

基于MPC的TPC输出电压动态响应特性改善

戴辉¹, 刘宇翔², 李国润³, 王建渊², 刘靛雯⁴, 谭万奇²

(1. 国网陕西省电力有限公司, 陕西 西安 710048; 2. 西安理工大学 电气工程学院, 陕西 西安 710048; 3. 西安交通大学 电气工程学院, 陕西 西安 710049; 4. 西安电力高等专科学校, 陕西 西安 710032)

摘要:三端口变换器(TPC)具有集成度高、功率密度高及各端口间单级变换的特点,但同时,能量流动会受多个变量的相互作用影响。输出电压控制环路采用传统PI控制器时,会造成电压动态调节过程响应慢,输出值波动大。为改善上述问题,引入模型预测控制(MPC)对输出电压动态响应进行优化,对三端口变换器进行了状态空间平均值建模,得到预测模型与控制变量的关系,设计了目标函数,通过遍历寻优获得最优值,从而提高输出电压的动态特性;通过实验对比研究输出电压环在传统PI控制、模型预测控制下输出动态响应的效果,结果表明模型预测控制对改善输出电压稳定性具有明显效果。

关键词:光储三端口变换器;模型预测控制;动态性能

中图分类号:TM46 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd24526

Improved Dynamic Response Characteristics of TPC Output Voltage Based on MPC

DAI Hui¹, LIU Yuxiang², LI Guorun³, WANG Jianyuan², LIU Jingwen⁴, TAN Wanqi²

(1. State Grid Shaanxi Electric Power Company, Xi'an 710048, Shaanxi, China; 2. School of Electrical Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, Shaanxi, China; 3. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, Shaanxi, China; 4. Xi'an Electric Power College, Xi'an 710032, Shaanxi, China)

Abstract: Three port converter (TPC) has the characteristics of high integration, high power density and single-stage conversion between ports, but at the same time, the energy flow is affected by the interaction of multiple variables. Model predictive control (MPC) was introduced to optimize the dynamic response of output voltage in order to improve the problem of slow response and large fluctuation of output value when traditional PI controller is used in the output voltage control loop of three port converter. The relationship between the prediction model and the control variable was obtained by modeling the average value of the state space of the three port converter, and the objective function was designed. The optimal value was obtained by traversal optimization, so as to improve the dynamic characteristics of the output voltage. The effect of output dynamic response of output voltage loop under traditional PI control and model predictive control was compared through experiments. The results show that model predictive control has obvious effect on improving output voltage stability.

Key words: optical storage three port converter; model predictive control (MPC); dynamic performance

相比于传统的直流变换器,三端口变换器(three port converter, TPC)通过对拓扑结构的改变,在减小变换器体积的同时提高了功率密度,并且兼具低成本和高可靠性的优势^[1]。而TPC输出负载电压控制效果决定了整个装置供电的质量。因此,对输出电压实现快速稳定的控制显得非常重要。

传统的能量控制多是基于PI下的单电压环

或电压外环和电流内环的双环结构^[2]。文献[3]中发现三有源桥(triple active bridge, TAB)DC/DC变换器由于采用双环PI控制结构,导致操作变量之间存在干扰,难以控制瞬态响应等问题。文献[4]表明在三端口双向DC/DC变换器中采用传统PI控制存在输出电压响应慢且超调大的缺点。对于输出电压实现快速稳定的控制,文献[5]提出了一种改进的电流前馈控制方法,减少稳定区的

耦合来减小直流母线的电压波动。文献[6]提出了一种将负载电流前馈的控制方法,其无需电感等参数加入控制,在负载突变时,具有快速动态响应并且保持输出电压稳定不变,提高了变换器对负载变化的响应速度。

随着工业过程控制要求的不断提高,模型预测控制(model predictive control, MPC)具有控制效果好、动态响应快等优点,在实际复杂工业过程中得到非常广泛的应用^[7]。文献[8]为实现Buck变换器预测控制的在线决策,提出一种简化离散模型的Buck变换器预测控制策略。文献[9]针对级联H桥(cascaded H-bridge, CHB)双向变换器+双向全桥变换器(dual active bridge DC/DC converter, DAB)拓扑的电能路由器,提出了一种基于二分查找寻优的直流侧输出电压预测控制。文献[10]是在模型预测代价函数中加入约束条件,通过对代价函数的约束使控制目标达到最优的效果。

通过文献分析在TPC的拓扑结构下,用于输出电压的MPC策略以提升动态响应的研究较少,因此,本文将模型预测控制引入TPC中,实现改善输出电压的快速动态响应,并通过对比实验验证了方法的可行性。

1 基本原理与控制设计

1.1 TPC拓扑及调制策略

本文采用交错Buck/Boost电路(interleaved Buck/Boost circuitry, IBB)与双有源桥(DAB)集成三端口变换器(TPC)拓扑结构(IBB-DAB-TPC),如图1所示。其中, U_{pv} 为光伏端电压, U_b 为电池端电压, U_o 为输出端电压, L_1 和 L_2 为直流输入滤波电感,变压器变比为 $n(n=N_k/N_s)$, L_p 为变压器漏感与外加辅助电感之和。

IBB-DAB-TPC拓扑结构中, $S_1\sim S_4$ 开关管采

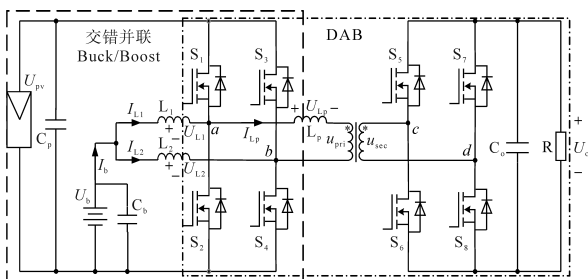


图1 IBB-DAB-TPC拓扑结构

Fig.1 IBB-DAB-TPC topology

用占空比控制(S_1 的占空比为 D), S_3 与 S_1 采用中心移相的方式进行控制,即脉冲宽度调制策略与移相调制策略相结合的调制策略(pulse width modulation + phase shift modulation, PWM+PSM),其时序波形如图2所示。变压器原边光伏输入端与蓄电池端口采用两桥臂功率管交错导通的控制方式,通过调节功率开关管占空比 D 来实现二者电压匹配;变压器副边功率开关管采用单移相控制方式,开关管 $S_5\sim S_8$ 占空比固定为0.5,两桥臂功率管采用交错导通的控制方式。图2中, D_1 为原边占空比,即为 D ; D_2 为副边移相调制占空比,即为0.5。

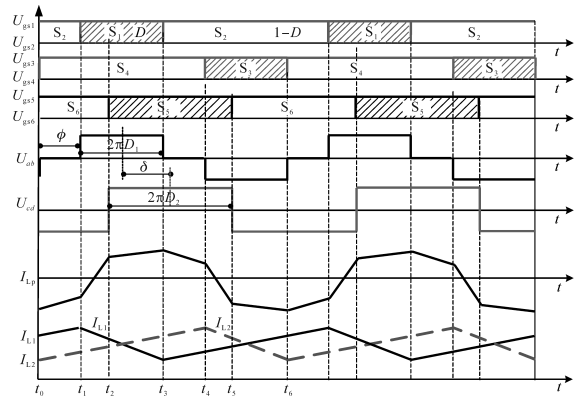


图2 PWM+PSM调制策略下TPC时序波形图

Fig.2 TPC timing sequence waveforms based on PWM+PSM modulation strategy

定义 δ 为原边开关管 S_1 脉冲的中心与副边开关管中心的移相角, D_δ 为中心移相占空比, $D_\delta = \delta/T$, T 为DAB工作时的周期。控制 D_δ 的大小即可控制输出功率的大小和方向。因此,TPC在PWM+PSM策略的调制方式下,能够得到变压器原、副边两侧电压分别为 U_{ab} 和 U_{cd} 。为使得变压器工作在高效状态下,令 D_δ 满足 $-0.25 < D_\delta < 0.25$, $D_\delta > 0$ 表示 U_{cd} 超前于 U_{ab} ,此时功率正向传输; $D_\delta < 0$ 表示 U_{cd} 滞后于 U_{ab} ,此时功率反向传输。控制中,有两个控制自由度:原边占空比 D 满足原边光伏电压与电池电压的平衡;前后桥中心移相角 δ 用于调节功率传输大小及方向。

1.2 基于MPC的输出电压控制策略

MPC具有动态响应速度快、控制效果好、鲁棒性强等优点。为改善IBB-DAB-TPC变换器动态跟踪性能,将模型预测算法引入TPC电路中以提高其输出动态特性,图3是基于MPC的TPC系统控制策略图。

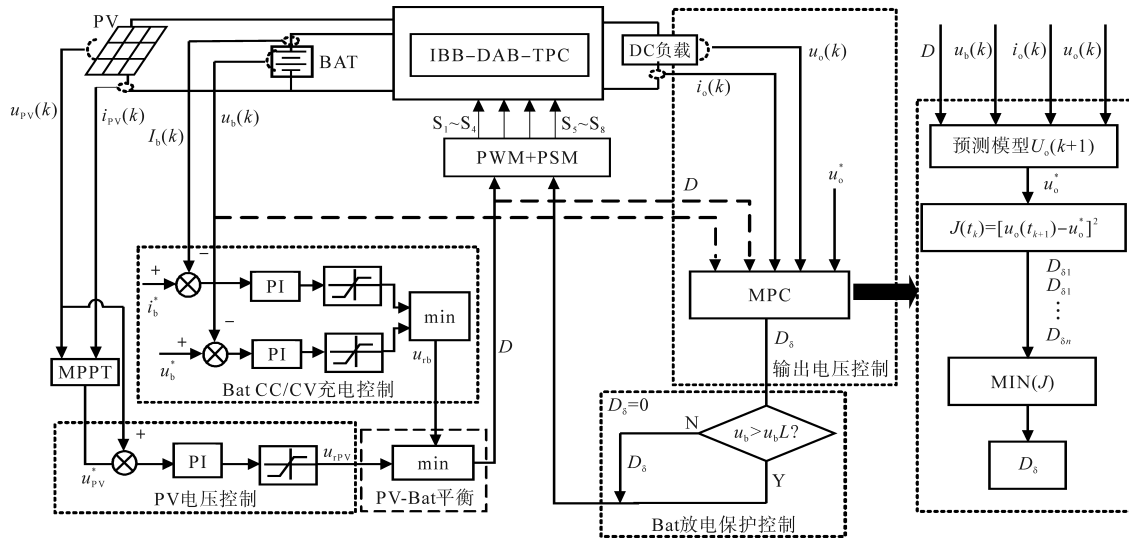


图3 基于MPC的TPC系统控制策略图

Fig.3 TPC system control strategy diagram based on MPC

基于MPC的输出电压控制分为以下几步:

1)将输出电压、电流、蓄电池电压的采样值、光伏储能端口控制环路得到的占空比值和输出电压的参考值输入到MPC中。

2)通过对TPC进行状态空间建模得到输出电压预测模型关系式,计算下一时刻的预测模型值。

3)将预测模型与参考电压之差的平方作为输出电压控制的代价函数。

4)求不同控制变量下代价函数的取值大小,将代价函数取最小值的中心移相占空比值作为副边开关管 $S_5 \sim S_8$ 的控制量。

1.3 TPC 状态空间平均建模

1.3.1 IBB 电路状态空间平均建模

交错 Buck/Boost 模型,是由两组双向 Buck/Boost 斩波电路并联于蓄电池和光伏端口,电感 L_1 、开关管 S_1, S_2 为第一组,电感 L_2 、开关管 S_3, S_4 为第二组,且第一、二组在一个周期(T_s)工作状态下,工作原理相似并在相位上相差半个周期。同一桥臂上、下管导通时电路又分为 Buck 和 Boost 工作模式,如图4所示。假设 $S_1(S_3)$ 导通时间为 DT_s, T_s 为 IBB 电路工作时的周期,则 $S_2(S_4)$ 导通时间为 $(1-D)T_s$,根据开关管导通与关闭的情况,分为图4a和图4b两种情况。

通过等效状态电路,对单 Buck/Boost 电路进行状态空间建模。

1)当 S_2 关断, S_1 导通时,电感和电容的状态方程可以表示为

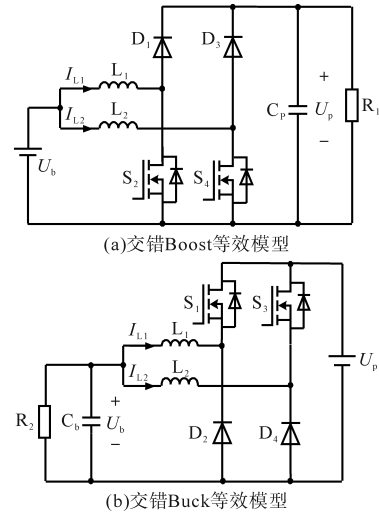


图4 IBB 电路等效工作电路

Fig.4 IBB equivalent operating circuit

$$\begin{cases} u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = u_b(t) - u_p(t) \\ i_{Cp}(t) = C_p \frac{du_{Cp}(t)}{dt} = 2i_{L1}(t) - \frac{u_p(t)}{R_1} \end{cases} \quad (1)$$

其中

$$L = L_1 = L_2$$

式中: $u_L(t), i_L(t)$ 分别为电感上的实时电压、电流; $i_{Cp}(t), u_{Cp}(t)$ 分别为电容上的实时电流、电压; $u_b(t)$ 为电池输入电压; $u_p(t)$ 为光伏输出电压; C_p 为输出滤波电容。

2)当 S_2 导通, S_1 关断时,电感和电容的状态方程可以表示为

$$\begin{cases} u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = u_b(t) \\ i_{Cp}(t) = C_p \frac{du_{Cp}(t)}{dt} = -\frac{u_p(t)}{R_1} \end{cases} \quad (2)$$

定义电池输入电压 $u_b(t)$ 和光伏输出电压 $u_p(t)$ 在一个周期 T_s 内的平均值分别为 $\langle u_b(t) \rangle_{T_s}$ 和 $\langle u_p(t) \rangle_{T_s}$, 得到电感电压平均值为

$$\langle u_L(t) \rangle_{T_s} = \langle u_b(t) \rangle_{T_s} - (1-d) \langle u_p(t) \rangle_{T_s} \quad (3)$$

式中: d 为非稳态时的占空比。

由开关周期平均算子可以得到电感和电容的特性方程, 结合式(1)和式(2)得到一个开关周期的平均模型为

$$\begin{cases} \langle u_L(t) \rangle_{T_s} = \langle u_b(t) \rangle_{T_s} - (1-d) \langle u_p(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{Cp}(t) \rangle_{T_s} = 2(1-d) \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle u_p(t) \rangle_{T_s}}{R_1} \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\langle i_{Cp}(t) \rangle_{T_s}$, $\langle i_L(t) \rangle_{T_s}$ 分别为电容和电感在一个周期的平均值模型。

当变换器在稳态工作时, 令 $d = D$, $U_b = \langle u_b(t) \rangle_{T_s}$, $U_p = \langle u_p(t) \rangle_{T_s}$, $I_L = \langle i_L(t) \rangle_{T_s}$, 根据伏秒平衡和安秒平衡可得:

$$\begin{cases} U_p = \frac{U_b}{1-D} \\ I_L = \frac{U_b}{2R_1(1-D)^2} \end{cases} \quad (5)$$

1.3.2 DAB 状态空间平均建模

DAB 建模电路图如图 5 所示。

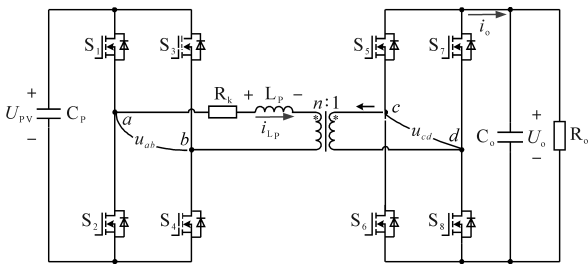


图5 DAB 建模电路图

Fig.5 DAB modeling circuit diagram

以移相电感 L_p 的电流、输出电容 C_o 的电压为状态变量, 可得到关于移相电感电压和输出电容充/放电的电流状态方程:

$$\begin{cases} L_p \frac{di_{Lp}(t)}{dt} = u_{ab}(t) - \frac{1}{n} u_{cd}(t) - R_k i_{Lp}(t) \\ C_o \frac{du_o(t)}{dt} = i_o(t) - \frac{1}{R_o} u_o(t) \end{cases} \quad (6)$$

式中: $i_{Lp}(t)$ 为移相电感 L_p 的电流; $u_o(t)$ 为输出电容 C_o 的电压; $u_{ab}(t)$ 为原边中点电压; $u_{cd}(t)$ 为副

边中点电压; $i_o(t)$ 为 DAB 电路副边输出电流。

$u_{ab}(t)$ 根据 $S_1 \sim S_4$ 的开关状态而变化, $u_{cd}(t)$ 根据 $S_5 \sim S_8$ 的开关状态而变化。选取输出侧滤波电容的电压和变压器移相电感电流进行建模, 并将 IBB 电路中前面推算的光伏和电池之间的占空比关系作为已知量进行计算, 根据基尔霍夫定律写出微分方程组如下:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{Lp}}{dt} \\ \frac{du_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{n}{L_p} \\ \frac{n}{C_o} & -\frac{1}{R_k C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lp} \\ u_o \end{bmatrix} \quad t \in [t_0, t_1] \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{Lp}}{dt} \\ \frac{du_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{n}{L_p} \\ \frac{n}{C_o} & -\frac{1}{R_k C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lp} \\ u_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{DL_p} \\ 0 \end{bmatrix} u_b \quad t \in [t_1, t_2] \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{Lp}}{dt} \\ \frac{du_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{n}{L_p} \\ \frac{n}{C_o} & -\frac{1}{R_k C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lp} \\ u_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{DL_p} \\ 0 \end{bmatrix} u_b \quad t \in [t_2, t_3] \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{Lp}}{dt} \\ \frac{du_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{n}{L_p} \\ -\frac{n}{C_o} & -\frac{1}{R_k C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lp} \\ u_o \end{bmatrix} \quad t \in [t_3, t_4] \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{Lp}}{dt} \\ \frac{du_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{n}{L_p} \\ -\frac{n}{C_o} & -\frac{1}{R_k C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lp} \\ u_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{DL_p} \\ 0 \end{bmatrix} u_b \quad t \in [t_4, t_5] \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{Lp}}{dt} \\ \frac{du_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{n}{L_p} \\ -\frac{n}{C_o} & -\frac{1}{R_k C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lp} \\ u_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{DL_p} \\ 0 \end{bmatrix} u_b \quad t \in [t_5, t_6] \quad (12)$$

在稳态时, 移相电感电流在一个周期内储存与释放的能量相等, 可知电流在一个周期的积分为零, 其平均值也为零。因此, 只对输出电容电压分析, 得到 DAB 输出电压的平均值降阶模型为

$$\frac{d\langle u_{oi} \rangle}{dt} = \frac{[-D_8^2 + D_8 - (0.5 - D)^2]}{2L_p f D C_o} u_b - \frac{1}{R_k C_o} \langle u_{oi} \rangle \quad (13)$$

式中: $\langle u_{oi} \rangle$ 为 DAB 输出电压的平均值; f 为开关

频率。

通过式(13)的微分项部分可以反映未来的趋势,因此,将其通过下式的前项欧拉法进行离散化:

$$\frac{du_o}{dt} = \frac{u_o(t_{k+1}) - u_o(t_k)}{2T_s} \quad (14)$$

得到k+1时刻的输出电压预测模型:

$$u_o(t_{k+1}) = \frac{nu_b}{2f^2L_pDC_o} [D_\delta(1 - D_\delta) - (\frac{1}{2} - D)^2] - \frac{u_o(t_k)}{2R_kfC_o} + u_o(t_k) \quad (15)$$

式(15)是包含原边占空比D、中心移相占空比D_δ、当前时刻输入输出电压以及电路本身参数的一个关系式。

1.3.3 TPC目标函数设计

在通过光伏和电池的控制环路控制后输出占空比值,将其作为DAB数学模型中的已知变量,实时更新到DAB平均值模型中得到整个TPC的状态空间平均值数学模型。同时为了将式(15)负载电阻的参数不确定性去除,通常将其用输出电压与电流的比值代替,最后得到TPC的输出电压预测模型为

$$u_o(t_{k+1}) = \frac{nu_b}{2f^2L_pDC_o} [D_\delta(1 - D_\delta) - (\frac{1}{2} - D)^2] - \frac{i_o(t_k)}{2fC_o} + u_o(t_k) \quad (16)$$

式中:i_o(t_k)为k时刻输出电流的大小。

输出电压随着原边占空比的变化而动态变化。根据得到的输出电压预测模型,将预测的k+1时刻输出电压值与参考电压值u_o^{*}的差值平方得到遍历寻优的代价函数式如下:

$$J(t_k) = [u_o(t_{k+1}) - u_o^*]^2 \quad (17)$$

代入k+1时刻的输出电压模型可以得到最终的代价函数表达式如下:

$$J(t_k) = \left\{ \frac{nu_b}{2f^2L_pDC_o} [D_\delta(1 - D_\delta) - (\frac{1}{2} - D)^2] - \frac{i_o(t_k)}{2fC_o} + u_o(t_k) - u_o^* \right\}^2 \quad (18)$$

图6是基于模型预测控制的中心移相占空比遍历寻优流程图,整个过程可以总结如下:首先将输出电压、电流、蓄电池电压的采样值、光伏储能端口控制环路的占空比值和输出电压的参考值作为模型预测控制的输入;然后通过TPC的输出电压预测模型计算下一时刻的预测模型,再将

预测模型与参考电压之差的平方作为代价函数;最后将控制变量不同取值下的代价函数值进行比较,取代价函数最小值时的中心移相占空比值输出,将其作为副边开关管S₅~S₈的控制量。

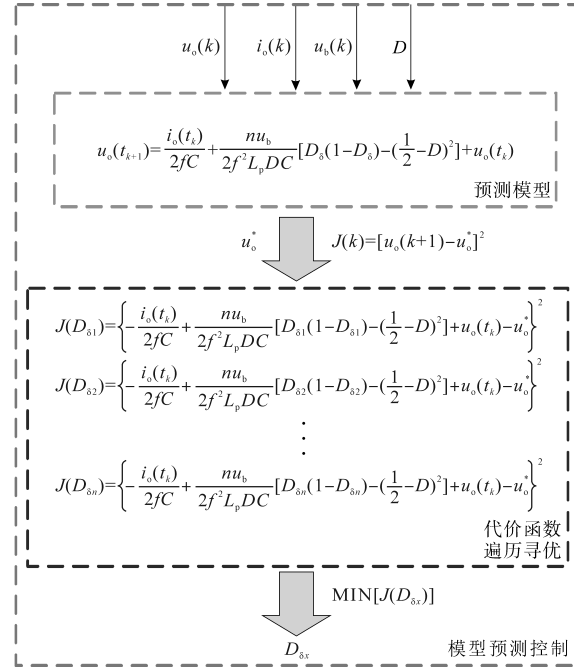


图6 基于MPC的中心移相占空比遍历寻优流程图

Fig.6 MPC based optimization flow chart of central phase shift duty cycle traversal

1.3.4 MPC-TPC稳态误差分析

根据上一节模型的建立与控制设计,TPC输出动态响应得到了加快,但输出负载电压会存在一定的稳态误差。根据式(18)可知,光储三端口的输出负载电压的代价函数主要与输出电流、开关频率、输出侧电容、变压器匝比、移相电感、原边开关占空比、蓄电池电压等值息息相关,可以分为三类,第一类为传感器采集值(i_o(t_k), u_b);第二类为硬件参数及设定值(n, L_p, C_o, f);第三类为控制变量值(D)。

当只考虑第二类因素(主电路硬件参数设定值)的影响稳态误差,第一、三类因素不变化时,即为理想传感器且原边占空比不发生变化时,主要受到变压器变比n、电感值L_p、电容值C_o和开关频率f的影响,其中变压器变比误差相对较小,因此忽略其影响,开关频率在控制中基本无误差,同时忽略其影响,在此只讨论电容和电感对输出电压的影响。

定义电感偏差率、电容偏差率分别如下:

$$r_L = L_p/L_a \quad (19)$$

$$r_C = C_o/C_a \quad (20)$$

式中:L_p为移相电感在模型预测中的模型值;L_a为

实际的电感值; C_o 为输出电容在模型预测中的模型值; C_a 为输出电容实际的电容值。

在 t_{k+1} 时刻,输出电压实际值为

$$u_{oa}(t_{k+1}) = \frac{nu_b}{2f^2 L_a DC_a} [D_\delta(1 - D_\delta) - (0.5 - D)^2] + u_o(t_k) - \frac{i_o(t_k)}{2fC_a} \quad (21)$$

在 t_{k+1} 时刻,输出电压模型值为

$$u_{om}(t_{k+1}) = \frac{nu_b}{2f^2 r_c r_L L_a DC_a} [D_\delta(1 - D_\delta) - (0.5 - D)^2] + u_o(t_k) - \frac{i_o(t_k)}{2r_c f C_a} \quad (22)$$

可得输出电压模型值与实际值的偏差为

$$\Delta u_{o1} = \left(\frac{1}{r_c r_L} - 1 \right) \frac{nu_b}{2f^2 L_a DC_a} [D_\delta(1 - D_\delta) - (0.5 - D)^2] + \left(1 - \frac{1}{r_c} \right) \frac{i_o(t_k)}{2fC_a} \quad (23)$$

电压偏差会导致 t_{k+1} 时刻的输出实际电压为

$$u_o = u_o^* + \Delta u_{o1} \quad (24)$$

因此,电感和电容值的偏差会导致输出电压出现稳态误差。

2 实验与分析

2.1 实验平台及参数

为了验证所提控制策略在IBB-DAB-TPC拓扑下的正确性与有效性,在图7所示的硬件平台条件下进行实验验证,光伏端口接入Chroma 62150型可编程模拟电源,储能端口接入12 V或者24 V蓄电池,负载端口接入可灵活改变阻值大小的滑动变阻器,实现输出负载变化的模拟。表1列出了IBB-DAB-TPC的实验样机主要参数信息。

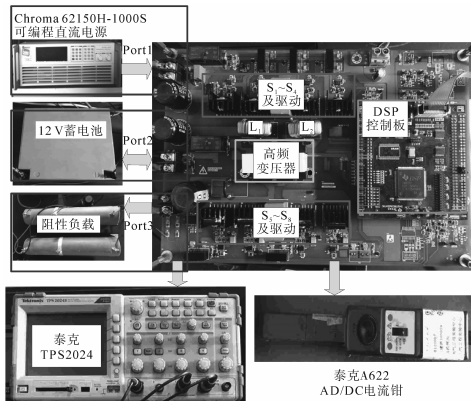


图7 TPC变换器实验样机

Fig.7 Experimental prototype of TPC converter

表1 实验样机参数

Tab.1 Experimental prototype parameters			
电路参数	取值/型号	电路参数	取值/型号
光伏电压 U_{pv}	30~70 V	光伏端电容 C_p	200 μ F
光伏功率 P_{pv}	0~550 W	储能/输出端电容 C_i/C_o	400 μ F
蓄电池电压 U_b	12/24 V	变压器变比 n	1:4
输出电压 U_o	110/220 V	开关频率 f	20 kHz
输出功率 P_o	0~500 W	$S_1 \sim S_4$ MOSFET	IPP410N30N
电感 L_1, L_2	250 μ H	$S_5 \sim S_8$ MOSFET	SPW24N60C3

2.2 实验波形及分析

通过搭建的硬件平台,在TPC上进行如下实验:TPC输出负载电压突变响应实验和TPC输出电压稳定实验。通过实验验证了MPC策略对TPC输出性能的改善效果。

2.2.1 TPC输出负载电压突变响应实验

TPC输出负载电压突变响应实验是在 $U_b=12.6$ V、光伏电压 $U_{pv}=30$ V以及 $I_m=4$ A的基础上进行的。图8与图9分别是在PI控制和MPC策略下,TPC输出电压由80 V突变至120 V和由120 V突变至80 V的输出电压 U_o 和输出负载电流 I_o 实验波形图。

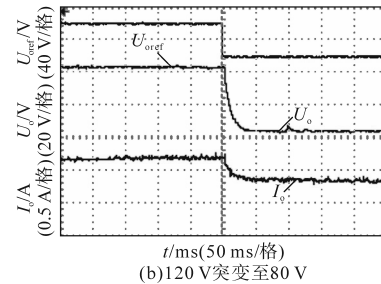
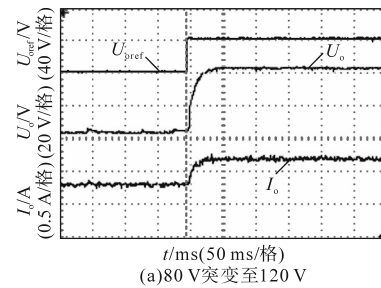


图8 基于PI控制的TPC输出电压突变响应波形(65~145 W)

Fig.8 Experimental waveforms of TPC output voltage mutation response based on PI control(65~145 W)

从图8中可以看出,基于PI控制的TPC输出电压突变,在80 V突变至120 V和120 V突变至80 V时,输出电压 U_o 和输出负载电流 I_o 的调节时间约为50 ms;而从图9中可以看出,基于MPC策略下的TPC输出电压突变,在80 V突变至120 V

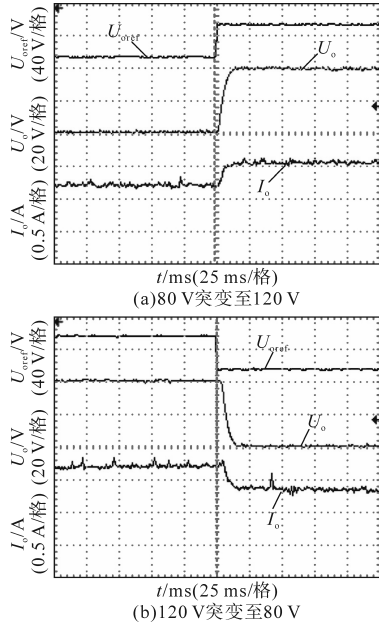


图9 基于MPC的TPC输出电压突变响应波形(65~145 W)
Fig.9 Experimental waveforms of TPC output voltage mutation response based on MPC(65~145 W)

和120 V突变至80 V时,输出电压 U_o 和输出负载电流 I_o 的调节时间约为20 ms;电压的偏差约为2 V,两者均无超调。相比之下,在80 V突变至120 V和120 V突变至80 V时,MPC控制下的动态调节时间比PI控制下加快了60%。

图10a、图10b分别是在PI控制、MPC控制下输出电压由0 V到110 V阶跃响应时,输出电压 U_o 和输出电流 I_o 的实验波形图。

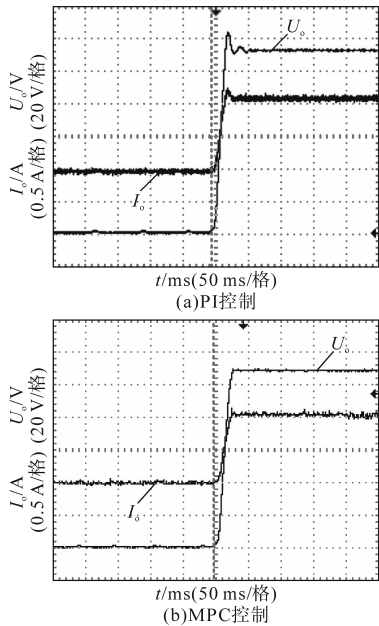


图10 输出电压由0 V到110 V阶跃响应实验波形
Fig.10 Step response experimental waveforms of output voltage from 0 V to 110 V

从图10a中可以看出,在PI控制下,输出电压由0 V阶跃至110 V的调节时间为68 ms,超调为11.2 V。从图10b中可以看出,在MPC控制下,输出电压由0 V阶跃至110 V的调节时间为27 ms,无超调,输出电压为109 V,有约1 V的稳态电压误差。

2.2.2 TPC 输出电压稳定实验

TPC输出电压稳定实验是在 $U_b=12.6 V$ 、光伏电压 $U_{pv}=30 V$ 及 $I_m=4 A$ 的基础上进行的。图11、图12分别是输出电压环在PI控制和MPC控制下,负载由65 W突加载到125 W和125 W突减载至65 W的输出电压 U_o 和输出电流 I_o 波形。

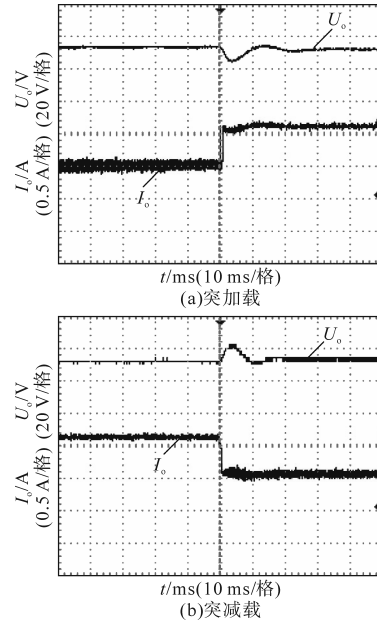


图11 PI控制下加减载实验波形
Fig.11 Add and subtract experimental waveforms under PI control

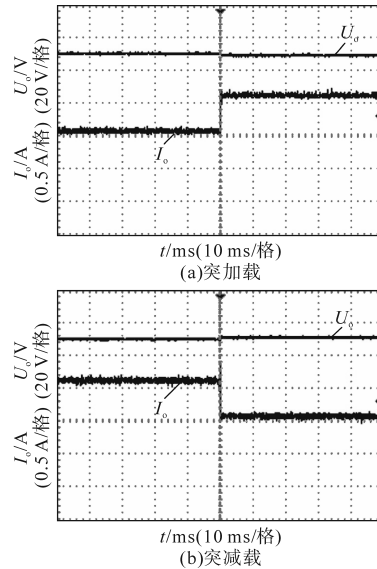


图12 MPC控制下加减载实验波形
Fig.12 Add and subtract experimental waveforms under MPC control

从图 11 中可以看出在加、减载时,输出电压的动态调节时间约为 25 ms,超调约为 9 V;从图 12 中可以看出在加、减载时,输出电压的动态调节时间小于 2 ms,加载时有约 1 V 电压跌落,减载时有约 1 V 电压抬升。从以上实验数据可知,MPC 策略对 TPC 输出电压的动态响应加快和超调减少有了极大改善,提高了输出电压在加减载、光伏波动等情况下的电压质量。

3 结论

本文针对光储三端口变换器输出电压环在传统 PI 控制下存在电压波动以及输出电压动态性能较差的问题,提出将模型预测控制引入到 TPC 中进行改善,并进行了传统 PI 控制与 MPC 策略下负载电压突变实验以及输出电压的稳定实验,通过实验结果验证了所提出控制策略在 IBB-DAB-TPC 的可行性。但由于光伏的模型较为复杂,存在超越方程,未搭建出整个系统的 MPC 策略,后续可以尝试简化光伏模型后,以实现整个系统的 MPC。同时在动态性能得到提升时,在 MPC 策略下的稳态层面的效率与 PI 控制下有 0.5% 左右的误差,下一步可以尝试对 MPC 策略进行改进,尝试在输出电压控制的过程中,实时将输出电压与参考电压做差,将其差值和差值变化率输入到模糊控制器中,经过模糊控制处理后输出电流补偿量 Δi ,将其输入到代价函数中,从而调节代价函数的预测值来进行稳态层面效率的提升。

参考文献

- [1] 史永胜,刘博亲,王凡,等. 基于模糊控制的光储三端口变换器研究[J]. 电子器件, 2021, 44(4): 789-796.
SHI Yongsheng, LIU Boqin, WANG Fan, et al. Research on optical storage three-port converter based on fuzzy control[J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2021, 44(4): 789-796.
- [2] 孙伟. 用于光储发电的三端口直流变换器及控制策略研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2019.
SUN Wei. Research on three-port DC converter and control strategy for photovoltaic storage power generation[D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2019.
- [3] OHNO T, HOSHI N. Transient response improvement method with state space control for triple active bridge DC/DC converter [C]//8th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2019: 657-662.
- [4] 杨柳, 杨帆, 吴红飞. 基于三端口双向 DC/DC 变换器的高增益组合式交直流变换器[J]. 电源学报, 2020, 18(3): 38-45.
YANG Liu, YANG Fan, WU Hongfei. High-gain combined DC/AC converter based on three-port bidirectional DC/DC converter[J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(3): 38-45.
- [5] WANG Z, LI Y, YUAN X, et al. An improved current feedforward control strategy for multi-port power electronic transformer[C]//2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia), 2020: 3100-3106.
- [6] 侯聂, 宋文胜, 武明义. 双向全桥 DC-DC 变换器的负载电流前馈控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(9): 2478-2485.
HOU Nie, SONG Wensheng, WU Mingyi. A load current feedforward control scheme of dual active bridge DC/DC converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(9): 2478-2485.
- [7] 张永昌, 杨海涛. 异步电机无速度传感器模型预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(15): 2422-2429.
ZHANG Yongchang, YANG Haitao. Model predictive control for speed sensorless induction motor drive[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(15): 2422-2429.
- [8] 冷朝霞, 刘庆丰. Buck 变换器直接电流和直接电压模型预测控制[J]. 电力电子技术, 2018, 52(2): 94-95, 100.
LENG Zhaoxia, LIU Qingfeng. Direct current and direct voltage model predictive control of buck converter[J]. Power Electronics, 2018, 52(2): 94-95, 100.
- [9] 葛乾诚, 姚钢, 周荔丹. 级联型交直流电路路由器的模型预测控制研究[J]. 电力电子技术, 2020, 54(7): 19-23.
GE Qiancheng, YAO Gang, ZHOU Lidan. Research on model predictive control of cascaded AC/DC energy router[J]. Power Electronics, 2020, 54(7): 19-23.
- [10] 肖智明, 陈启宏, 张立炎. 电动汽车双向 DC-DC 变换器约束模型预测控制研究[J]. 电工技术学报, 2018, 33(S2): 489-498.
XIAO Zhiming, CHEN Qihong, ZHANG Liyan. Constrained model predictive control for bidirectional DC-DC converter of electric vehicles[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(S2): 489-498.

收稿日期: 2022-07-27

修改稿日期: 2022-08-13