

适用于 Boost 三电平变换器的模型预测控制方法

贾志东¹, 姜久春¹, 林泓涛¹, 程 龙¹, 汪星华²

(1. 北京交通大学 国家能源主动配电网技术研发中心, 北京 100044;

2. 中车唐山机车车辆有限公司, 河北 唐山 063035)

摘要:相比于传统的双闭环控制,模型预测控制(MPC)具有动态响应快、无需调节PI参数以及可以增加系统状态变量约束等优点,被广泛应用于DC-DC变换器的控制中。而在大多数的研究中,一般采用的是有限控制集模型预测控制(FCS-MPC)方法,但这种控制方法无法提供固定的开关频率。因此,针对Boost三电平变换器,提出了一种基于连续控制集模型预测控制(CCS-MPC)的固定开关频率控制方法,其可同时实现输出电压控制以及平衡输出侧中点电位2个控制目标,并且在评价函数中无需调节不同控制目标的权重系数,简化了控制器参数设计难度。通过MATLAB/Simulink软件和dSPACE实时仿真系统进行仿真与实验,结果都证明了理论分析的正确性。

关键词:模型预测控制;Boost三电平变换器;连续控制集;中点电位;开关频率

中图分类号:TM 46

文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2019.03.014

0 引言

Boost变换器因其具有结构简单、易于控制等优点,而被广泛应用于光伏系统、储能系统、电动汽车等领域^[1-2]。近年来,关于Boost变换器建模、拓扑结构、控制方法等方面的研究已经有了很多的进展。相比于传统的Boost变换器,Boost三电平变换器具有开关应力低、开关损耗小等优点,逐渐成为DC-DC变换器研究的热点^[3-5]。

Boost三电平变换器除了可以通过调节占空比控制输出电压之外,还可以在负载不平衡时通过调节两开关管通断时间来平衡中点电位。目前,关于Boost三电平变换器中点电位平衡已经有了很多的研究。文献[6]提出了一种基于电容均压的中点电位平衡方法,为后续的研究奠定了基础。文献[7]提出了一种基于相差控制的中点电位平衡方法,即通过调节两开关管的相位差,使两开关管导通时间不同,从而控制中点电位平衡。但是采用这种方法时不易调节比例-积分(PI)参数,动态性能受到很大的限制。文献[8]将模糊控制应用于Boost三电平变换器中点电位控制,增强了系统的鲁棒性,提高了响应速度。文献[9-10]采用一种基于电容电量安秒平衡和输出电压不变的算法修正两开关管占空比,从而控制中点电位的平衡,但是这种方法也需要调节PI参数。

近年来,随着各种微处理器如数字信号处理器

(DSP)计算性能的大幅提升,使得将模型预测控制(MPC)应用于电力电子与传动控制中成为可能。相比于传统PI控制,MPC主要具有以下三方面的优点:第一,MPC不依赖于系统平均模型;第二,MPC有较快的动态响应性能;第三,可将系统状态变量约束如峰值电流限制等^[11]考虑在优化控制方程中,这在储能变流器控制中限制电池最大放电倍率极其重要,因此吸引了众多电力电子领域的专家学者们对其应用进行研究^[12-17]。文献[15]将有限控制集模型预测控制(FCS-MPC)应用于Boost三电平变换器的输出电压控制中,但是其只是简单的单目标控制,没有考虑输出侧中点电位平衡问题。文献[16]和文献[17]均提出了一种基于FCS-MPC的逆变器的中点电位平衡方法,同时考虑了电流控制和中点电位平衡2个控制目标,但是这种控制方法存在一些缺陷,如选取权重系数困难、开关频率不固定、采样频率远大于等效开关频率、对处理器提出更高的要求等。因此本文针对Boost三电平变换器,提出了一种有效可行的基于连续控制集模型预测控制(CCS-MPC)的平衡中点电位控制方法。这种控制方法不仅具有固定的开关频率,而且在考虑2个控制目标的情况下,评价函数中无需调节权重系数,因此在Boost三电平变换器控制中具有很大的应用价值。通过设计Luenberger观测器来观测负载电压电流变化,从而提高了控制系统的鲁棒性。最后,通过仿真和实验分析验证了所提方法的可行性。

1 Boost三电平变换器建模

图1为Boost三电平变换器拓扑。图中, S_1 、 S_2 为可控开关; D_1 、 D_2 为二极管; L 为电感; C_1 、 C_2 为输出电容; R_L 为电感电阻; R_1 、 R_2 为输出负载等效电阻,可表征输出侧电流变化; V_{in} 为低压侧输入电压;

收稿日期:2018-03-28;修回日期:2018-12-06

基金项目:国家重点研发计划资助项目(2017YFB1201003);

国家科技支撑计划课题(2015BAG12B00,2015BAG12B01)

Project supported by the National Key R&D Program of China (2017YFB1201003) and the National Science and Technology Support Program of China (2015BAG12B00,2015BAG12B01)

i_L 为电感电流,即低压侧输入电流; V_{C1} 和 V_{C2} 分别为输出侧电容 C_1 和 C_2 两端的电压。对于这种拓扑电路,主要有 2 个控制目标:第一为满足特定要求的输出电压值,第二为两负载间中点电位的平衡。

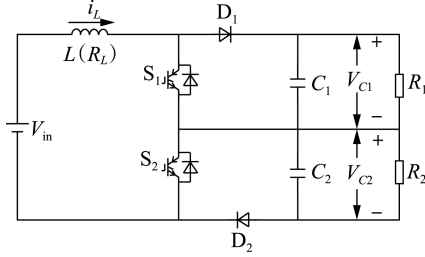


图 1 Boost 三电平变换器拓扑

Fig.1 Topology of Boost three-level converter

由于本文主要研究 MPC 策略,所以需要建立 Boost 三电平变换器的离散化时间模型。对于不同的开关状态,该电路处于 4 种不同的工作模式,以下为其连续时间模型。

a. 工作模式 1:开关 S_1 导通, S_2 关断。

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_{C2} - i_L R_L \\ C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = -\frac{V_{C1}}{R_1} \\ C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = i_L - \frac{V_{C2}}{R_2} \end{cases} \quad (1)$$

b. 工作模式 2:开关 S_1 关断, S_2 关断。

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_{C1} - V_{C2} - i_L R_L \\ C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = i_L - \frac{V_{C1}}{R_1} \\ C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = i_L - \frac{V_{C2}}{R_2} \end{cases} \quad (2)$$

c. 工作模式 3:开关 S_1 关断, S_2 导通。

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_{C1} - i_L R_L \\ C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = i_L - \frac{V_{C1}}{R_1} \\ C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = -\frac{V_{C2}}{R_2} \end{cases} \quad (3)$$

d. 工作模式 4:开关 S_1 导通, S_2 导通。

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - i_L R_L \\ C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = -\frac{V_{C1}}{R_1} \\ C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = -\frac{V_{C2}}{R_2} \end{cases} \quad (4)$$

因此,离散模型的矩阵形式可表示为:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \mathbf{E}\mathbf{v} \\ \mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k) \end{cases} \quad (5)$$

$$\mathbf{x}(k) = [i_L(k) \quad V_{C1}(k) \quad V_{C2}(k)]^T$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_L T_s}{L} & -\frac{T_s}{L} & -\frac{T_s}{L} \\ \frac{T_s}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{T_s}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}(k) = \begin{bmatrix} u_1(k) \\ u_2(k) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} V_{C1}(k) & \frac{T_s}{L} V_{C2}(k) \\ -\frac{T_s}{C_1} i_L(k) + \left(1 - \frac{T_s}{C_1 R_1}\right) V_{C1}(k) & 0 \\ 0 & -\frac{T_s}{C_2} i_L(k) + \left(1 - \frac{T_s}{C_2 R_2}\right) V_{C2}(k) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E} = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} \\ \frac{L}{C_1} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v} = [V_{in}]$$

$$u_1(k) = \begin{cases} 1 & S_1 \text{ 导通} \\ 0 & S_1 \text{ 关断} \end{cases}, \quad u_2(k) = \begin{cases} 1 & S_2 \text{ 导通} \\ 0 & S_2 \text{ 关断} \end{cases} \quad (6)$$

其中, T_s 为采样周期。

2 MPC 方法

为了提高动态性能,实现预设的控制目标,并且对输入侧电流进行限制性控制,因此本文针对 Boost 三电平变换器,提出了一种基于 CCS-MPC 的平衡输出侧中点电位的控制方法。为了减少处理器计算负担,采用一次预测控制。由于该拓扑电路为非最小相位系统^[18],则需要通过控制电流来实现一次预测条件下的电压控制。固定开关频率的 CCS-MPC 不仅使得滤波器的设计更为容易,而且在评价函数中可无权重系数,因此相比于 FCS-MPC,这种控制方法在 Boost 三电平变换器控制中会有更好的效果。本文主要分为以下 3 个部分来设计基于 CCS-MPC 的控制方法:第一,建立评价函数,使得实际电感电流值与电流给定值的误差最小,并且使得中点电位达到平衡;第二,根据稳态电路功率平衡方程,计算出稳态电流的给定值;第三,设计 Luenberger 观测器,以用于处理负载电阻不确定以及模型误差等

问题。

2.1 CCS-MPC 评价函数的建立

CCS-MPC 针对系统的离散模型建立满足控制目标的评价函数,通过在线滚动优化计算出使评价函数最小的系统输入变量值,在 Boost 三电平变换器系统控制中,该输入变量为脉宽调制(PWM)的占空比 D 。

根据式(1)~(4)中 Boost 三电平变换器的连续时间模型可知,在不同开关状态下,电感电流会以不同的斜率来充放电,具体如图 2 与图 3 所示。则可得 4 种工作模式下的电感电流充放电斜率计算公式,如式(7)所示。

$$\begin{cases} f_{i1} = \frac{V_{in} - V_{C2} - i_L R_L}{L} \\ f_{i2} = \frac{V_{in} - V_{C1} - V_{C2} - i_L R_L}{L} \\ f_{i3} = \frac{V_{in} - V_{C1} - i_L R_L}{L} \\ f_{i4} = \frac{V_{in} - i_L R_L}{L} \end{cases} \quad (7)$$

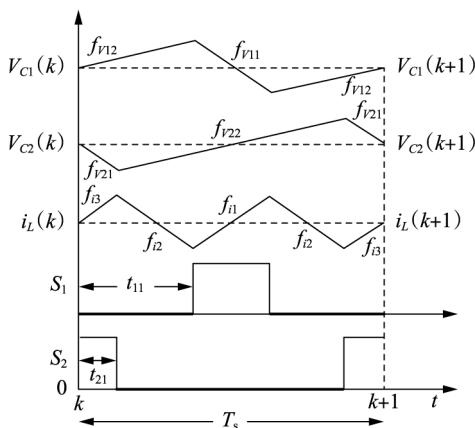


图 2 $D < 0.5$ 时的变换器工作模式

Fig.2 Operating mode of converter when $D < 0.5$

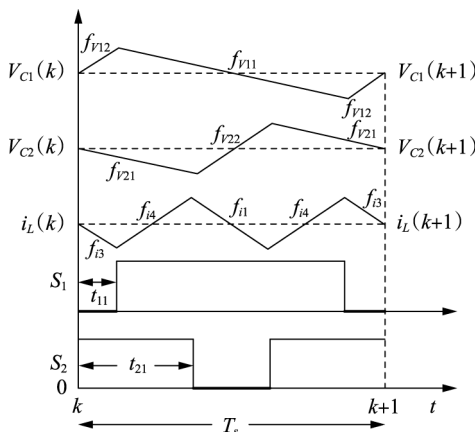


图 3 $D > 0.5$ 时的变换器工作模式

Fig.3 Operating mode of converter when $D > 0.5$

同理,可得到输出侧电容充放电斜率计算公式,如式(8)所示。

$$\begin{cases} f_{v11} = -\frac{V_{C1}}{R_1 C_1} \\ f_{v12} = \frac{i_L}{C_1} - \frac{V_{C1}}{R_1 C_1} \\ f_{v21} = -\frac{V_{C2}}{R_2 C_2} \\ f_{v22} = \frac{i_L}{C_2} - \frac{V_{C1}}{R_1 C_2} \end{cases} \quad (8)$$

其中, f_{v11} 和 f_{v12} 分别为电容 C_1 充、放电斜率; f_{v21} 和 f_{v22} 分别为电容 C_2 充、放电斜率。

根据式(7)和式(8)则可计算得到下一时刻的电感电流值 $i_L(k+1)$ 和输出侧电容电压 $V_{C1}(k+1)$, $V_{C2}(k+1)$ 是关于时间 t_{11} 、 t_{21} 的函数,具体计算方法见下文,其中 t_{11} 、 t_{21} 表示的时间段如图 2 和图 3 所示。因此,考虑到系统有 2 个独立控制目标和 2 个被控变量 t_{11} 、 t_{21} ,则评价函数可以设计为:

$$\begin{cases} J_1(k) = (i_{Lref} - i_L(k+1))^2 \\ J_2(k) = (V_{C1}(k+1) - V_{C2}(k+1))^2 \end{cases} \quad (9)$$

令式(9)对 t_{11} 、 t_{21} 的偏导数为 0,并求解该方程组,可得到使评价函数最小的 t_{11} 、 t_{21} 的数值,即可计算出两开关管的占空比。式(10)所示的为 2 种求偏导方法,经计算通过两者求解方程组结果一致,所以本文只使用式(10)左侧的计算方法。

$$\begin{cases} \frac{\partial J_1(k)}{\partial t_{11}} = 0 \\ \frac{\partial J_2(k)}{\partial t_{21}} = 0 \end{cases}, \begin{cases} \frac{\partial J_1(k)}{\partial t_{21}} = 0 \\ \frac{\partial J_2(k)}{\partial t_{11}} = 0 \end{cases} \quad (10)$$

由于当 $D > 0.5$ 和 $D < 0.5$ 时,Boost 三电平变换器的工作模式不同,所以必须分开讨论下一时刻的电感电流值 $i_L(k+1)$ 和输出侧电容电压 $V_{C1}(k+1)$ 、 $V_{C2}(k+1)$ 的计算。

a. $D < 0.5$.

在一个采样周期内,电感电流初始值 $i_L(k) = i_o$,其中 i_o 为电感电流采样值,则电感电流的预测值为:

$$i_L(k+1) = i_o + 2f_{i3}t_{21} + 2f_{i2}(t_{11} - t_{21}) + f_{i1}(T_s - 2t_{11}) \quad (11)$$

电容电压的初始值 $V_{C1}(k) = V_{o1}$, $V_{C2}(k) = V_{o2}$,其中 V_{o1} 、 V_{o2} 分别为输出侧电容 C_1 和 C_2 的电压采样值,则电容电压的预测值为:

$$\begin{cases} V_{C1}(k+1) = V_{o1} + 2f_{v12}t_{11} + f_{v11}(T_s - 2t_{11}) \\ V_{C2}(k+1) = V_{o2} + 2f_{v21}t_{21} + f_{v22}(T_s - 2t_{21}) \end{cases} \quad (12)$$

将式(12)代入式(10)即可计算出 t_{11} 、 t_{21} 为:

$$\begin{cases} t_{11} = (f_{v11}i_o - f_{v12}i_o - f_{v11}i_{Lref} + f_{v12}i_{Lref} - f_{i2}V_{o1} + \\ f_{i2}V_{o2} + f_{i3}V_{o1} - f_{i3}V_{o2} + f_{i1}f_{v11}T_s - f_{i1}f_{v12}T_s - \\ f_{i2}f_{v11}T_s + f_{i3}f_{v11}T_s + f_{i2}f_{v22}T_s - f_{i3}f_{v22}T_s) / \sigma_1 \\ t_{21} = -(f_{v21}i_o - f_{v22}i_o - f_{v21}i_{Lref} + f_{v22}i_{Lref} - f_{i1}V_{o1} + \\ f_{i1}V_{o2} + f_{i2}V_{o1} - f_{i2}V_{o2} - f_{i1}f_{v11}T_s + f_{i2}f_{v11}T_s + \\ f_{i1}f_{v21}T_s - f_{i2}f_{v22}T_s) / \sigma_1 \\ \sigma_1 = 2(f_{i1}f_{v11} - f_{i1}f_{v12} - f_{i2}f_{v11} + f_{i2}f_{v12} - f_{i2}f_{v21} + \\ f_{i2}f_{v22} + f_{i3}f_{v21} - f_{i3}f_{v22}) \end{cases} \quad (13)$$

b. $D > 0.5$.

同理,按照情况 **a** 可得 $D > 0.5$ 时电感电流以及输出侧电容电压的预测值分别为:

$$i_L(k+1) = i_o + 2f_{i3}t_{11} + 2f_{i4}(t_{21} - t_{11}) + f_{i1}(T_s - 2t_{21}) \quad (14)$$

$$\begin{cases} V_{C1}(k+1) = V_{o1} + 2f_{v12}t_{11} + f_{v11}(T_s - 2t_{11}) \\ V_{C2}(k+1) = V_{o2} + 2f_{v21}t_{21} + f_{v22}(T_s - 2t_{21}) \end{cases} \quad (15)$$

将式(15)代入式(10)即可计算出 t_{11} 、 t_{21} 为:

$$\begin{cases} t_{11} = -(f_{v21}i_o - f_{v22}i_o - f_{v21}i_{Lref} + f_{v22}i_{Lref} - f_{i1}V_{o1} + \\ f_{i1}V_{o2} + f_{i4}V_{o1} - f_{i4}V_{o2} - f_{i1}f_{v11}T_s + f_{i4}f_{v11}T_s + \\ f_{i1}f_{v21}T_s - f_{i4}f_{v22}T_s) / \sigma_2 \\ t_{21} = (f_{v11}i_o - f_{v12}i_o - f_{v11}i_{Lref} + f_{v12}i_{Lref} + f_{i3}V_{o1} - \\ f_{i3}V_{o2} - f_{i4}V_{o1} + f_{i4}V_{o2} + f_{i1}f_{v11}T_s - f_{i1}f_{v12}T_s - \\ f_{i4}f_{v11}T_s + f_{i3}f_{v11}T_s + f_{i4}f_{v22}T_s - f_{i3}f_{v22}T_s) / \sigma_2 \\ \sigma_2 = 2(f_{i1}f_{v11} - f_{i1}f_{v12} - f_{i4}f_{v11} + f_{i2}f_{v12} - f_{i4}f_{v21} + \\ f_{i4}f_{v22} + f_{i3}f_{v21} - f_{i3}f_{v22}) \end{cases} \quad (16)$$

2.2 稳态电流给定值的设计

由上述分析可知,为了实现对输出电压的控制,必须给出稳态电流给定值的计算方法,根据功率平衡原则,电流给定可以由式(17)求得。

$$V_{in}i_L^{SS} = \frac{(V_{C1}^{SS})^2}{R_1} + \frac{(V_{C2}^{SS})^2}{R_2} + (i_L^{SS})^2 R_L \quad (17)$$

则可解得:

$$i_{Lref} = \frac{V_{in}}{2R_L} - \sqrt{\left(\frac{V_{in}}{2R_L}\right)^2 - \left[\frac{(V_{C1ref})^2}{R_L R_1} + \frac{(V_{C2ref})^2}{R_L R_2}\right]} \quad (18)$$

其中,上标 SS 表示稳态时的数值。

2.3 Luenberger 观测器的设计

由于预测控制模型中有等效电阻参数,因此本文使用 Luenberger 观测器来观测负载电流值,从而得到负载电阻值及其变化,提高了控制系统的鲁棒性。以下以电阻 R_1 为例进行分析^[17]。

由电路模型可知电流关系如下:

$$\begin{cases} i_{D1} = i_{C1} + i_{o1} \\ i_{D1} = (1 - u_1) i_L \end{cases} \quad (19)$$

其中, i_{D1} 为经过二极管 D_1 的电流; i_{C1} 为流入电容 C_1 的电流; i_{o1} 为流过负载电阻 R_1 的电流; u_1 表示开关 S_1 的状态,开关导通时为 1,关断时为 0,则有式(20)所示的关系。

$$\frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{i_L}{C_1}(1 - u_1) - \frac{i_{o1}}{C_1} \quad (20)$$

因此可以建立表征输出动态性的状态空间模型为:

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{x}_o(t)}{dt} = \mathbf{A}_o \mathbf{x}_o(t) + \mathbf{B}_o(1 - u_1(t)) \\ \mathbf{y}_o(t) = \mathbf{C}_o \mathbf{x}_o(t) \end{cases} \quad (21)$$

$$\mathbf{x}_o(t) = [i_{o1}(t) \quad V_{C1}(t)]^T, \mathbf{C}_o = [0 \quad 1]$$

$$\mathbf{A}_o = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_o = \begin{bmatrix} 0 & \frac{i_L(t)}{C} \end{bmatrix}^T \quad (22)$$

将式(21)所示的状态空间模型离散化可以表示为:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_o(k+1) = \mathbf{A}_{od} \mathbf{x}_o(k) + \mathbf{B}_{od}(1 - u_1(k)) \\ \mathbf{y}_o(k) = \mathbf{C}_{od} \mathbf{x}_o(k) \end{cases} \quad (23)$$

$$\mathbf{X}_o(k) = [i_{o1}(k) \quad V_{C1}(k)]^T, \mathbf{C}_{od} = [0 \quad 1]$$

$$\mathbf{A}_{od} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{T_s}{C} & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{od} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{T_s i_L(t)}{C} \end{bmatrix}^T \quad (24)$$

Luenberger 观测器可由式(25)给出。

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_o(k+1) = \mathbf{A}_{od} \hat{\mathbf{x}}_o(k) + \mathbf{B}_{od}(1 - u_1(k)) + \mathbf{H} \bar{\mathbf{y}}_o(k) \\ \hat{\mathbf{y}}_o(k+1) = \mathbf{C}_{od} \hat{\mathbf{x}}_o(k+1) \end{cases} \quad (25)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_o(k) = [\hat{i}_{o1}(k) \quad \hat{V}_{C1}(k)]^T, \mathbf{H} = [h_1 \quad h_2]^T$$

$$\bar{\mathbf{y}}_o(k) = \mathbf{y}_o(k) - \hat{\mathbf{y}}_o(k) = \mathbf{C}_{od}(\mathbf{x}_o(k) - \hat{\mathbf{x}}_o(k)) = \mathbf{C}_{od} \bar{\mathbf{x}}_o(k) \quad (26)$$

其中, $\hat{i}_{o1}(k)$ 和 $\hat{V}_{C1}(k)$ 分别为负载电流和输出侧电容 C_1 电压估计值; $\bar{\mathbf{y}}_o(k)$ 为系统输出变量测量值与估计值的差值; $\bar{\mathbf{x}}_o(k)$ 为状态变量测量值与其估计值的差值; h_1 和 h_2 为观测器增益系数。将式(26)代入式(25)可得:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_o(k+1) &= (\mathbf{A}_{od} - \mathbf{H} \mathbf{C}_{od}) \hat{\mathbf{x}}_o(k) + \\ &\quad \mathbf{B}_{od}(1 - u_1(k)) + \mathbf{H} \mathbf{y}_o(k) \end{aligned} \quad (27)$$

综合式(23)和式(26)可得:

$$\bar{\mathbf{x}}_o(k+1) = (\mathbf{A}_{od} - \mathbf{H} \mathbf{C}_{od}) \bar{\mathbf{x}}_o(k) \quad (28)$$

为保证观测器的可观性,则 $\mathbf{A}_{od} - \mathbf{H} \mathbf{C}_{od}$ 为 Hurwitz 矩阵,即矩阵 $\mathbf{A}_{od} - \mathbf{H} \mathbf{C}_{od}$ 的特征值小于 1,据此可合理选择 h_1 和 h_2 的取值。因此,输出变量的观测值为:

$$\begin{cases} \hat{i}_{o1}(k+1) = \hat{i}_{o1}(k) + h_1(V_{C1}(k) - \hat{V}_{C1}(k)) \\ \hat{V}_{C1}(k+1) = (1-h_2)\hat{V}_{C1}(k) - \frac{T_s}{C_1}\hat{i}_{o1}(k) + \\ h_2V_{C1}(k) + \frac{T_s}{C_2}i_L(k)(1-u_1(k)) \end{cases} \quad (29)$$

同理可得等效负载 R_2 电压、电流观测值的计算公式为:

$$\begin{cases} \hat{i}_{o2}(k+1) = \hat{i}_{o2}(k) + h_1(V_{C2}(k) - \hat{V}_{C2}(k)) \\ \hat{V}_{C2}(k+1) = (1-h_2)\hat{V}_{C2}(k) - \frac{T_s}{C_2}\hat{i}_{o2}(k) + \\ h_2V_{C2}(k) + \frac{T_s}{C_2}i_L(k)(1-u_2(k)) \end{cases} \quad (30)$$

因此,分别通过式(29)和式(30)可以得到两负载等效电阻的观测值 $\hat{R}_1$ 、 $\hat{R}_2$ 。

3 仿真分析与实验验证

针对上述理论分析,利用 MATLAB/Simulink 软件及基于 dSPACE 的硬件系统分别进行了仿真分析和实验验证。图 4 为整个系统控制的原理图。图中,根据采样得到的输出侧电压参数,由式(18)计算出的稳态电流给定。在电流内环控制中,根据 2.1 节中的部分公式计算得到占空比并将其作用于 Boost 三电平变换器开关管,从而同时实现输出电压以及中点电位平衡的控制目标。通过 Luenberger 观测器计算得到负载电阻值,可提高控制系统鲁棒性。主要电路参数如下:低压侧输入电压 $V_{in} = 15 \text{ V}$,电感电阻 $R_L = 0.5 \Omega$,负载电阻 $R_1 = R_2 = 10 \Omega$,输出侧电容 $C_1 = C_2 = 220 \mu\text{F}$,电感 $L = 220 \mu\text{H}$,开关频率为 10 kHz 。

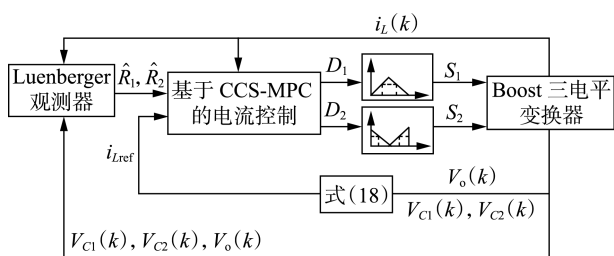


图 4 系统控制框图

Fig.4 Control block diagram of system

3.1 稳压控制

分别控制输出电压给定值为 25 V ($D < 0.5$) 和 35 V ($D > 0.5$), 改变其中一个负载的电阻, 目标是维持输出电压不变, 并保证中点电位平衡。

图 5 和图 6 分别为 $D < 0.5$ 和 $D > 0.5$ 时的输出电压、电感电流和电容电压差的仿真波形。0.01 s 之前为电路电压建立过程, 设电容电压初始值为电压给定值, 由于电容经负载电阻放电, 输出电压会先减小后增大, 通过降低输出侧电容值可以减小电压建

立时间。初始负载电阻值均为 10Ω , 0.02 s 时, 负载电阻 R_2 变为 15Ω , 负载电阻 R_1 保持 10Ω 不变。经过小于 10 ms 的调节时间后, 电路又恢复稳定状态, 依然可以保证中点电位的平衡。由图 5 和图 6 可知, 电容电压差被控制在较小的范围内, 通过增大输出侧电容值可以将电容电压差控制在更小的范围内。

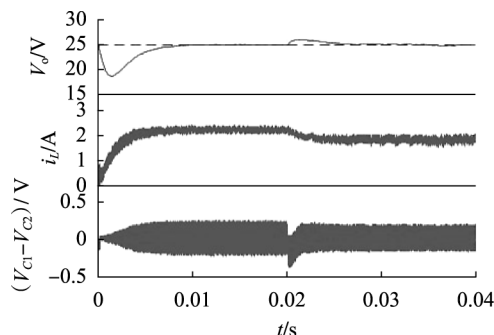


图 5 $D < 0.5$ 时的仿真波形

Fig.5 Simulative waveforms when $D < 0.5$

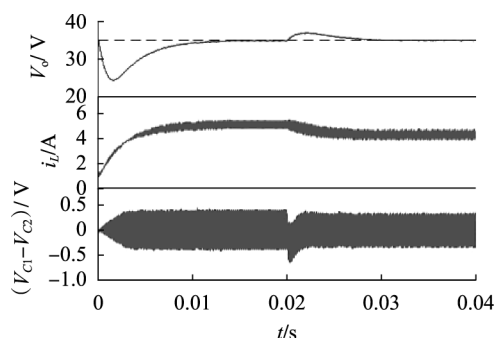


图 6 $D > 0.5$ 时的仿真波形

Fig.6 Simulative waveforms when $D > 0.5$

图 7 和图 8 分别为 $D < 0.5$ 和 $D > 0.5$ 时的输出电压、电感电流和电容电压差的实验波形。0.02 s 时, 负载电阻 R_2 由 10Ω 变为 15Ω , 负载电阻 R_1 保持 10Ω 不变。经过小于 10 ms 的调节时间后, 电路又恢复稳定状态, 同时保证中点电位的平衡。需要说明的是, 图中两电容电压差是先根据采样电路得到两电容电压, 然后经 dSPACE 计算由 DA 模块输出得到的, 因此实验波形与仿真波形之间有略微的差异。观察仿真和实验波形可知, 本文所提的控制方法不仅可以实现电压控制, 同时也可以平衡中点电位。

3.2 电流控制

为保证负载均衡, 单独控制低压侧电感电流, 改变其给定值, 观察系统的动态性能。

图 9 和图 10 分别为低压侧电感电流的仿真波形和实验波形。可见改变电感电流给定值后, 经过一个开关周期的调节, 电感电流即可达到新的给定值。0.1~0.2 ms 为仿真过程中的动态时间段, 其中在 0.15 ms 时的电感电流波动是由三电平 Boost 电

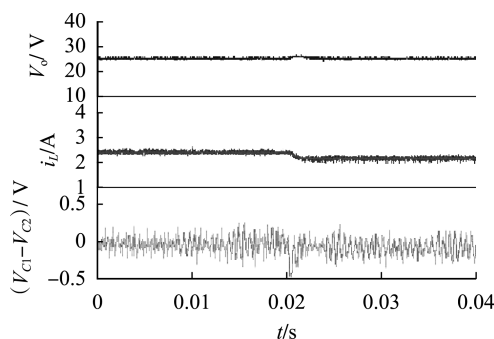
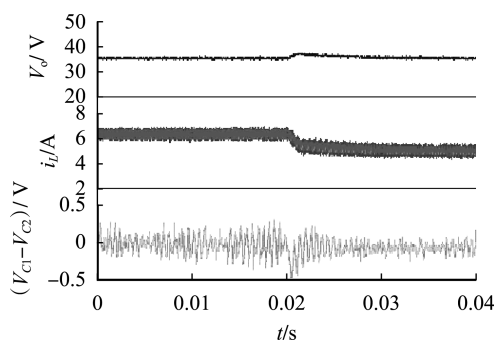
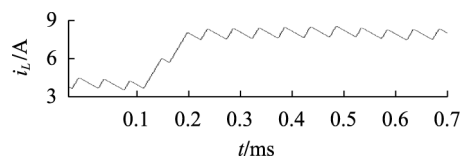
图7 $D < 0.5$ 时的实验波形Fig.7 Experimental waveforms when $D < 0.5$ 图8 $D > 0.5$ 时的实验波形Fig.8 Experimental waveforms when $D > 0.5$ 

图9 电感电流的仿真波形

Fig.9 Simulative waveform of inductor current

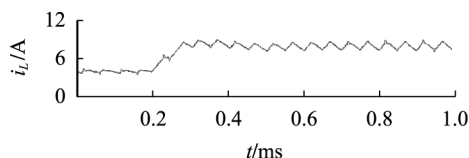


图10 电感电流的实验波形

Fig.10 Experimental waveform of inductor current

路开关状态引起的,属正常调节过程。观察分析可知,本文提出的控制方法可以充分体现 MPC 的动态性能。

4 结论

电力电子变换器 MPC 是一种新兴的基于变换器模型的优化控制,其具有建模直观、控制直接且易于处理系统约束等优点。本文根据 Boost 三电平变换器可以调节输出侧中点电位平衡的特点,提出了一种基于 CCS-MPC 的固定开关频率控制方法。由仿真分析可知,该控制方法不仅可以提高系统的动态性能,而且可以同时实现输出电压控制和平衡输出侧中点电位 2 个控制目标,并能保证在评价函数

中无需调节不同控制目标的权重系数。最后,通过硬件实验验证了理论分析的正确性以及可行性。

参考文献:

- [1] 严骏华,牟龙华,朱国锋. 适用于光伏发电的多相并联 Boost 变换器相数调整电流的研究[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(10): 71-77.
YAN Junhua, MU Longhua, ZHU Guofeng. Research on phase shedding current of multiphase parallel Boost converter for PV system [J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(10): 71-77.
- [2] LEHMAN B, BASS R M. Switching frequency dependent averaged models for PWM DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(1): 89-98.
- [3] 李柯平,周继华,高丁丁. Boost 三电平变换器在大功率 UPS 中的应用[J]. 电力电子技术, 2006, 40(6): 115-117.
LI Keping, ZHOU Jihua, GAO Dingding. Application of Boost three-level converters in UPS[J]. Power Electronics, 2006, 40(6): 115-117.
- [4] 秦岭,冯志强,戴翔,等. 基于开关-电容网络的三电平直流变换器简易构造法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(2): 635-643.
QIN Ling, FENG Zhiqiang, DAI Xiang, et al. A simple construction method for three-level DC converters based on switch-diode-capacitor networks[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(2): 635-643.
- [5] 吴雯雯,姚刚,李武华,等. 一种三电平 Boost PFC 电路的软开关研究[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(增刊1): 222-227.
WU Wenwen, YAO Gang, LI Wuhua, et al. Research on soft switching of three-level converter for PFC [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(Supplement 1): 222-227.
- [6] 阮新波,危健,薛雅丽. 非隔离三电平变换器中分压电容均压的一种方法[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 27-31.
RUAN Xinbo, WEI Jian, XUE Yali. A method to balance the voltage of the divided capacitor in non-isolated three-level converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 27-31.
- [7] 谷鑫,夏长亮,陈炜. 相差控制的 Boost 三电平变换器工作模式分析[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(27): 36-44.
GU Xin, XIA Changliang, CHEN Wei. Analysis on operating mode of Boost three-level converter with phase-delay control [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(27): 36-44.
- [8] 谢勇,成刚,方宇,等. TL-Boost 光伏系统中两个关键技术的研究[J]. 电力电子技术, 2016, 50(1): 87-90.
XIE Yong, CHENG Gang, FANG Yu, et al. Research on two key technical problems in TL-Boost photovoltaic system [J]. Power Electronics, 2016, 50(1): 87-90.
- [9] 徐国金. 中压电池充放电设备的控制系统研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2014.
XU Guojin. Research on medium-voltage battery charging and discharging equipment control system [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2014.
- [10] 江晨. 直流微网中 DC/DC 变换器并联技术研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2016.
JIANG Chen. Research on control strategy of parallel DC/DC converters for DC micro-grid [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2016.
- [11] QUEVEDO D E, AGUILERA R P, GEYER T. Predictive control in power electronics and drives; basic concepts, theory, and methods [M] // Advanced and Intelligent Control in Power Electronics and Drives. [S.l.]: Springer International Publishing, 2014: 181-226.

- [12] KIM S K, KIM J S, PARK C R, et al. Output-feedback model predictive controller for voltage regulation of a DC/DC converter[J]. IET Control Theory Applications, 2013, 7(16): 1959-1968.
- [13] KARAMANAKOS P, PAPAFOOTIOTIS G, MANIAS S. Model predictive control strategies for DC-DC Boost voltage conversion[C]// Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications. Birmingham, UK: IEEE, 2011: 1-9.
- [14] RODRIGUEZ J, KAZMIERKOWSKI M P, ESPINOZA J, et al. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 1003-1016.
- [15] 梅杨, 李晓晴, 齐园园. 三电平双向 DC-DC 变换器的模型预测控制方法[J]. 电气传动, 2016, 46(2): 36-39.
MEI Yang, LI Xiaoqing, QI Yuanyuan. Model predictive control method for three-level bi-directional DC-DC converter[J]. Electric Drive, 2016, 46(2): 36-39.
- [16] ACUNA P, AGUILERA R P, GHIAS A M Y M, et al. Cascade-free model predictive control for single-phase grid-connected power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(1): 285-294.
- [17] 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.
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.
- [18] RODRIGUEZ H, ORTEGA R, ESCOBAR G. A robustly stable output feedback saturated controller for the Boost DC-to-DC converter[C]// Proceedings of the 38th IEEE Conference on Decision and Control. Phoenix, AZ, USA: IEEE, 1999: 2100-2105.

作者简介:



贾志东

贾志东(1994—),男,山西晋城人,硕士研究生,主要研究方向为电力电子技术和储能系统(**E-mail**: 16121465@bjtu.edu.cn);

姜久春(1973—),男,北京人,教授,博士,主要研究方向为电动汽车电池管理系统和微网技术(**E-mail**: jcjiang@bjtu.edu.cn);

林泓涛(1993—),男,福建福州人,硕士研究生,主要研究方向为电力电子技术和储能系统(**E-mail**: 16121476@bjtu.edu.cn);

程龙(1984—),男,北京人,博士研究生,研究方向为电力电子技术和储能系统(**E-mail**: 13117377@bjtu.edu.cn);

汪星华(1973—),男,河北唐山人,工程师,硕士,主要研究方向为电气仿真(**E-mail**: wangxinghua@tangche.com)。

Model predictive control method for Boost three-level converter

JIA Zhidong¹, JIANG Jiuchun¹, LIN Hongtao¹, CHENG Long¹, WANG Xinghua²

(1. National Active Distribution Network Technology Research Center, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;

2. CRRC Tangshan Co., Ltd., Tangshan 063035, China)

Abstract: Compared with the traditional double closed-loops control, MPC (Model Predictive Control) is widely used in the control of DC-DC converters because of its advantages such as fast dynamic response, no PI parameters and additive system state variables constraints. However, FCS-MPC (Finite Control Set-Model Predictive Control) method is generally used in most researches, which has no fixed switching frequency. Therefore, in view of Boost three-level converters, a fixed switching frequency control method based on CCS-MPC (Continuous Control Set-Model Predictive Control) is proposed, by which two control objectives including output voltage control and balance control of output-side neutral point potential can be achieved. At the same time, the proposed method ensures that there are no weighting factors in the cost function, which simplifies the controller parameter designing. Finally, the simulation and experiment are carried out by MATLAB/Simulink software and the dSPACE real-time simulation system. The results prove the correctness of the theoretical analysis.

Key words: model predictive control; Boost three-level converter; continuous control set; neutral point potential; switching frequency