网逆变器功率转换效率的关键因素之一。降低开关频率可减小开关损失。评估函数根据变量参数选择最优状态, 可改变评估函数以降低开关频率。在评估函数中增加一个用于确定开关状态变化次数的项, 如式(16)的 λn 。在评估函数取得最小值时, 相应的开关频率降低。

$$g_i = |i_{dref} - i_{di}(k+1)| + |i_{qref} - i_{qi}(k+1)| + \lambda n \quad (16)$$

式中: i_{dref} 、 i_{qref} 为给定参考电流; λ 为权重系数; n 为开关状态由 $S(k)$ 变化到 $S(k+1)$ 的次数; $S = (S_a, S_b, S_c)$ 为三相逆变器开关状态, t_k 时刻到 t_{k+1} 时刻开关变化的次数可由式(17)得到。

$$n = |S_a(k+1) - S_a(k)| + |S_b(k+1) - S_b(k)| + |S_c(k+1) - S_c(k)| \quad (17)$$

4 仿真与实验

4.1 仿真

4.1.1 光强恒定时仿真

为验证模型预测控制在光伏并网逆变系统中的可行性, 在 Matlab 中进行仿真。使用基于 d - q 坐标系的模型预测控制策略, 仿真参数与表 2 保持一致。光伏电池板模型按照 SNM-P200 型号电池板参数搭建。MPPT 环节使用 P&O 算法跟踪光伏阵列最大功率。MPPT 环节输出参考电压与光伏阵列输出电压经 PI 调节作为 d 轴电流参考值。PI 参数选定 $K_p = 0.1$, $K_i = 0.0002$, q 轴参考电流设置为 0 保证单位功率因数并网。在光照 1000 W/m^2 时仿真波形如图 6。图 6 从上到下依次为 a 相并网电流和 a 相电网电压波形、三相并网电流波形、MPPT 输出参考电压 U_{ref} 和光伏阵列输出电压 U_{dc} 波形、逆变系统输出有功、无功波形。由仿真结果可知, 并网电流与电网电压可以保持同相位。光伏阵列的输出功率稳定跟踪 MPPT 输出的参考电压。在经过 0.05 s 系统稳定后, 输出功率 3400 W。对并网电流进行频谱分析得到 a 相电流谐波畸变率为 1.14%。

表 2 仿真实验参数

Table 2 Simulation and experimental parameters	
参数	取值
交流侧电压 U_{rms}	220 V
交流侧频率 f_{ac}	50 Hz
输出电感 L	25 mH
采样频率 f_s	20 kHz
开关频率 f_{sw}	10 kHz

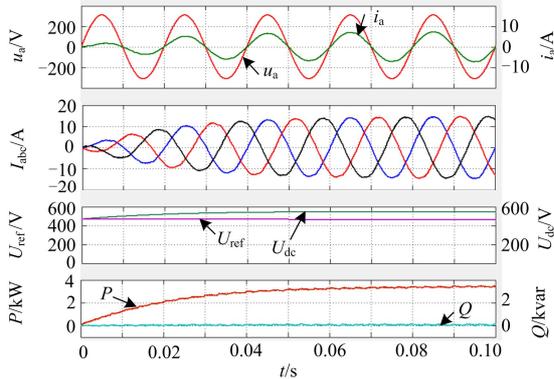


图 6 光照强为 1 000 W/m² 时的仿真波形

Fig. 6 Simulation waveforms in 1 000 W/m² light intensity

4.1.2 光强变化时仿真

设置外界环境的光照强度从 800 W/m² 到 1200 W/m², 每隔 0.05 s 增加 100 W/m², 仿真结果如图 7 所示。图中波形从上到下依次是光照强度、三相并网电流、a 相并网电流和 a 相电网电压、MPPT 输出参考电压和光伏阵列工作电压、系统输出的有功和无功。仿真结果表明, 逆变器输出并网电流随光照强度稳定增加, 并保持与电网电压同相位, 光伏阵列工作电压 U_{dc} 跟踪 MPPT 算法输出的参考电压 U_{ref} 。光伏阵列输出功率跟踪光照增加。系统可较好地跟踪光照强度变化, 工作在最大功率点。对并网电流进行频谱分析可得知, a 相并网电流的总谐波畸变率为 1.16%。

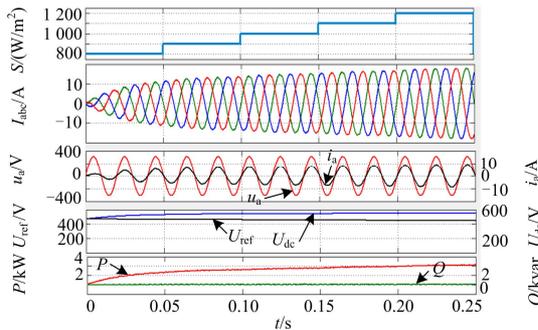


图 7 光照强度变化时仿真波形

Fig. 7 Simulation waveforms when light intensity changes

图 8 为 MPC 输出的逆变桥 S1、S2 开关管脉冲。可以看出上下两桥臂脉冲波形互补, 开关频率为 10 kHz。

4.1.3 模型预测优化仿真

以式(14)为评估函数, 预测函数仍选取式(13), 其余参数不变, 由仿真电路结果可知, 并网电流谐波畸变率为 1.82%, 如图 9 所示。可见评估函数为给定值和预测值误差的平方项时, 逆变器输出电流波形畸变率降低。

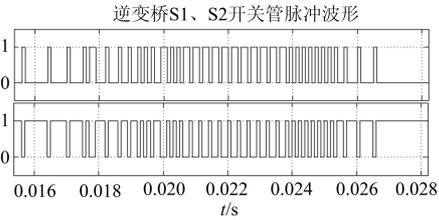


图 8 逆变桥开关管 S1、S2 脉冲波形

Fig. 8 Pulse waveform of inverter bridge switch S1 and S2

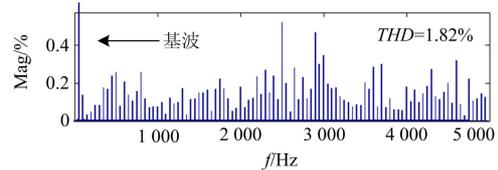


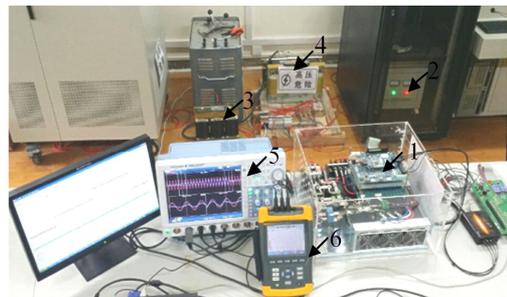
图 9 改变评估函数模型功率预测控制逆变器输出电流频谱

Fig. 9 Current spectrum of MPC inverter when cost function changes

加入 $\omega Li_q(k)$ 和 $\omega Li_d(k)$ 项之后, 由仿真结果可得, 逆变器输出电流 THD 为 1.89%, 低于无解耦时的情况。

4.2 实验

为验证模型预测控制的可行性, 基于 PE-PRO 搭建 5 kW 三相并网逆变器试验平台如图 10。控制系统基于 TI 公司型号为 TMS320F28335 的控制芯片。功率器件采用型号为 7MBP50RJ120 的 IGBT。直流电源采用 Myway 公司大容量电源 APL-II, 波形数据记录仪器采用 FULKE435 电能质量分析仪, 分别使用三个 FLUKE 电压探头和电流探头测量交流侧 A、B、C 三相电压和电流。



(1. PE-PRO 控制平台; 2. 直流电源; 3. 三相电感; 4. 变压器; 5. 示波器; 6. 电能质量分析仪)

图 10 实验装置

Fig. 10 Experimental setup

4.2.1 稳态实验

将参考电流设置为 7 A 验证系统的稳态性能, 逆变器输出 a 相电压 u_{aN} , 并网电流 i_a 和电网电压 u_a 如图 11。并网电流 THD 如图 12。实验结果表明,

并网电流与参考电流幅值相同, 与电网电压相位相同。谐波电流畸变率小于 5%。系统静态响应性能良好。

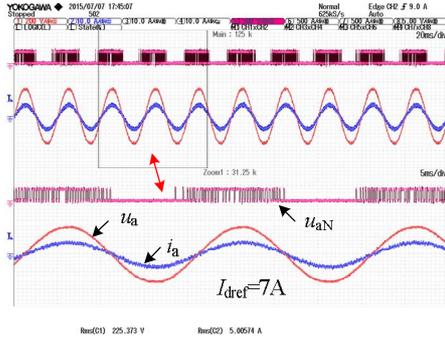


图 11 静态实验结果波形

Fig. 11 Waveform in steady state

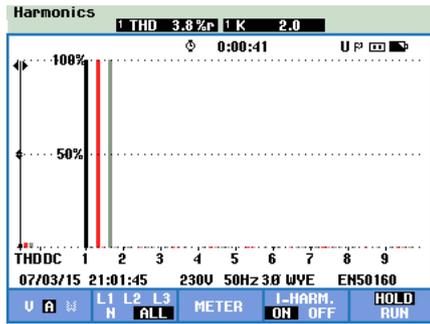


图 12 静态实验电流 THD

Fig. 12 THD of grid connected current in steady state

4.2.2 动态实验

改变给定的参考电流, 验证系统的动态响应。参考电流幅值给定由 3 A 突变至 6 A, 再突变至 9 A。电网电压 u_a 和并网电流 i_a 如图 13。实验结果表明, 并网电流与电网电压同频同相。模型预测控制策略可动态跟踪参考电流, 系统动态响应良好。

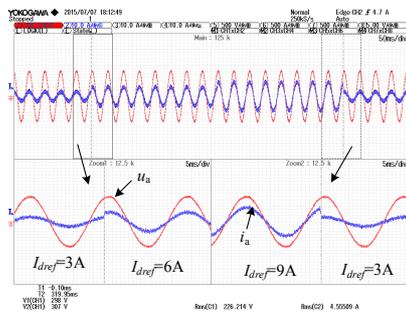


图 13 动态实验结果

Fig. 13 Waveform in dynamic state

4.2.3 降低开关频率实验

将采样频率设为 10 kHz, 给定参考电流幅值为

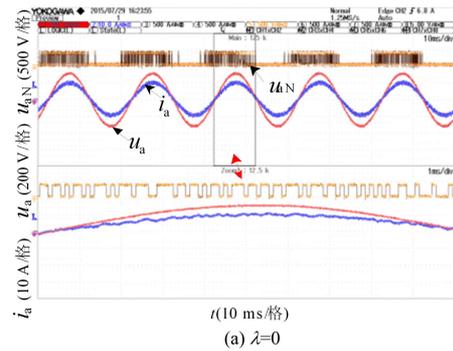
10 A, 不同权重系数 λ 下, 逆变器的开关频率 (f_{sw}) 及并网电流谐波畸变率如表 3。

由实验结果可知, 权重系数 λ 增大时, 逆变器的开关频率下降, 电流谐波畸变率变大。因此, 为了权衡开关频率与并网电流质量, 需合理选择权重系数。

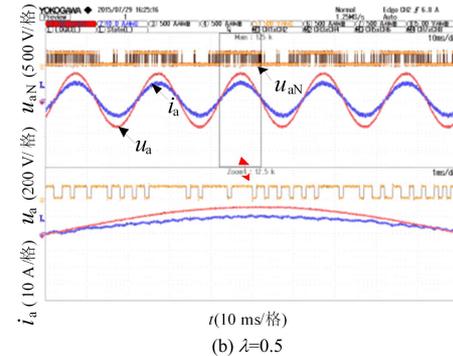
表 3 不同权重系数实验结果

权重系数 λ	开关频率/kHz	THD/%
0	1.7	2.9
0.5	1.3	3.7
1	1	4.9
1.5	0.9	6.0

由实验可知, $\lambda=0.5$ 较为合理, 此时开关频率为 1.3 kHz, 并网电流 THD 为 3.7%, 满足并网要求。权重系数 $\lambda=0$, $\lambda=0.5$ 时的逆变器输出电压 u_{aN} 、电网电压 u_a 、并网电流 i_a 分别如图 14(a) 和 14(b)。



(a) $\lambda=0$



(b) $\lambda=0.5$

图 14 不同权重系数下的 a 相电压、电流
Fig. 14 Voltage and current of a phase in different weighting factors

当 $\lambda=0$ 时, 开关频率为 1.7 kHz。当 $\lambda=0.5$ 时, 开关频率为 1.3 Hz。由此可见, 合理的调整权重系数能够有效降低开关频率。

5 结论

本文将模型预测控制用于三相光伏并网变

器。通过分析模型预测控制原理,建立逆变器离散模型,设计预测函数和评估函数。提出模型预测控制的多目标优化提高系统输出电能质量。建立仿真模型和实验平台证明所提控制方法的有效性。设计模型预测控制的解耦控制,改变评估函数,修正交流侧电压参数,降低并网电流谐波畸变率,提高并网电流质量。通过选择合适的权重系数降低开关频率。并网电流谐波畸变率低于5%,符合并网要求。模型预测控制近年来被广泛应用于电力电子领域中,在电机驱动、有源滤波、功率调节等方向取得较多进展,其输出量可直接作用于功率器件,控制其通断,无需加入调制环节,减少了对控制芯片的要求,减小所需存储容量。该控制方法只需根据电路拓扑建立离散模型,使用数字方法即可实现。开关频率可调,可根据需要方便灵活地增加变量,在新能源和分布式发电系统中具有广阔应用前景。

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.
WANG Ruoxing, WU Yingxia, YANG Huihong, et al. Research on technologies of double-stage T-type three-phase three-level photovoltaic inverter[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(4): 58-62.
- [2] 黄庆丰, 杨红培, 翟登辉. 基于 Simulink 的两级式单相光伏逆变器的系统仿真[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(19): 58-61.
HUANG Qingfeng, YANG Hongpei, ZHAI Denghui. System simulation of double-stage single-phase photovoltaic inverter based on Simulink[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(19): 58-61.
- [3] 胡晓青, 程启明, 王映斐, 等. 基于自整定 Fuzzy-PI 控制的电流跟踪型光伏并网逆变器[J]. 太阳能学报, 2013, 34(6): 959-966.
HU Xiaqing, CHENG Qiming, WANG Yingfei, et al. Current tracking PV inverter based on self-tuning fuzzy-PI control[J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2013, 34(6): 959-966.
- [4] 曾晓生, 杨苹, 林旭成. 重复和 PI 复合控制在光伏逆变器中的应用[J]. 电气传动, 2012, 42(8): 47-49.
ZENG Xiaosheng, YANG Ping, LIN Xucheng. Apply of repetitive and PI compound control in photovoltaic inverter[J]. Electric Drive, 2012, 42(8): 47-49.
- [5] 杨海柱, 刘洁, 袁松振. 重复 PI 控制的五电平光伏并网逆变器[J]. 电工电能新技术, 2014, 33(2): 18-21.
YANG Haizhu, LIU Jie, YUAN Songzhen. Study on five level photovoltaic grid-connected inverter based on repetitive and PI control[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2014, 33(2): 18-21.
- [6] 李清然, 张建成. 分布式光伏逆变器多模式滑模控制方法及仿真分析[J]. 华北电力大学学报(自然科学版), 2015, 42(5): 19-25.
LI Qingran, ZHANG Jiancheng. Distributed photovoltaic inverter multi-modal sliding mode control method and simulation analysis[J]. Journal of North China Electric Power University (Natural Science Edition), 2015, 42(5): 19-25.
- [7] 何翔, 张代润. 基于滑模控制的三相光伏并网逆变器研究[J]. 电源技术, 2014, 38(4): 672-675.
HE Xiang, ZHANG Dairun. Research on three-phase photovoltaic grid inverter based on sliding mode control[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2014, 38(4): 672-675.
- [8] 成林俞, 戴瑜兴, 刘红, 等. 分布式光伏并网逆变器自适应控制策略[J]. 电力电子技术, 2015, 49(7): 27-28.
CHENG Linyu, DAI Yuxing, LIU Hong, et al. An adaptive control strategy for distributed photovoltaic grid-connected inverter[J]. Power Electronics, 2015, 49(7): 27-28.
- [9] 孙红艳. 预测控制在三电平光伏并网系统中的应用研究[D]. 南昌: 南昌航空大学, 2012.
SUN Hongyan. Research on the application of predictive control in three-level grid-connected PV system[D]. Nanchang: Nanchang Hangkong University, 2012.
- [10] 沈坤, 章兢, 王坚. 一种多步预测的变流器有限控制集模型预测控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(33): 37-44.
SHEN Kun, ZHANG Jing, WANG Jian. A model predictive control scheme of multi-step prediction finite control set for converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(33): 37-44.
- [11] 沈坤, 章兢, 王玲, 等. 三相电压型逆变器模型预测控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(12): 283-289.
SHEN Kun, ZHANG Jing, WANG Ling, et al. Model predictive control of three-phase voltage source inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(12): 283-289.

- [12] 马宏伟, 李永东, 郑泽东, 等. 一种 PWM 整流器的模型预测控制方法[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(11): 21-25.
MA Hongwei, LI Yongdong, ZHENG Zedong, et al. Model predictive control of PWM rectifier[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(11): 21-25.
- [13] 曹晓冬, 谭国俊, 王从刚, 等. 三电平 PWM 整流器多模型预测控制方法[J]. 电工技术学报, 2014, 29(8): 142-150.
CAO Xiaodong, TAN Guojun, WANG Conggang, et al. Research on multi-model predictive control strategy of three-level PWM rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(8): 142-150.
- [14] 王峰, 张旭隆, 何凤有, 等. 基于复合模型预测控制策略的三电平 APF 研究[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(11): 79-85.
WANG Feng, ZHANG Xulong, HE Fengyou, et al. Research of three-level shunt APF control method based on composite model predictive control strategy[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(11): 79-85.
- [15] 马宏伟, 李永东, 郑泽东, 等. 电流环模型预测控制在 PWM 整流器中的应用[J]. 电工技术学报, 2014, 29(8): 136-141.
MA Hongwei, LI Yongdong, ZHENG Zedong, et al. PWM rectifier using a model predictive control method in the current loop[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(8): 136-141.
- [16] 耿乙文, 施向前, 盛亚如, 等. 三相四线制 PV-AF 系统的模型预测电流控制策略[J]. 电网技术, 2014, 38(10): 2933-2938.
GENG Yiwen, SHI Xiangqian, SHENG Yaru, et al. A model current control strategy for three-phase four-wire photovoltaic power and active filter system[J]. Power System Technology, 2014, 38(10): 2933-2938.
- [17] RODRIGUE J, PON J, SILVA C A, et al. Predictive current control of a voltage source inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(1): 495-503.
- [18] 罗德荣, 姬小豪, 黄晟, 等. 电压型 PWM 整流器模型预测直接功率控制[J]. 电网技术, 2014, 38(11): 3109-3114.
LUO Derong, JI Xiaohao, HUANG Sheng, et al. Model predictive direct power control for three-phase voltage source PWM rectifiers[J]. Power System Technology, 2014, 38(11): 3109-3114.

收稿日期: 2015-12-15; 修回日期: 2016-04-28

作者简介:

杨捷(1976-), 女, 硕士, 副教授, 研究方向为电力系统自动化及继电保护技术; E-mail: yangtj56@163.com

顾冬冬(1991-), 女, 通信作者, 硕士, 助教, 研究方向为新能源电能变换。E-mail: gudongdongmia@163.com

(编辑 葛艳娜)