

一种基于复合抗干扰的DC-DC 变换器控制方法

周嘉炜¹, 李生权^{1,2}, 李 娟^{1,2}, 张 瑾¹, 刘 超¹

(1. 扬州大学水利与能源动力工程学院, 扬州 225127; 2. 东南大学复杂工程系统测量与控制教育部重点实验室, 南京 210096)

摘 要: 针对光伏发电系统中DC-DC变换器由于负载和环境条件的变化等扰动引起的输出波动问题,提出一种基于模型预测控制与干扰观测器结合的复合控制策略。首先,根据光伏阵列模型,利用电流扫描法计算出最大功率点的电压值,然后运用模型预测控制方法预测系统的未来状态,再由滚动优化求出系统的最优控制变量并在线控制,得到新的开关控制策略。同时利用干扰观测器观测DC-DC变换器在运行过程中由各种不确定性所引起的内外干扰,并进行补偿。最后的仿真结果表明,文中所提的复合抗干扰方法具有更好的电压跟踪性能和鲁棒性。

关键词: 光伏发电; 模型预测控制; 干扰控制; DC-DC变换器; 最大功率跟踪

中图分类号: TK514; TP273.3 **文献标识码:** A

0 引 言

近年来,随着光伏产业的不断发展,光伏发电系统在各行各业得到广泛应用。因此,降低各类因素对发电系统的干扰,提高发电系统的稳定性以及最大效率地利用光伏阵列的输出功率成为非常重要的课题。光伏发电系统主要是由光伏阵列、逆变器以及并网环节或负载设备组成(见图1)。根据逆变器功率变换的级数又可分为单级式和多级式变换器,单级式逆变器只需通过一个逆变过程就完成逆变、电压变换及控制功能;多级式逆变器通常由前级DC-DC和后级DC-AC组成,其中前级的DC-DC变换器实现最大功率点跟踪(MPPT)控制和直流母线稳压的功能,是多级式逆变器中的重要环节。

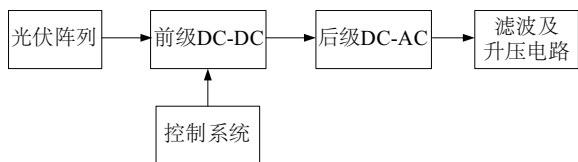


图1 光伏发电系统结构

Fig. 1 Structure of photovoltaic generation system

用非常广泛的一种控制策略,在先进制造、能源、环境、航天航空等许多领域中,都有广泛应用,如供应链管理^[1]、工业机器人^[2]、伺服电机控制^[3]、城市污水处理^[4]、高超飞行器控制^[5]、卫星姿态控制^[6]、光伏电站低电压穿越^[7]等。由于模型预测控制是一种基于模型进行控制的方法,而且具有在线处理的能力,控制效果好、鲁棒性强等优点,可有效克服过程的不确定性、非线性和并联性^[8]。故本文将作为一个主控制器应用在DC-DC变换器中。

此外,光伏发电系统的工作环境和器件构成均有差别,极有可能因为环境因素等的变化引起系统的不稳定。而应对此类不确定性扰动时,传统反馈控制器往往不能直接和快速地反应,只是被动地抗干扰。干扰观测器作为主反馈控制系统的一个补丁,可实时观测干扰,及时主动补偿,在无干扰情况下不影响主控制器工作,在有干扰情况下可加速系统响应,文献[9]将干扰观测器运用在DC-DC变换器中取得了良好的效果。因此本文结合模型预测控制和干扰观测器,设计一种复合抗干扰的DC-DC变换器控制方案,提高系统的跟踪性能和鲁棒性。

模型预测控制(MPC)作为工业控制系统中应

收稿日期: 2016-10-12

基金项目: 国家自然科学基金(61773335; 51405428); 江苏省自然科学基金(BK20171289); 扬州市优秀青年基金(YZ2017099)

通信作者: 李生权(1982—), 男, 博士、副教授, 主要从事主动抗扰理论及其在新能源领域应用方面的研究。sqli@yzu.edu.cn

1 光伏阵列的建模

1.1 太阳电池的 U - I 曲线模型

太阳电池的发电原理是光生伏打效应,由于单片太阳电池产生的电压值很小,因此现实生产中将大量的太阳电池组合构成光伏阵列。太阳电池的模型主要有 U - I 特性模型、简化工程模型等几种描述形式,图 2 是太阳电池的等效电路。

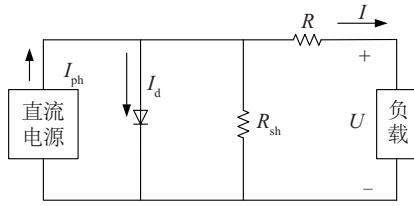


图2 太阳电池等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of solar cell

由图 2 可得出太阳电池的 U - I 特性方程如下:

$$I = I_{ph} - I_d \left[e^{\frac{q(U + IR_s)}{AkT}} - 1 \right] - \frac{U + IR_s}{R_{sh}} \quad (1)$$

式中, R_s ——等效串联阻抗, Ω ; R_{sh} ——等效并联阻抗, Ω ; q ——电子常量, C ; A ——任意曲线的拟合常数, 一般 $1 \leq A \leq 2$; T ——电池温度, $^{\circ}C$; k ——玻尔兹曼常数; I_{ph} 、 I_d ——光生电流和二极管上的反向饱和漏电流, A , I_{ph} 、 I_d 是随着辐照度和温度而变化的量, 表达式分别为:

$$I_{ph} = I_{sco} [1 + h_1(T - T_{ref})] S / S_{ref} \quad (2)$$

$$I_d = b_1 T^3 e^{-a_1/T} \quad (3)$$

式中, I_{sco} ——标准日照、标准温度下的短路电流值, A ; h_1 ——温度系数, 值为 $6.4 \times 10^{-4} K^{-1}$; T_{ref} ——标准电池温度, 值为 $25^{\circ}C$; a_1 、 b_1 ——常数, $a_1 = 1.336 \times 10^4$, $b_1 \approx 235$; S ——辐照度, W/m^2 ; S_{ref} ——标准辐照度, W/m^2 。

1.2 简化工程模型

在 1.1 节中得到的物理原理模型已在太阳电池理论分析中得到广泛使用,但由于表达式中的参数与太阳电池的工作环境有关,各个参数确定困难。为方便生产实际,文献[10~12]提出工程用的太阳电池数学模型。由于 $(U + IR_s)/R_{sh}$ 项通常情况下远小于光电流,因此该模型中将其忽略,另外由于通常情况下 R_s 远小于二极管的正向导通电阻,因此假

设 $I_{sh} = I_{sc}$ 。

这样, U - I 方程可简化为:

$$I = I_{sc} \left\{ 1 - C_1 \left[e^{\left(\frac{U}{C_2 U_{oc}} \right)} - 1 \right] \right\} \quad (4)$$

其中,

$$C_1 = \left(1 - \frac{I_m}{I_{sc}} \right) e^{-\frac{U_m}{C_2 U_{oc}}} \quad (5)$$

$$C_2 = \left(\frac{U_m}{U_{oc}} - 1 \right) \left[\ln \left(1 - \frac{I_m}{I_{sc}} \right) \right]^{-1} \quad (6)$$

式中, I_m 、 I_{sc} ——最大功率点电流及短路电流, A ; U_m 、 U_{oc} ——最大功率点电压及开路电压, V 。

上述模型中,只需标准技术参数就可确定 U - I 曲线。但这几个参数会随着环境因素的变化而变化,文献[13]提出以下修正公式:

$$\begin{cases} \Delta T = T - T_{ref} \\ \Delta S = \frac{S}{S_{ref}} - 1 \\ I'_{sc} = \frac{I_{sc} S}{S_{ref}} (1 + a \Delta T) \\ U'_{oc} = U_{oc} (1 - c \Delta T) (1 + b \Delta S) \\ I'_m = \frac{I_m S}{S_{ref}} (1 + a \Delta T) \\ U'_m = U_m (1 - c \Delta T) (1 + b \Delta S) \end{cases} \quad (7)$$

式中, I'_{sc} 、 U'_{oc} 、 I'_m 、 U'_m —— I_{sc} 、 U_{oc} 、 I_m 、 U_m 在当前环境下的修正值; a 、 b 、 c ——常数, $a = 0.0025$, $b = 0.5$, $c = 0.00288$; $S_{ref} = 1000 W/m^2$ 。

1.3 最优功率点的选择

最大功率点(maximum power point, MPP)的选择是光伏发电系统中非常重要的部分。不同环境条件下光伏阵列的 U - I 曲线图不一样,造成最大功率点也在变化,如图 3 所示。

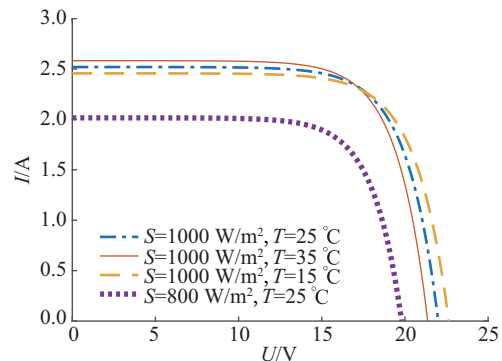


图3 各种不同环境下的光伏阵列 U - I 曲线

Fig. 3 U - I curves of PV array in different environment

本文基于1.2节中得到的太阳电池的工程化模型开展研究,在模型预测控制控制器中内置电流扫描算法,计算最大功率点时电压 U 值,从而为后续MPC控制器提供参考值。

2 Buck型DC-DC变换器模型的建立

Buck型DC-DC变换器是一种输出直流电压等于或小于输入直流电压的单管非隔离式DC-DC变换器,其原理如图4所示。

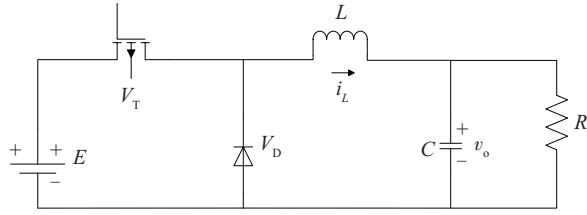


图4 DC-DC变换器电路图

Fig. 4 Circuit diagram of DC-DC converter

为了分析问题的方便,假设该Buck变换器为理想变换器。串流连续模式(continuous current mode, CCM)下,Buck电路的数学模型可表示为:

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= \mu E - v_o \\ C \frac{dv_o}{dt} &= i_L - \frac{v_o}{R} \end{aligned} \quad (8)$$

式中, E ——输入的直流电压,V; R ——电路的负载电阻值, Ω ; i_L ——通过电感器的电流,A; V_T ——开关管两端电压,V; v_o ——变换器的输出电压,V; μ ——占空比, $\mu \in [0, 1]$ 。

定义系统状态向量 $x(t) = [i_L(t), v_o(t)]^T$,其中 $i_L(t)$ 为流经电感的电流, $v_o(t)$ 为负载端输出电压,则式(8)可用以下状态方程表示:

$$\begin{aligned} \mu E &= L\dot{x}_1 + x_2 \\ C\dot{x}_2 &= x_1 - \frac{x_2}{R} \end{aligned} \quad (9)$$

定义输入 $u = \mu E$,则式(9)可进一步改写为:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_c x + B_c u \\ y &= C_c x \end{aligned} \quad (10)$$

$$\text{式中, } A_c = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}; B_c = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}; C_c = [0 \quad 1].$$

3 复合抗干扰控制器的设计

3.1 模型预测控制增广状态空间模型的建立

将式(10)通过式(11)转化为离散时间模型:

$$\begin{cases} A_d = e^{A_c T_s} \\ B_d = \int_0^{T_s} e^{A_c \tau} d\tau \cdot B_c \\ C_d = C_c \end{cases} \quad (11)$$

式中, T_s ——系统采样时间; τ ——时间。

则得出线性离散系统的增量型状态空间模型:

$$\begin{cases} \Delta x(kT+1) = A_d \Delta x(kT) + B_d \Delta u(kT) \\ y(kT) = C_d x(kT) \end{cases} \quad (12)$$

设一个新的状态变量: $x'(kT) = [\Delta x(kT)^T \quad y(kT)]^T$ 。因 $y(kT) = C_d x(kT)$,则 $y(kT+1) = C_d x(kT+1)$,将2个式子做差:

$$y(kT+1) = C_d A_d \Delta x(kT) + C_d B_d \Delta u(kT) + y(kT) \quad (13)$$

形成了新的增广状态空间模型:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta x(kT+1) \\ y(kT+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_d & O_m^T \\ C_d A_d & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x(kT) \\ y(kT) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_d \\ C_d B_d \end{bmatrix} \Delta u(kT) \\ y(kT) &= [O_m \quad 1] \begin{bmatrix} \Delta x(kT) \\ y(kT) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (14)$$

可改写为:

$$\begin{cases} x'(kT+1) = A x'(kT) + B \Delta u(kT) \\ y(kT) = C x'(kT) \end{cases} \quad (15)$$

其中, $A = \begin{bmatrix} A_d & O_m^T \\ C_d A_d & 1 \end{bmatrix}$; $B = \begin{bmatrix} B_d \\ C_d B_d \end{bmatrix}$; $C = [O_m \quad 1]$, O_m 为 m 阶的零矩阵。

3.2 预测未来时域内的状态变量和输出

将未来的控制信号作为调节变量来计算预测对象输出。这种预测通过一个优化窗口来说明。设当前时间是 kT ,优化窗的长度是 N_p ,然后将其作为样本的数量。

假设在采样时刻 kT , $kT \geq 0$ 时,状态变量 $x(k)$ 可通过测量得到,状态 $x(k)$ 提供当前对象的信息。未来的控制序列为:

$$\Delta x(kT), \Delta x(kT+1), \dots, \Delta x(kT+N_c-1) \quad (16)$$

式中, N_c ——控制时域,用来描述捕捉未来控制轨迹的参数数量; N_p ——预测时域,是预测未来状态变量的样本数量,也是优化窗口的长度。因此,应选择 $N_c \leq N_p$ 。

基于增广状态空间模型,使用未来的控制序列可以链式地预测未来 N_p 时域内时刻的状态:

$$\begin{aligned}
x'(kT+1|kT) &= Ax'(kT) + B\Delta u(kT) \\
x'(kT+2|kT) &= Ax'(kT+1) + B\Delta u(kT+1) \\
&= A^2 x'(kT) + AB\Delta u(kT) + B\Delta u(kT+1) \\
&\vdots \\
x'(kT+N_p|kT) &= A^{N_p} x'(kT) + A^{N_p-1} B\Delta u(kT) + \cdots \\
&\quad A^{N_p-N_c} B\Delta u(kT+N_c-1)
\end{aligned} \quad (17)$$

定义:

$$Y = [y(kT+1|kT) \quad y(kT+2|kT) \quad \cdots \quad y(kT+N_p|kT)]^T \quad (18)$$

$$\Delta U = [\Delta u(kT) \quad \Delta u(kT+1) \quad \cdots \quad \Delta u(kT+N_c-1)]^T$$

在单输入单输出的情况下:

$$Y = Fx'(kT) + \Phi \Delta U \quad (19)$$

其中,

$$F = \begin{bmatrix} CA \\ CA^2 \\ CA^3 \\ \vdots \\ CA^{N_p} \end{bmatrix}, \Phi = \begin{bmatrix} CB & 0 & \cdots & 0 \\ CAB & CB & \cdots & 0 \\ CA^2 B & CAB & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ CA^{N_p-1} B & CA^{N_p-2} B & \cdots & CA^{N_p-N_c} B \end{bmatrix}$$

3.3 建立目标函数和求解优化

现定义给定信号的数据矩阵为:

$$R_s^T = \overbrace{[1 \quad \cdots \quad 1]}^{N_p} r(kT) \quad (20)$$

定义代价函数为:

$$J = (R_s - Y)^T (R_s - Y) + \Delta U^T \bar{R} \Delta U \quad (21)$$

式(20)是预测输出与设定的给定信号之间的最小的客观误差,而式(21)反映了要考虑输入量 ΔU 的大小而使目标函数尽可能的小。 \bar{R} 是一个对角矩阵的形式, $\bar{R} = r_w I_{N_c \times N_c}$ ($r_w \geq 0$), 其中 r_w 是作为调整参数使系统获得所需的闭环性能。

为了找到最优控制序列,将式(21)代入目标函数,目标函数被表示成:

$$J = (R_s - Fx'(kT))^T (R_s - Fx'(kT)) - 2\Delta U^T \Phi^T (R_s - Fx'(kT)) + \Delta U^T (\Phi^T \Phi + \bar{R}) \Delta U \quad (22)$$

对代价函数求导:

$$\frac{\partial J}{\partial \Delta U} = -2\Phi^T (R_s - Fx'(kT)) + 2(\Phi^T \Phi + \bar{R}) \Delta U \quad (23)$$

令导数等于零,可得出 kT 时刻的控制序列为:

$$\Delta U = (\Phi^T \Phi + \bar{R})^{-1} \Phi^T (\bar{R}_s r(kT) - Fx'(kT)) \quad (24)$$

3.4 滚动时域控制

最优控制序列包含一系列解,基于滚动时域控

制的原则,只将序列的第 1 个元素作用于系统,而忽略序列的其他部分。也就是说,当在下一个采样周期到达时,最新的测量结果形成新的状态变量 $x'(kT+1)$,重新计算未来的系统输出,并且重新计算最优控制序列。滚动时域,重复进行。

3.5 干扰观测器的设计

干扰观测器(disturbance observer, DOB)的设计原则是将参数变化及外部扰动造成的实际被控对象与名义模型输出差异等效到控制的输入端,即观测等效扰动,这样就在控制中扰动被完全抑制。

为了研究干扰,将输入电压的突变作为系统的扰动变量。DC-DC 变换器的状态空间方程已由式(10)求出,由于输入 $u = \mu E$,输入电压的扰动记为 ΔE 。现在的输入 $u' = \mu(E + \Delta E)$ 。则改写为式(25):

$$\begin{cases} \dot{x} = A_c x + B_c(u + d) \\ y = C_c x \end{cases} \quad (25)$$

接下来的时域的干扰观测器可描述成:

$$\begin{cases} \dot{z} = -L_g B_c(z + L_g x) - L_g (A_c x + B_c u) \\ \hat{d} = z + L_g x \end{cases} \quad (26)$$

式中, \hat{d} —— 干扰的估计值; z —— 观测器的内部变量; L_g —— 观测器设计的增益矩阵。

根据以上分析,时域的干扰观测器结构如图 5 所示。复合控制器由:属于反馈控制的模型预测控制部分和基于扰动观测器的前馈控制部分组成,根据分离原理对反馈 MPC 和前馈 DOB 部分独立进行设计。反馈控制用于跟踪控制对象的标称性能和稳定性。扰动观测器用于估计控制对象的扰动和不确定性并通过前馈通道进行补偿。使得对象的跟踪控制性能和干扰抑制性能可通过反馈控制器和前馈控制器来分别实现。

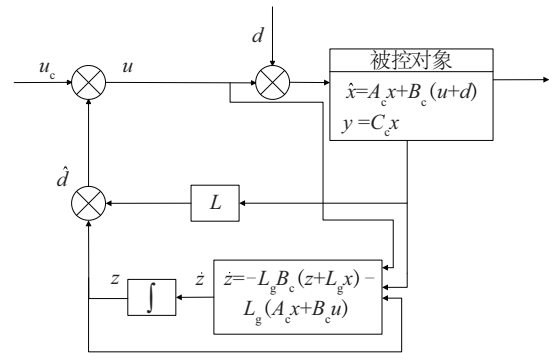


图5 线性系统的时域干扰观测器原理框图

Fig. 5 Principle block diagram of DOB in linear system

4 仿真实验

为验证复合抗干扰策略的电压跟踪性能,太阳能电池的参数选择如下:短路电流 $I_{sc}=2.52\text{ A}$,开路电压 $U_{oc}=22\text{ V}$,最大功率点电流 $I_m=2.31\text{ A}$,最大功率点电压 $U_m=17.3\text{ V}$ 。光照环境参数选择如下:辐照度 $S=1000\text{ MW/m}^2$,环境温度 $T=25\text{ }^{\circ}\text{C}$; Buck型DC-DC变换器的参数选择如下:电感 $L=4.7\times 10^{-3}\text{ H}$,电容 $C=1000\times 10^{-6}\text{ F}$,负载电阻 $R=100\text{ }\Omega$ 。为验证所提复合抗干扰控制方法的优越性,与传统的MPC进行仿真对比研究。为模拟系统实际干扰的情况,本文干扰选取以下情况:1)在环境条件不变的前提下,系统负载的突变引起光伏面板输出电压的变化,也即是DC-DC变换器输入电压的变化,本仿真采用一个数值为5的阶跃扰动信号,模拟系统负载变化导致的光伏面板输出电压的变化;2)采用三角波扰动模拟输入电压的抖动。

4.1 负载突变扰动仿真结果

图6为控制器的控制量对比图,由图6可知,传统MPC控制器控制量出现了控制量突变的情况,并且稳定值15 V突降至10 V,控制量的突变会对系统造成较大的谐波影响,进而影响DC-DC变换器的实际输出波形。

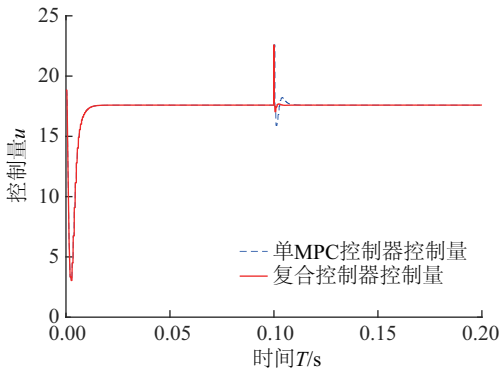


图6 控制量对比图
Fig. 6 Compared curves of control variables

由图7可知,干扰观测器观测出了干扰,并通过前馈通道进行补偿。在应对扰动时,由于模型预测控制算法自身具有较强的鲁棒性,因此MPC控制器能较快地抑制住干扰,但振荡较明显,输出电压值变化最大达到-1 V;而本文所提的复合抗干扰控制方法,输出电压回归稳定的时间显著缩短,输

出电压的波动范围约为 $\pm 0.2\text{ V}$,详细的输出电压对比情况如图8所示。2种控制方法的积分绝对值量化误差如表1所示。

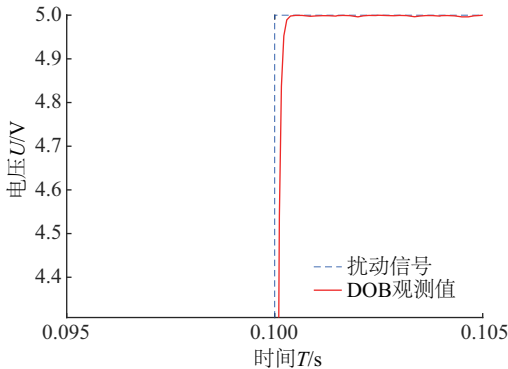


图7 干扰观测器输出图
Fig. 7 Output of DOB

结合图8和表1可知,复合控制器的积分绝对误差值比MPC控制器小了很多。与MPC控制器比较,本文所提方法获得了最小的超调和积分绝对误差值。

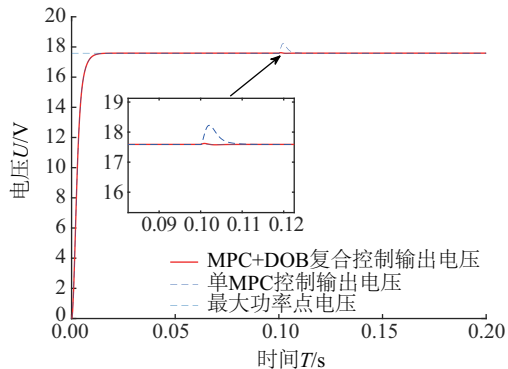


图8 输出电压对比图
Fig. 8 Compared curves of output voltage

表1 系统跟踪性能指标

Tabel 1 Tracking performance indexes of output voltages with different control method		
控制器	MPC-DOB	MPC
超调量	0	0
积分绝对误差	144.4	184.5

4.2 电压抖动扰动仿真结果

在0.06 s时加入一个最大值为5的扰动信号,0.07 s时扰动去除,电压输出结果如图9所示。据图可知,在应对电压抖动时,文中所提的复合控制器控制时Buck电路输出基本不变,而传统MPC控

制器有较为明显的波动。

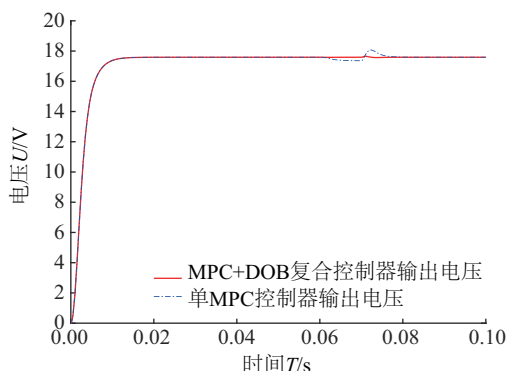


图9 输出电压对比图

Fig. 9 Compared curves of output voltage

同时,如图 10 所示,所提的复合控制器的控制量也较 MPC 控制器变化幅度小,实现了用更少的能量取得更优的效果的功能。

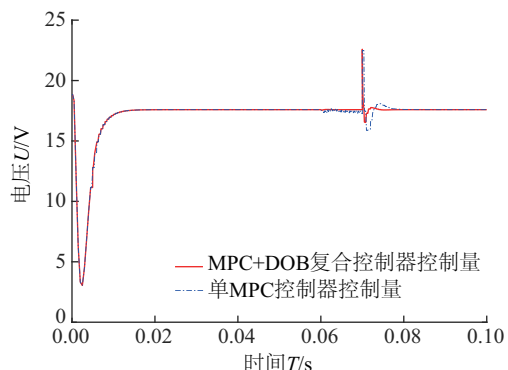


图 10 控制量对比图

Fig. 10 Compared curves of control variables

5 结 论

模型预测控制可基于系统的模型和当前状态对未来的系统状态量进行预测,并能求解优化方程得到最优的控制量,以最小的代价实现对控制对象的最优控制。干扰观测器可在不影响原有控制效果的情况下,显著改善原系统应对干扰时的响应效果。仿真结果表明,2 种控制方法的结合能非常有效地应对 DC-DC 变换器输入电压大幅度波动的情况,为复杂工况下工作的 DC-DC 变换器上的精准电压跟踪提供了有效的途径。

[参考文献]

[1] Fu Dongfei, Ionescu C, Aghezzaf El- H, et al. Quantifying and mitigating the bullwhip effect in a

benchmark supply chain system by an extended prediction self- adaptive control ordering policy [J]. Computers & Industrial Engineering, 2015, 81: 46—57

[2] Wilson J, Charest M, Dubay R. Non- linear model predictive control schemes with application on a 2-link vertical robot manipulator [J]. Robotics and Computer-Integrated Manufacturing, 2016, 41(C): 23—30.

[3] Khanmirza E, Esmailzadeh A, Markazi A D N, et al. Predictive control of a building hybrid heating system for energy cost reduction[J]. Applied Soft Computing, 2016, 46(C): 407—423.

[4] Sadeghassadi M, Macnab C J, Westwick D. Design of a generalized predictive controller for a biological wastewater treatment plant[J]. Water Science and Technology, 2016, 73(8): 1986—2006.

[5] Liu Huixian, Li Shihua. Speed control for PMSM servo system using predictive functional control and extended state observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 1171—1183.

[6] Mirshams M, Khosrojerdi M. Attitude control of an underactuated spacecraft using tube-based MPC approach[J]. Aerospace Science and Technology, 2016, 48: 140—145.

[7] 贾利虎, 朱永强, 孙小燕, 等. 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.

[7] Jia Lihu, Zhu Yongqiang, Sun Xiaoyan, et al. A control method of low voltage ride through for photovoltaic plant based on model current predictive control[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(7): 68—74.

[8] Yang Jun, Zheng Weixing, Li Shihua, et al. Design of a prediction-accuracy-enhanced continuous-time MPC for disturbed systems via a disturbance observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(9): 5807—5816.

[9] Wang Junxiao, Li Shihua, Yang Jun, et al. Finite-time disturbance observer based non- singular terminal sliding-mode control for pulse width modulation based DC-DC buck converters with mismatched load disturbances[J]. IET Power Electronics, 2016, 9(9): 1995—2002.

[10] 刘邦银, 段善旭, 康 勇. 单相单级并网光伏发电系统中一次功率扰动的分析与抑制[J]. 太阳能学报, 2008, 29(4): 407—411.

[10] Liu Bangyin, Duan Shanxu, Kang Yong. Analysis and

- suppression of the second power disturbance in single-phase single-stage photovoltaic grid-connected generation system[J]. *Acta Energiae Solaris Sinica*, 2008, 29(4): 407—411.
- [11] 程 泽, 董梦男, 韩丽洁, 等. 基于自适应混沌粒子群算法的太阳电池模型参数辨识[J]. *电工技术学报*, 2014, 29(9): 245—252.
- [11] Cheng Ze, Dong Mengnan, Han Lijie, et al. Extraction of solar cell model parameters based on self-adaptive chaos particle swarm optimization algorithm[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2014, 29(9): 245—252.
- [12] 苏建徽, 余世杰, 赵 为, 等. 硅太阳能电池工程用数学模型[J]. *太阳能学报*, 2001, 22(4): 409—412.
- [12] Su Jianhui, Yu Shijie, Zhao Wei, et al. Investigation on engineering analytical model of silicon solar cells[J]. *Acta Energiae Solaris Sinica*, 2001, 22(4): 409—412.
- [13] 刘东冉, 陈树勇, 马 敏, 等. 光伏发电系统模型综述[J]. *电网技术*, 2011, 35(8): 47—52.
- [13] Liu Dongran, Chen Shuyong, Ma Min, et al. A review on models for photovoltaic generation system[J]. *Power System Technology*, 2011, 35(8): 47—52.

A COMPOUND CONTROL METHOD FOR DC-DC CONVERTER BASED ON ANTI-DISTURBANCE STRATEGY

Zhou Jiawei¹, Li Shengquan^{1,2}, Li Juan^{1,2}, Zhang Jin¹, Liu Chao¹

(1. School of Hydraulic, Energy and Power Engineering, Yangzhou University, Yangzhou 225127, China;

2. Key Laboratory of Measurement and Control of Complex Systems of Engineering, Ministry of Education, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: Aiming at the problems of output fluctuation caused by the disturbances of DC-DC converter in the photovoltaic power generation system due to the uncertainties of load and environmental condition, a composite control method is proposed based on model predictive control (MPC) and disturbance observer (DO). Firstly, the voltage of maximum power point is calculated by electric current scan method according to the PV array model. Then the MPC method is utilized to predict the future states of the system, and the optimal control variables of the system are determined by the rolling optimization and operated online, and the new switch control strategy is obtained. At the same time, the DO is used to observe the internal and external interference caused by various uncertainties during the operation of the DC-DC converter, and carry out the compensation. Final, the simulation results show that the proposed composite anti-interference method has better voltage tracking performance and robustness.

Keywords: photovoltaic generators(solar); model predictive control; disturbance rejection; DC-DC converters; MPPT