

基于改进有限集模型预测控制策略的光伏发电系统 最大功率点追踪算法

李立雄¹, 阳同光¹, 袁越阳¹, 蔡振华^{1,2}

(1. 智慧城市能源感知与边缘计算湖南省重点实验室, 湖南 益阳 413099;

2. 湖南大学电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410079)

摘要: 光伏发电系统 $I-U$ 曲线具有非线性特性, 在温度变化或部分阴影条件下光伏阵列 $P-U$ 曲线出现多个功率峰值现象, 增大了功率追踪的复杂性。为提升最大功率点追踪的准确性和系统动态响应能力, 提出一种改进的有限集模型预测控制(FCS-MPC)策略, 在单级变换系统中实现 MPPT 和逆变器输出两方控制。在环境突变或渐变情况下, 预测量和量测量对比出现漂移时能迅速做出正确的跟踪决策。将跟踪决策结果作为参考量输入 FCS-MPC, 并将输出结果作为逆变器的开关控制信号。基于 Matlab 设计了相应的 FCS-MPC 控制器, 并与扰动观察法进行比较。最后, 通过仿真对所提算法进行了验证, 理论分析、仿真结果相契合。

关键词: 光伏系统; 最大功率点跟踪; 牛顿插值计算法; 有限集模型预测控制

Maximum power point tracking algorithm of a photovoltaic power generation system based on an improved finite set model predictive control strategy

LI Lixiong¹, YANG Tongguang¹, YUAN Yueyang¹, CAI Zhenhua^{1,2}

(1. Key Laboratory Energy Monitoring and Edge Computing for Smart City of Hunan Province, Yiyang 413099, China;

2. School of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410079, China)

Abstract: The $I-U$ curve of a photovoltaic power generation system has nonlinear characteristics. When there is temperature change or partial shade, the $P-U$ curve of a photovoltaic array has multiple power peaks, which increase the complexity of power tracking. To improve the accuracy of maximum power point tracking and system dynamic response capability, an improved Finite Control Set-Model Predictive Control (FCS-MPC) strategy is proposed to realize MPPT and inverter output control in single-stage converter system. For either abrupt or gradual change, it takes into account multiple previous samples of power, and based on those is able to take the correct tracking decision when the predicted and measured power differ (in the case of drift). After the tracking decision is taken, it will be sent to a second part of the algorithm as a reference, and the FCS-MPC output result is used as the switching control signal of the inverter. The FCS-MPC controller is designed based on Matlab, and comparing with disturbance observation. Finally, the proposed algorithm is verified by simulation. The theoretical analysis and simulation results are consistent.

This work is supported by the Natural Science Foundation of Hunan Province (No. 2020JJ4159) and Scientific Research Project of Hunan Education Department (No. 19C0363).

Key words: photovoltaic systems; maximum power point tracking; Newton interpolation calculation (NI); finite control set model predictive control (FCS-MPC)

0 引言

近年来, 化石燃料的快速消耗造成了严重的环

境污染, 可再生能源以其取之不尽、用之不竭、环境友好等优点成为新能源发电首选。太阳能被认为是最重要的可再生能源之一。然而, 光伏发电系统的低效率和高成本阻碍了光伏发电的进一步发展。因为太阳能电池板的输出特性受太阳辐照度和温度等外部因素的影响, 太阳能电池的最大功率点

基金项目: 湖南省自然科学基金项目资助(2020JJ4159); 湖南省教育厅科学研究项目资助(19C0363)

(Maximum Power Point, MPP)将随着这些外部因素的变化而变化。有效的最大功率点跟踪(Maximum Power Point Tracking, MPPT)技术对于提高光伏发电系统的电能转换效率具有重要意义。在部分遮荫条件下, 由于云层、树木或建筑物的干扰, 传统的MPPT方法无法区分全局最大功率点(Global Maximum Power Point, GMPP)和局部最大功率点(Local Maximum Power Point, LMPP)。需要对传统MPPT方法进行改进, 以便在环境突变或渐变情况下都能采集到全局最大功率点而达到提高能量转换效率。

在传统经典MPPT算法中, 如扰动观测(Perturbation and Observation, P&O)^[1-2]算法通过在PV端电压上增加或者减少一个固定的电压量(ΔV)来连续扰动电压值, 使PV端输出功率产生振荡达到逐步缩小搜索范围来追踪最大功率点。但是, 由于其收敛步长的选择与稳态工作条件有关, 从而限制了收敛速度。增量电导(Incremental Conductance, IncCond)^[3-4]算法与P&O算法的工作原理极其相似。另外, 还有一些比较经典的算法: 如部分开路电压法(FOCV)^[5]和部分短路电流法(FSCC)^[6-7], 在环境条件突变情况下都不能很好地跟踪GMPP, 并且存在大量功耗。传统的MPPT控制算法在环境突变情况下无法追踪到真实的MPP, 为了解决在PSC环境下功率点多峰值问题, 一些学者提出了许多关于GMPP的方法。如起源于数学理论的分割矩形技术、斐波那契技术等, 通过初步选定勘探范围, 然后逐渐缩小勘探范围, 直至最终确定GMPP位置。但如果选择划分的范围不准确可能造成GMPP位置的遗漏。文献[9]提出改进的扰动观测算法, 采用变步长方式来调整光伏电压或电流的变化速率, 在太阳辐照度、温度等外部因素变化时提高对最大功率点位置的判断与跟踪效率。文献[10]采用了一个二维高斯函数与一个反正切函数相结合, 用于计算扰动步长及扰动频率来提高辐照度快速变化时的准确性。文献[11]将广义模式搜索算法(Generalized Pattern Search, GPS)应用于MPPT, 以提高局部阴影情况下的跟踪效果。文献[12]中提出了一种对扰动观察算法的改进, 可以通过识别所有LMPP和GMPP来找到GMPP, 但需要关于光伏阵列内部大量的相关信息, 例如每个太阳能电池板的开路电压和短路电流等。文献[13]提出了一种根据光伏阵列的开路电压估计可能的GMPP, 然后采用P&O算法来跟踪确定GMPP。随着快速、高效的数字信号处理器的迅速发展, 以快速的动态响应和处理非线性问题的能力, 以及在成本函数中包含多变量而著

称的有限集模型预测控制(Finite Control Set MPC, FCS-MPC)在电力电子领域中的应用受到广泛关注。

以并网运行的光伏发电系统为研究对象, 提出一种基于离散时间系统有限集模型预测控制的最大功率点追踪策略, 通过最小化代价函数来确定逆变器的开关信号。所提出的控制策略的主要特点: (1) 在动态环境条件下能追踪到真实的MPP、动态响应快、MPP附近振荡小。(2) 不需要调制器, 控制结构简单。通过Matlab/Simulink仿真, 论证本文提出的控制策略对提高系统功率采集的准确度与有效性。

1 光伏发电系统数学模型及环境影响

1.1 太阳能电池电路模型

在光伏模块的各种建模方法中, 最流行的是单二极管五参数模型和双二极管七参数模型, 分别如图1(a)和图1(b)所示。

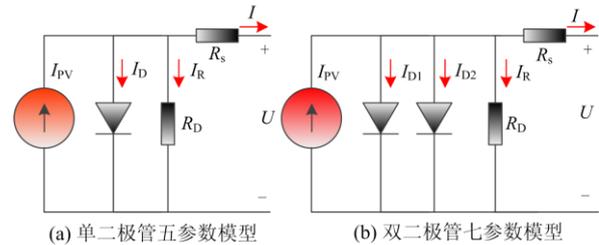


图1 太阳能电池模型

Fig. 1 Solar cell model

单二极管五参数模型的输出电流为

$$I = I_{PV} - I_D - I_R \quad (1)$$

式中, I_D 表示二极管电流, 可表示为

$$I_D = I_0 \left[\exp\left(\frac{U + IR_s}{n_s V_t}\right) - 1 \right] \quad (2)$$

式中: I_0 为二极管反向饱和电流; V_t 表示热电压, 可以通过式(3)来计算。

$$V_t = \frac{ak_b T}{e} \quad (3)$$

式中: k_b 表示玻尔兹曼常数($1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$); T 是光伏组件的温度(K); e 是一个电子的电荷。根据基尔霍夫定律得到 I_R 的值。

$$I_R = \frac{U + IR_s}{R_D} \quad (4)$$

根据式(1)、式(2)和式(4), 可以得到单二极管五参数模型的输出电流为

$$I = I_{PV} - I_0 \left[\exp\left(\frac{U + IR_s}{n_s V_t}\right) - 1 \right] - \frac{U + IR_s}{R_D} \quad (5)$$

在太阳辐照度 G 和温度 T 变化的情况下, 出口电流为

$$I = I_{PV}(G, T) - \frac{U + IR_s(G, T)}{R_D(G, T)} - I_0(G, T) \left[\exp\left(\frac{U + IR_s(G, T)}{n_s V_t(G, T)}\right) - 1 \right] \quad (6)$$

在变化的太阳辐照度 G 和温度 T 下, 开路电压、短路电流分别为

$$U_{oc} = R_D(G, T) \left\{ I_{PV}(G, T) - I_0(G, T) \left[\exp\left(\frac{U + IR_s(G, T)}{n_s V_t(G, T)}\right) - 1 \right] \right\} \quad (7)$$

$$I_{sc} = \left[I_{PV}(G, T) - I_0(G, T) \left\{ \exp\left(\frac{U + IR_s(G, T)}{n_s V_t(G, T)}\right) - 1 \right\} \right] \cdot \frac{R_D(G, T)}{R_s(G, T) + R_D(G, T)} \quad (8)$$

2 光伏模型的电池特性

在大型光伏发电系统中, 光伏组件以串-并联结构($n_s \times n_p$ 模型)进行装配, 如图 2 所示。

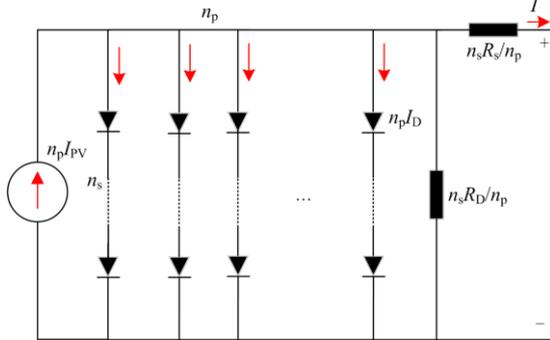


图 2 太阳能面板等效电路模型

Fig. 2 Equivalent circuit model of a PV panel

图 2 光伏面板的 $I-U$ 特性可以用输出电流方程表示, 对式(6)进行修正如下:

$$I = n_p I_{PV}(G, T) - \frac{U n_s/n_p + IR_s(G, T)}{R_p(G, T)} - n_p I_0(G, T) \cdot \left\{ \exp\left(\frac{U + IR_s(G, T) n_s/n_p}{n_s V_t(G, T)}\right) - 1 \right\} \quad (9)$$

在部分阴影条件下, 阴影面板无法产生电流并成为负载, 这可能会对光伏面板产生加热效果, 甚至会对整个 PV 面板造成损坏。为了解决上述问题, 通常将 PV 面板与旁路二极管并联连接, 如图 3 所示。

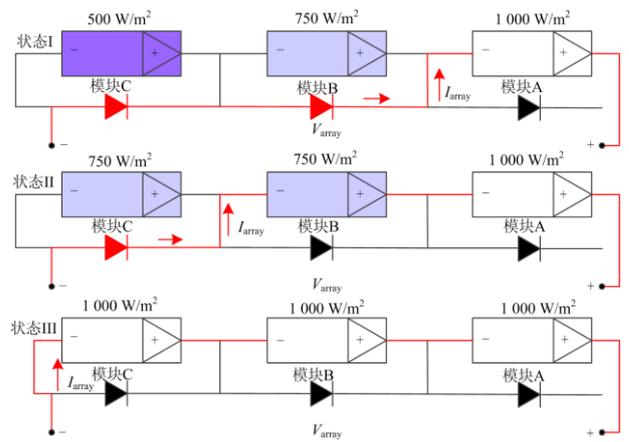


图 3 部分阴影下的光伏阵列

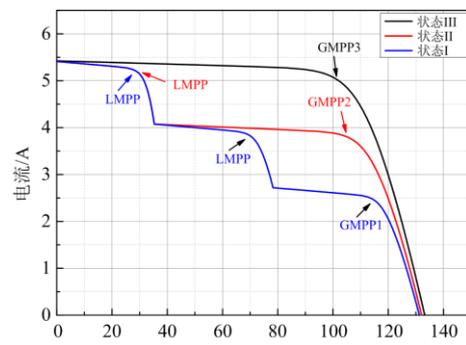
Fig. 3 PV array in partial shadow

为验证太阳能电池特性, 设置三种不同状态的太阳辐照度, 如表 1 所示。在状态 I 下 PV 阵列接收到三种不同太阳辐照度, 光伏阵列电流将由接收太阳辐照度最强的模块 A 的特性决定。模块 A 与模块 B、C 存在电压差, 将会打开模块 B 和模块 C 的旁路二极管。在光伏阵列的 $P-U$ 特性曲线中会出现三个功率峰值, 而全局最大功率点位于 GMPP1, 如图 4(b)所示。在状态 II 中, 光伏阵列的三个光伏面板接收两个不同的太阳辐照度, 这导致 $P-U$ 特性曲线上出现两个功率峰值, 而 GMPP 位于 GMPP2。在状态 III 中, 光伏阵列工作在没有任何阴影条件下, 因此在 $P-U$ 特性曲线上只有一个功率峰, 即 GMPP3。

表 1 不同状态下的太阳辐照度

Table 1 Solar irradiance in different states

状态类型	光伏面板的太阳辐照度/(W/m ²)		
	模块 A	模块 B	模块 C
状态 I	1 000	750	500
状态 II	1 000	750	750
状态 III	1 000	1 000	1 000



(a) $I-U$ 特性曲线

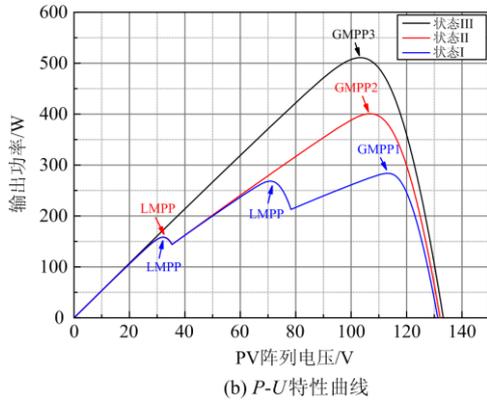


图 4 在 PSC 下 PV 阵列输出特性曲线

Fig. 4 Output characteristic curve of PV array under PSC

3 基于 FCS-MPC 的 MPPT 工作原理及控制器设计

3.1 模型预测控制原理

模型预测控制是一种基于模型的闭环优化控制策略, 它使用系统离散时间模型来预测控制变量未来的变化。根据设定的最优化准则选取合适的开关控制信号(本文采用两电平逆变器, 开关状态定义为 $S_1 - S_6$), 使控制系统的变量 $x(t)$ 尽可能地接近参考值 $x^*(t)$, 控制原理如图 5 所示。图 5 显示了系统控制变量 $x(t)$ 跟踪参考信号 $x^*(t)$ 的曲线。若系统存在 n 种控制信号, 假设系统采样周期为 T_s , 在 k 时刻测量的 $x(k)$ 和预测函数 f , 得到系统 $k+1$ 时刻所有的预测结果 $x_i(k+1) = f\{x(k), S_i\}$, $i = [1, n]$ 。预测函数 f 根据系统的参数和离散化模型得到。为选取下一个采样周期的控制信号, 根据参考值与预测值定义代价函数 $g_i = g\{x^*(t), x_i(k+1)\}$, $i = [1, n]$ 。在 n 种控制信号下使代价函数最小的控制信号即为最优解, 作为 $k+1$ 时刻的控制信号, 使控制变量更接近参考值。由图 5 可知, 在 $k+1$ 时刻, 控制信号 S_4 对应的 $x_4(k+1)$ 更接近参考值 $x^*(t)$, 其对应的代价函数 g_4 最小, 由此可知 S_4 为 $k+1$ 时刻的最优控

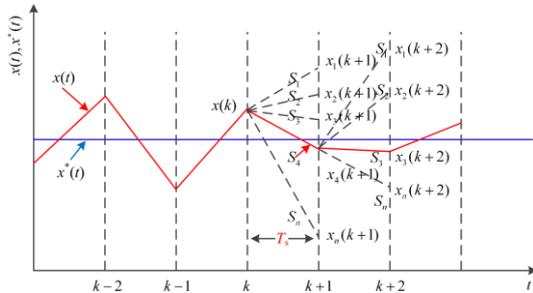


图 5 MPC 原理图

Fig. 5 MPC schematic

制信号。在 $k+2$ 时刻 $x_3(k+2)$ 更接近参考值 $x^*(t)$, 因此在 $k+2$ 时刻选择 S_3 对应的控制信号, 以此类推得到每一个采样时刻逆变器开关控制信号。

采用 DC-DC 的 Boost 升压电路拓扑, 如图 6 所示。根据图 6 Boost 升压电路拓扑以及基尔霍夫的电压、电流定律得到如下两个方程。

Switch OFF:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = u_{PV} - r_L i_L - u_{C_2} \\ C_2 \frac{du_{C_2}}{dt} = i_L - i_R \end{cases} \quad (10)$$

Switch ON:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = u_{PV} - r_L i_L \\ C_2 \frac{du_{C_2}}{dt} = -i_R \end{cases} \quad (11)$$

式中, u_{PV} 、 i_L 、 u_{C_2} 和 i_R 为 PV 出口电压、电感 L 的电流、Boost 变换器输出电压以及负载 R 上的电流。

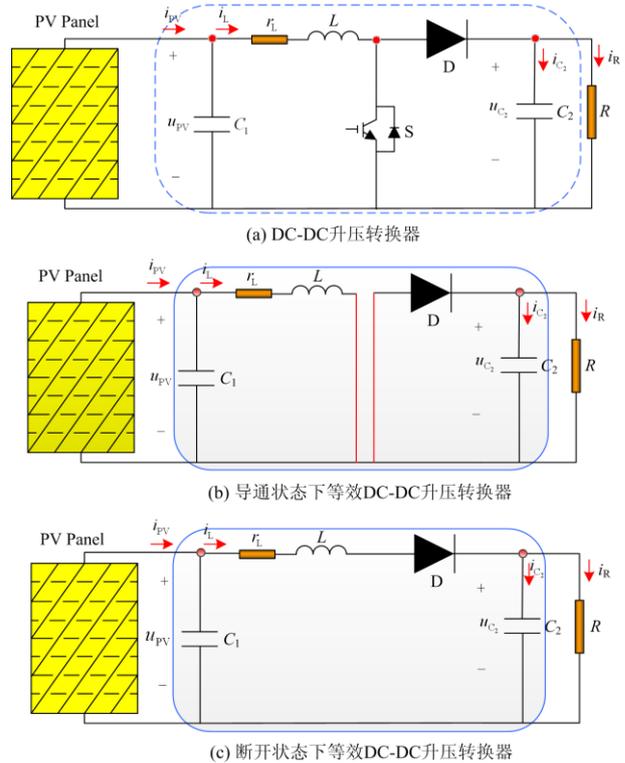


图 6 采用 Boost 升压转换器接口的 PV 简化系统

Fig. 6 A simplified configuration of PV system interfaced by a DC-DC buck converter

为简化模型, 假设电感杂散电阻 r_L 为零, 并且 Boost 变流器工作在连续电流状态下。采用前向欧

拉法, 将式(10)、式(11)给出的连续时间系统模型离散化后得

Switch OFF:

$$\begin{cases} i_L(k+1) = \frac{T_s}{L}[u_{PV}(k) - u_{C_2}(k)] + i_L(k) \\ i_{C_2}(k+1) = \frac{T_s}{C_2}[i_L(k+1) - i_R(k)] + i_{C_2}(k) \end{cases} \quad (12)$$

Switch ON:

$$\begin{cases} i_L(k+1) = \frac{T_s}{L}u_{PV}(k) \\ i_{C_2}(k+1) = -\frac{T_s}{C_2}i_R(k) \end{cases} \quad (13)$$

在一个周期 T_s 内, 流过电容 C_2 的平均电流为零。通过电感 L 的平均电流等于PV端输出电流的平均值。电感电流与PV端输出电流的关系可以表示为

$$i_{pV}(k+1) = Di_L(k+1) \quad (14)$$

式中, D 为选通信号占空比。

将式(14)分别代入式(12)、式(13)即可得到光伏出口电流的迭代值。

3.2 控制器的设计

本文提出的FCS-MPC控制结构包含光伏电池MPPT预测模型参考量生成模块, 电流、电压估算预测模块和逆变器输出端电压采集模块。光伏电池最大功率点预测模型采用基于牛顿插值计算并结合评估代价函数式(20), 来识别各个采样周期内 $P-U$ 曲线模型的算法获取 $k+1$ 时刻的电流、电压参考值 $i_{pV}^*(k+1)$ 、 $u_{pV}^*(k+1)$; 电流、电压估算预测模块和逆变器输出端电压采集模块通过采集 k 时刻的光伏出口电压 $u_{pV}(k)$ 、逆变器直流侧电压 $u_{C_2}(k)$ 以及电感电流 $i_L(k)$, 并采集逆变器输出三相电压 $u_a(k)$ 、 $u_b(k)$ 、 $u_c(k)$, 经坐标变换后得到 $\alpha\beta$ 坐标系下预测模型所需的 $u_\alpha(k)$ 、 $u_\beta(k)$ 。根据 k 时刻测量值, 通过预测函数式(12)—式(14)预测未来 $k+1$ 时刻不同电压矢量对应的开关状态下的光伏出口电压、电流预测值 $i_{pV}(k+1)$ 、 $u_{pV}(k+1)$ 和输出电流预测值 $i_a(k+1)$ 、 $i_b(k+1)$ 。最后将预测值与参考值输入代价函数, 使得 $k+1$ 时刻的输出量与参考量误差达到最小, 实现逆变器开关的最优选择。

3.3 生成参考量

对于具有非线性特性的PV阵列, 要构建系统的高精度模块非常困难且不切实际, 因为许多因素不断变化, 如太阳辐照度、温度和PV模块老化等。本文采用一种基于牛顿插值计算来识别各个采样周

期内 $P-U$ 曲线模型的算法, 如图7所示。

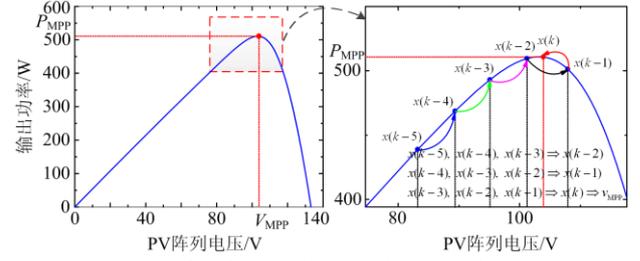


图7 牛顿插值寻找 u_{MPP} 外推预测电流

Fig. 7 Extrapolation of the predicted current based on the Newton interpolation to find u_{MPP}

牛顿插值的多项式形式为

$$f(x) = f(x_0) + f[x_0, x_1](x - x_0) + \dots + f[x_0, \dots, x_n](x - x_0)(x - x_1) \dots (x - x_{n-1}) + f[x, x_0, \dots, x_n](x - x_0)(x - x_1) \dots (x - x_n) = N_n(x) + f[x, x_0, \dots, x_n](x - x_0)(x - x_1) \dots (x - x_n) \quad (15)$$

在计算 $N_n(x)$ 时采用秦九韶算法计算:

$$N_n(x) = f(x_0) + (x - x_0)(f[x_0, x_1] + (x - x_1)(f[x_1, x_2] + \dots + (x - x_{n-2})(f[x, x_0, \dots, x_{n-2}] + (x - x_{n-1})(f[x, x_0, \dots, x_n]) \dots)) \quad (16)$$

为了对工作点附近PV曲线的一部分进行插值, 数据点由 $(i_{pV}(k-2), u_{pV}(k-2))$ 、 $(i_{pV}(k-1), u_{pV}(k-1))$ 和 $(i_{pV}(k), u_{pV}(k))$ 组成。其中 $k-2$ 表示最后一个采样之前的采样时刻, $k-1$ 表示前一个采样时刻, k 表示当前采样时刻。可以得到牛顿二次插值多项式为

$$u_{pV}(k) = \alpha_2 i_{pV}^2(k) + \alpha_1 i_{pV}(k) + \alpha_0 \quad (17)$$

由式(17)得到范德蒙矩阵为

$$\begin{bmatrix} i_{pV}^2(k-2) & i_{pV}(k-2) & 1 \\ i_{pV}^2(k-1) & i_{pV}(k-1) & 1 \\ i_{pV}^2(k) & i_{pV}(k) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_2 \\ \alpha_1 \\ \alpha_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{pV}(k-2) \\ u_{pV}(k-1) \\ u_{pV}(k) \end{bmatrix} \quad (18)$$

将式(18)代入西尔维斯特公式(Sylvester公式)分别计算出代数因子 α_0 、 α_1 、 α_2 。并且代数因子在每个采样周期内更新, 以便对 $P-U$ 曲线的所有区域进行准确预测。

在 $k+1$ 时刻的光伏出口电流 $i_{pV}(k+1)$ 可以看成是 k 时刻量测电流 $i_{pV}(k)$ 与一个电流量 Δi 的数量差, 即

$$\begin{cases} i_{pV}(k+1)_1 = i_{pV}(k) + \Delta i \\ i_{pV}(k+1)_2 = i_{pV}(k) - \Delta i \end{cases} \quad (19)$$

通过式(19)得到的两种不同状态的预测PV电流 $i_{pV}(k+1)_1$ 、 $i_{pV}(k+1)_2$, 代入牛顿二次插值多项式

(17), 可得到下一个周期范围内对应两种状态的预测电压 $u_{PV}(k+1)_1$ 、 $u_{PV}(k+1)_2$ 。

$$\begin{cases} g_1 = i_{PV}(k+1)_1 \cdot u_{PV}(k+1)_1 - i_{PV}(k) \cdot u_{PV}(k) \\ g_2 = i_{PV}(k+1)_2 \cdot u_{PV}(k+1)_2 - i_{PV}(k) \cdot u_{PV}(k) \\ G_{PV} = \gamma_1 g_1 + \gamma_2 g_2 \end{cases} \quad (20)$$

利用式(20)作为 PV 端采集最大功率点的代价函数, 选择与评估代价函数匹配的预测 PV 电流、电压值, 作为下一个采样周期 PV 电流、电压的参考值 $i_{PV}^*(k+1)_1$ 、 $u_{PV}^*(k+1)_1$, 其中 γ_1 、 γ_2 分别为两种状态下功率变化量的权重系数。

3.4 生成开关状态

采用一种离散时间系统的有限集模型预测控制策略(FCS-MPC)实现对逆变器开关状态的控制。对于 FCS-MPC 的逆变器侧代价函数可表示为

$$\begin{aligned} G_{Inverter} = & \lambda_i |i_{PV}^*(k+1) - i_{PV}(k+1)| + \\ & \lambda_u |u_{PV}^*(k+1) - u_{PV}(k+1)| + \\ & \lambda_{out} |u(k+1) - u(k)| \end{aligned} \quad (21)$$

式中: λ_i 、 λ_u 、 λ_{out} 分别为电流变化量和电压变化量的权重系数; 最后一项为附加的开关切换约束条件项, 其作用是减少逆变器平均开关频率 f_{av} ; $u = [u_\alpha, u_\beta]^T$ 为逆变器输出电压向量。 $i_{PV}(k+1)$ 、 $u_{PV}(k+1)$ 通过式(12)、式(13)估算得到; $i_{PV}^*(k+1)$ 、 $u_{PV}^*(k+1)$ 通过式(20)得到。

通过调节权重系数的大小可以调节系统的平均开关频率和瞬态响应。由于每个器件开关频率不相等, 定义平均开关频率 $f_{av}^{[21]}$ 为

$$f_{av} = \sum_{i=1}^6 \frac{1}{6} f_i, \quad i = [1, 6] \quad (22)$$

式中, f_i 为时间周期内第 i 个开关管的开关频率。实际上, 每一个采样时刻开关状态仅可以改变一次。因而开关频率被限制为采样频率 f_s 的一半, 而且开关状态并不会在每个采样时刻都发生改变。因此, 平均开关频率 f_{av} 总小于 $f_s/2$ 。本文采用的控制算法流程如图 8 所示。

本文所述方法的完整拓扑图如图 9 所示。

4 仿真结果验证与讨论

对图 9 的 FCS-MPC 整体控制系统进行仿真分析, 实验采用的光伏阵列仿真模块型号为 SunPower SPR-305-WHT, 系统仿真实验参数见表 2。

4.1 稳态工作

首先, 在环境温度为 25 °C, 太阳辐照度为 750 W/m² 和 1 000 W/m² 的稳定环境下, 对图 9 所示

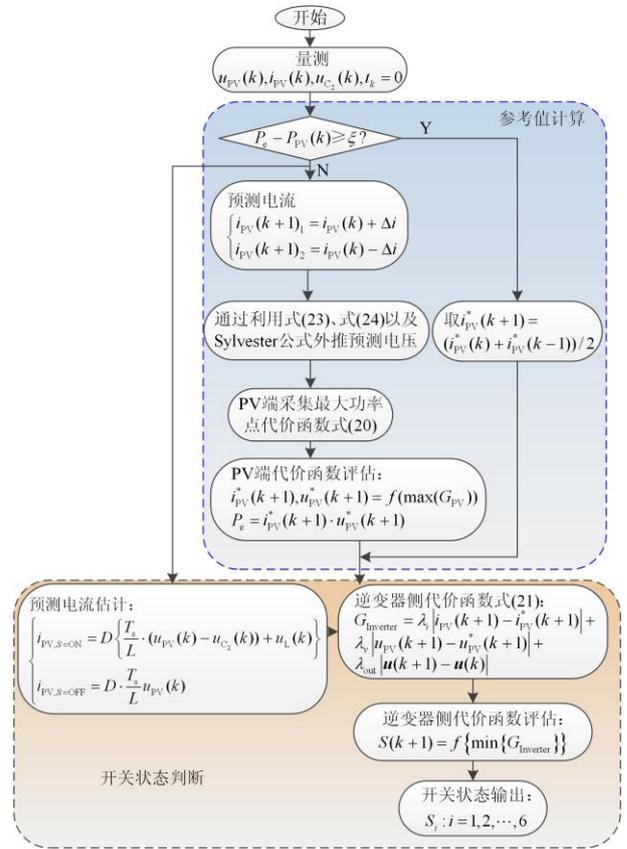


图 8 模型预测控制算法流程图

Fig. 8 Flow diagram of model predictive control algorithm

表 2 系统仿真参数

Table 2 Parameters of system simulation

参数	值
PV 端电容 C_{PV}/F	0.000 1
Boost 电路电阻 r_L/Ω	0.005
Boost 电路电感 L/mH	5
逆变器侧采样时间 $T_{in}/\mu s$	100
光伏侧采样时间 $T_s/\mu s$	1
DC 端电压 U_{DC}/V	500
光伏阵列串联模块数 n_s	5
光伏阵列并联模块数 n_p	66

的系统进行了仿真实验。实验结果如图 10 所示, PV 侧 Boost 电路的电感电流 i_L 以及逆变器输出端电流 i_{abc_vsc} 如图 10(a)所示。从电感电流 i_L 可以看出, 在太阳辐照度为 750 W/m² 条件下, 从光伏面板得到的平均电流为 273 A, 纹波为 0.5 A, 根据光伏阵列仿真模块 SunPower SPR-305-WHT 的理想特性曲线, 在 MPP 处的期望光伏阵列电流为 275 A, 理想值与实际测量值相差 2 ± 0.5 A 左右, 可见基本能够

准确地跟踪 MPP。太阳辐照度为 $1\ 000\ \text{W}/\text{m}^2$ 时, 直流母线电压 u_{dc} 、并网公共耦合点(PCC) a 相电压

$u_{\text{a_grid}}$ 、电流 $i_{\text{a_grid}}$ 如图 10(b)所示, 均显示了较好的稳定性。

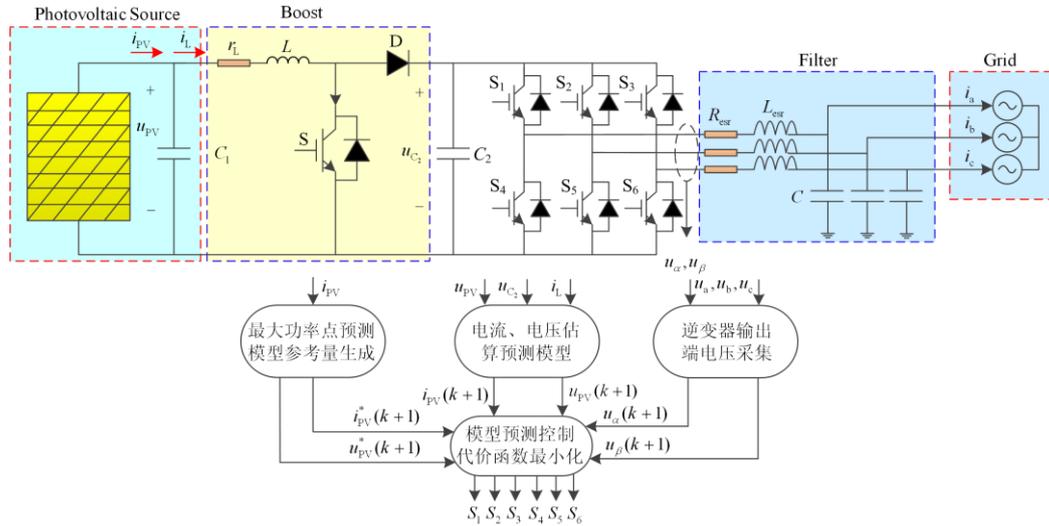


图 9 FCS-MPC 整体控制框图

Fig. 9 FCS-MPC overall control block diagram

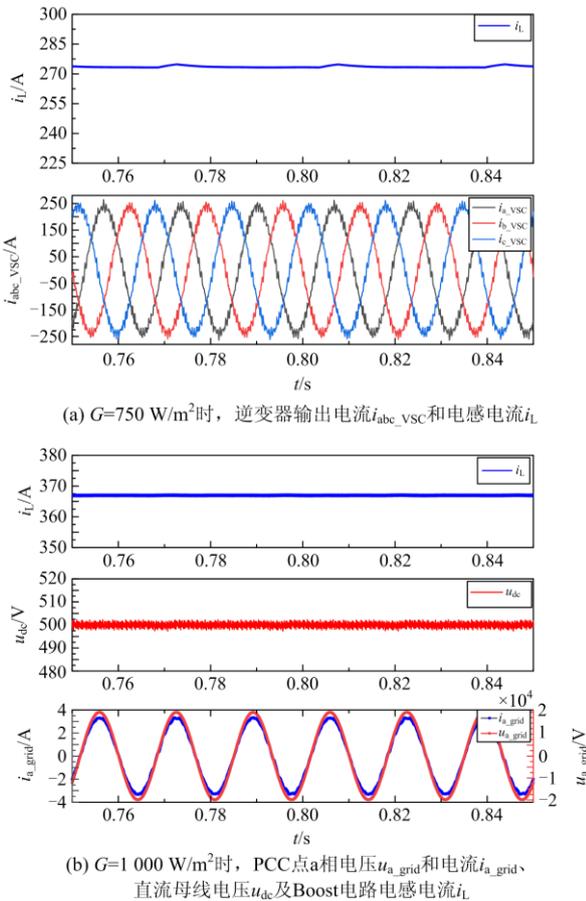


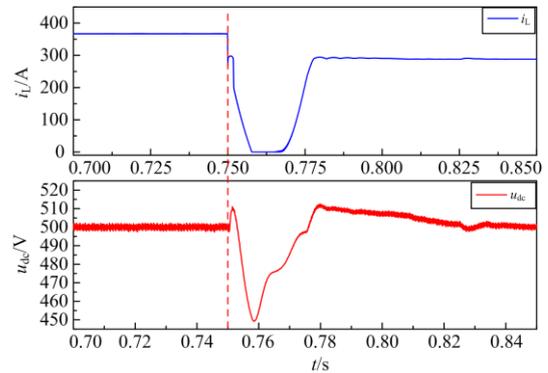
图 10 稳态工作波形

Fig. 10 Steady working simlink waveforms

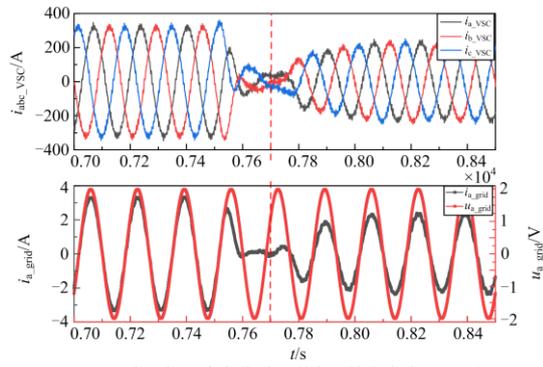
4.2 光伏功率波动

在外界环境突变的情况下, 图 11(a)、图 11(b)显示了系统在环境温度为 $25\ ^\circ\text{C}$, 太阳辐照度从 $1\ 000\ \text{W}/\text{m}^2$ 瞬间下降到 $750\ \text{W}/\text{m}^2$ 阶跃变化时的动态响应。系统开始运行时太阳辐照度为 $1\ 000\ \text{W}/\text{m}^2$, 在 $0.75\ \text{s}$ 瞬间太阳辐照度由 $1\ 000\ \text{W}/\text{m}^2$ 跳变到 $750\ \text{W}/\text{m}^2$, 电感电流 i_L 、直流母线电压 u_{dc} 、逆变器输出电流 $i_{\text{abc_vsc}}$ 以及并网公共耦合点(PCC) a 相电压 $u_{\text{a_grid}}$ 和电流 $i_{\text{a_grid}}$ 都瞬间减少, 并在一个很短的时间内又恢复到一个稳定值。

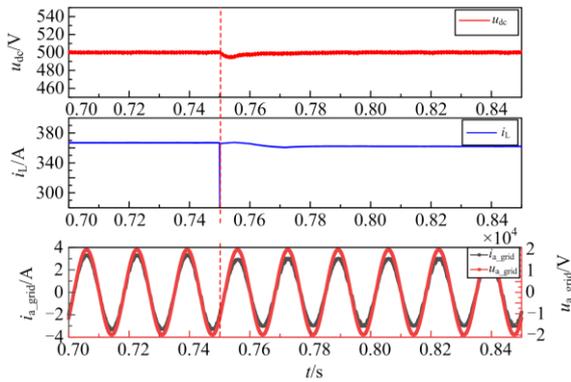
在太阳辐照度保持 $1\ 000\ \text{W}/\text{m}^2$ 的条件下, 计算了系统在 $25\sim 50\ ^\circ\text{C}$ 环境温度阶跃变化时的响应, 系统性能如图 11(c)所示, 在 $0.75\ \text{s}$ 瞬间温度阶跃变化之后, 电感 L 上的电流移动到新的 MPP, 并在 $0.78\ \text{s}$ 时刻快速地保持稳定值, 以提取光伏阵列



(a) 太阳辐照度变化时, Boost电路电感电流 i_L 、直流母线电压 u_{dc}



(b) 太阳辐照度变化时, 逆变器输出电流 i_{abc_vsc} 和 PCC点a相电压 u_{a_grid} 、电流 i_{a_grid}



(c) 温度变化时, 直流母线电压 u_{dc} 、电感电流 i_L 和 PCC点a相电压 u_{a_grid} 、电流 i_{a_grid}

图 11 瞬态工作仿真波形

Fig.11 Transient working simulink waveforms

的最大可用功率, 使电网侧电流、电压平稳变化, 不存在涌流。

在真实的环境下, 环境温度和太阳辐照度都不是瞬间改变的, 而是随着时间的推移逐渐变化。根据环境变化特点设计一个在温度保持 25 °C、太阳辐照度随时间变化的模拟环境模型, 如图 12 所示。在时间 $t=0.25$ s 时刻太阳辐照度从 $G=1000$ W/m² 开始线性下降, 经过 0.25 s 后下降到 $G=300$ W/m²。从时间 $t=0.85$ s 时刻开始, 太阳辐照度以每秒 1400 W/m² 的速率线性增加到 $G=1000$ W/m² 并保持该太阳辐照度恒定, 仿真实验结果如图 13 所示。

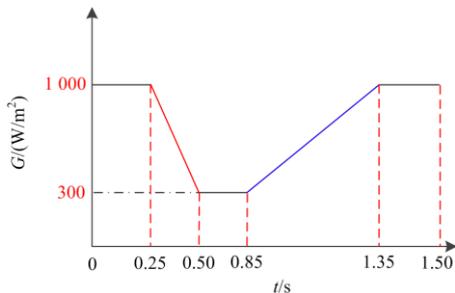


图 12 太阳辐照度曲线

Fig. 12 Solar irradiance curve

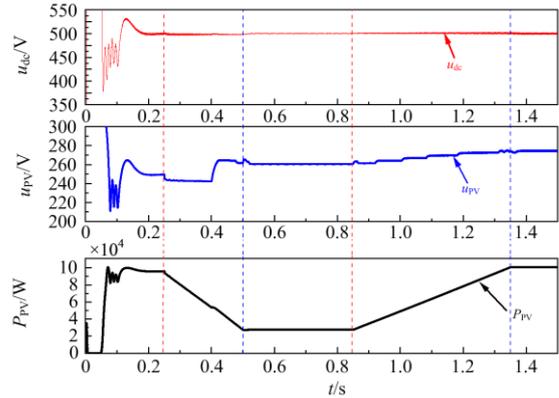


图 13 太阳辐照度随时间缓慢变化情况下动态响应波形

Fig. 13 Dynamic response waveform of solar irradiance changing slowly with time

图 13 显示了系统在环境温度保持 25 °C、太阳辐照度缓慢变化情况下, 光伏出口电压 u_{pv} 、出口功率 P_{pv} 以及直流母线电压 u_{dc} 。从出口功率 P_{pv} 可以看出随着太阳辐照度的变化出口功率也同步变化。

4.3 FCS-MPC 算法与 P&O 算法对比

在相同的环境下对所提出的 FCS-MPC 算法与传统的 P&O 算法进行性能对比。如图 14 所示, 在太阳辐照度 $G=1000$ W/m²、初始环境温度为 25 °C 条件下, 时间 $t=0.75$ s 时刻环境温度阶跃到 50 °C 时的光伏出口电压、电流以及功率对比波形图。从对比波形图可以看出, 当环境温度瞬间升高时, 太阳能电池的电压、电流以及出口功率均随温度的升高而降低, 并且所提出的 FCS-MPC 方法对环境变化的反应速率要高于传统的 P&O 方法, 能够在极短的时间内达到稳定输出状态, 而 P&O 方法要经历一段比较大的波动后才能达到稳定状态。

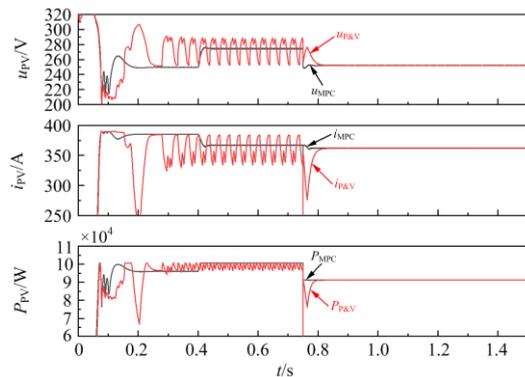


图 14 FCS-MPC 方法(黑色曲线)与 P&O 方法(红色曲线)在温度阶跃变化的性能比较

Fig. 14 Performance comparison of FCS-MPC method (black curve) vs. the P&O method (red curve) to step change in temperature

图 15 显示了在环境温度保持 25 °C 条件下, 太阳辐照度由初始的 $G=500 \text{ W/m}^2$ 在时间 $t=0.75 \text{ s}$ 时刻阶跃到 $G=1\ 000 \text{ W/m}^2$ 时, 光伏出口电压、电流以及功率对比波形图。从对比波形图可以看出, 在稳定的外界环境条件下, 所提出的 FCS-MPC 算法能够使太阳能电池的输出电压、电流以及功率均能在经过短时间的波动后迅速恢复到稳定的输出, 而采用传统的 P&O 算法会使得太阳能电池输出的电压、电流以及功率产生很大的波动, 并且经过较长时间都不能稳定输出。从对比波形图可以看出, 所提出的 FCS-MPC 对环境反应速率和系统稳定性都要优于 P&O。

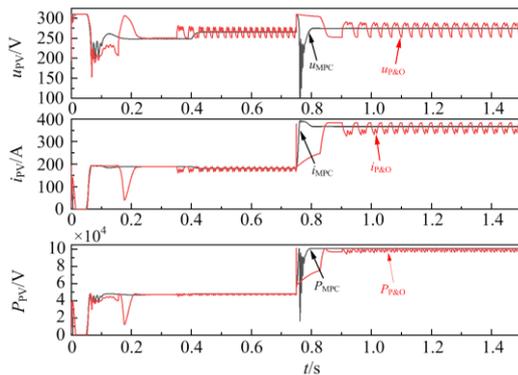


图 15 FCS-MPC 方法(黑色曲线)与 P&O 方法(红色曲线)对辐照度阶跃变化的性能比较

Fig. 15 Performance comparison of FCS-MPC method (black curve) vs. the P&O method (red curve) to step change in irradiance

5 结论

本文针对采用 Boost 升压电路的光伏发电系统, 提出了一种改进的基于离散时间系统的有限集模型预测 MPPT 算法。通过采用 FCS-MPC 控制策略实现了在单级变换系统中 MPPT、逆变器输出并网两端能量控制。首先建立了 Boost 升压电路的离散时间模型, 然后设计光伏功率 MPPT 模块获取光伏出口电流、电压参考值, 而后设计代价函数来选取输出最优的逆变器开关组合。最后通过设计不同的环境场景, 并进行仿真实验。实验结果表明, 所提出的控制算法能够快速跟踪参考信号, 收敛于真实的最大功率点, 对环境条件变化具有快速动态响应, 运行稳定。由于环境条件突变引起的电网电流动态变化期间没有观察到浪涌电流。并且与 P&O 算法相比, 在静态和动态条件下该方案更具良好的动态性能。

参考文献

[1] ABDEREZAK L, AISS B, HAMZA S. Comparative

- study of three MPPT algorithms for a photovoltaic system control[C] // 2015 World Information Technology & Computer Applications Congress (WCITCA), June 11-13, 2015, Hammamet, Tunisia: 1-5.
- [2] JYRI KIVIMAKI, KOLESNI S, SITBON M, et al. Revisited perturbation frequency design guideline for direct fixed-step maximum power point tracking algorithms[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(6): 4601-4609.
- [3] PAZ F, ORDONEZ M. High-performance solar MPPT using switching ripple identification based on a lock-in amplifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3595-3604.
- [4] FEMIA N, PETRONE G, SPAGNUOLO G, et al. Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(4): 963-973.
- [5] AHMAD J. A fractional open circuit voltage based maximum power point tracker for photovoltaic arrays[C] // 2010 2nd International Conference on Software Technology and Engineering (ICSTE), October 3-5, 2010, San Juan, PR, USA: 247-250.
- [6] ESRAM T, CHAPMAN P L. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2007, 22(2): 439-449.
- [7] 金豪圣, 曹炜, 邹龙, 等. 考虑分布式光伏低电压穿越的配电网改进短路电流计算[J]. 电测与仪表, 2020, 57(10): 30-35.
- JIN Haosheng, CAO Wei, ZOU Long, et al. Improved short-circuit current calculation for distribution network considering distributed photovoltaic with capability low voltage ride-through[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(10): 30-35.
- [8] MOHANTY S, SUBUDHI B, RAY P K. A grey wolf-assisted perturb & observe MPPT algorithm for a PV system[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 32(1): 340-347.
- [9] BHATNAGAR P, NEMA R K. Maximum power point tracking control techniques: state-of-the-art in photovoltaic applications[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2013, 23: 224-241.
- [10] AHMED J, SALAM Z. A modified P&O maximum power point tracking method with reduced steady-state oscillation and improved tracking efficiency[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2016, 7(4): 1506-1515.
- [11] JAVED M Y, MURTAZA A F, LING Q, et al. A novel MPPT design using generalized pattern search for partial shading[J]. Energy and Buildings, 2016, 133: 59-69.

- [12] AHMED J, SALAM Z. An enhanced adaptive P&O MPPT for fast and efficient tracking under varying environmental conditions[J]. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2018, 9(3): 1487-1496.
- [13] REZAEI M M, ASADI H. A modified perturb-and-observe-based maximum power point tracking technique for photovoltaic energy conversion systems[J]. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, 2019, 30(5): 822-831.
- [14] 李军徽, 冯喜超, 严干贵, 等. 高风电渗透率下的电力系统调频研究综述[J]. *电力系统保护与控制*, 2018, 46(2): 163-170.
LI Junhui, FENG Xichao, YAN Gangui, et al. Survey on frequency regulation technology in high wind penetration power system[J]. *Power System Protection and Control*, 2018, 46(2): 163-170.
- [15] 李欣悦, 李凤婷, 尹纯亚, 等. 直流双极闭锁故障下送端系统暂态过电压计算方法[J]. *电力系统保护与控制*, 2021, 49(1): 1-8.
LI Xinyue, LI Fengting, YIN Chunya, et al. Transient overvoltage calculation method of HVDC sending-end system under DC bipolar blocking[J]. *Power System Protection and Control*, 2021, 49(1): 1-8.
- [16] 张伟晨, 熊永新, 李程昊, 等. 基于改进 VDCOL 的多馈入直流系统连续换相失败抑制及协调恢复[J]. *电力系统保护与控制*, 2020, 48(13): 63-72.
ZHANG Weichen, XIONG Yongxin, LI Chenghao, et al. Continuous commutation failure suppression and coordinated recovery of multi-infeed DC system based on improved VDCOL[J]. *Power System Protection and Control*, 2020, 48(13): 63-72.
- [17] METRY M, SHADMAND M B, BALOG R S, et al. MPPT of photovoltaic systems using sensorless current-based model predictive control[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2017, 53(2): 1157-1167.
- [18] ABDEL-RAHIM O, FUNATO H. Model predictive control based maximum power point tracking technique applied to ultra step-up boost converter for PV applications[C] // 2014 IEEE Innovative Smart Grid Technologies-Asia (ISGT ASIA), May 20-23, 2014, Kuala Lumpur, Malaysia: 138-142.
- [19] 陈磊, 何慧雯, 王磊, 等. 基于限流器与断路器协调的混合直流输电系统故障隔离方法[J]. *电力系统保护与控制*, 2020, 48(19): 119-127.
CHEN Lei, HE Huiwen, WANG Lei, et al. Fault isolation method of a hybrid HVDC system based on the coordination of a fault current limiter and a DC circuit breaker[J]. *Power System Protection and Control*, 2020, 48(19): 119-127.
- [20] 方番, 李媛, 肖先勇, 等. 储能型准 Z 源逆变器的有限集模型预测控制策略[J]. *中国电机工程学报*, 2019, 39(7): 2133-2143.
FANG Fan, LI Yuan, XIAO Xianyong, et al. A finite control set-model predictive control for energy-stored quasi-Z-source inverters[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2019, 39(7): 2133-2143.
- [21] LASHAB A, SERA D, GUERRERO J M. A dual-discrete model predictive control-based MPPT for PV systems[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(10): 9686-9697.
- [22] SHANG L, GUO H, ZHU W. An improved MPPT control strategy based on incremental conductance algorithm[J]. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 2020, 5(2): 176-163. DOI: 10.1186/s41601-020-00161-z.
- [23] 韩晓娟, 梁宇博, 王梦圆, 等. 基于 KF-MPC 的光储系统双调节反馈优化控制方法[J]. *太阳能学报*, 2021, 42(1): 56-62.
HAN Xiaojuan, LIANG Yubo, WANG Mengyuan, et al. Dual-regulating feedback optimization control method of PV combined energy storage system based on KF-MPC[J]. *Acta Energetica Sinica*, 2021, 42(1): 56-62.
- [24] 孙立明, 杨博. 蓄电池/超导混合储能系统非线性鲁棒分数阶控制[J]. *电力系统保护与控制*, 2020, 48(22): 76-83.
SUN Liming, YANG Bo. Nonlinear robust fractional-order control of battery/SMES hybrid energy storage systems[J]. *Power System Protection and Control*, 2020, 48(22): 76-83.
- [25] 李恒杰, 李治廷, 陈伟, 等. 基于改进 P&O 与 MPC 算法的光伏 MPPT 控制研究[J]. *电源技术*, 2019, 43(11): 1843-1846.
LI Hengjie, LI Zhiting, CHEN Wei, et al. MPPT control research based on an improved P&O and MPC algorithm[J]. *Power Technology*, 2019, 43(11): 1843-1846.
- [26] 张宏, 董海鹰, 陈钊, 等. 基于模型预测控制的光热-光伏系统多时间尺度无功优化控制策略研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2020, 48(9): 135-142.
ZHANG Hong, DONG Haiying, CHEN Zhao, et al. Multi-time scale reactive power optimal control strategy of a CSP-PV system based on model predictive control[J]. *Power System Protection and Control*, 2020, 48(9): 135-142.

收稿日期: 2020-11-11; 修回日期: 2021-03-22

作者简介:

李立雄(1985—), 男, 通信作者, 硕士, 研究方向为新能源发电与优化控制; E-mail: lixiong.li@hncu.edu.cn

阳同光(1974—), 男, 博士, 教授, 研究方向为电机控制与故障诊断、并网逆变器控制、状态监测。E-mail: yangtongguang@hncu.edu.cn

(编辑 许威)