

直流供电交错并联双向 DC/DC 变换器切换控制策略

潘磊磊^{1,2}, 田崇翼^{1,2}, 张桂青^{1,2}, 王瑞琪³

(1. 山东建筑大学信息与电气工程学院, 山东 济南 250101; 2. 山东省智能建筑技术重点实验室, 山东 济南 250101; 3. 国网山东综合能源服务有限公司, 山东 济南 250021)

摘要: 分布式可再生能源的推广应用、节能减排的需求以及用户终端负荷特性的变化, 给传统交流供电带来了巨大挑战, 直流供电因其强大的节能优势受到广泛关注。作为直流供电系统的关键组成部分, DC/DC 变换器对稳定性有较高的要求。目前变换器普遍采用小信号建模, 建模精度不高, 在面临大的扰动时系统可能变得不稳定。文中基于切换系统理论, 提出一种储能交错并联双向 DC/DC 变换器的切换控制方法, 直接对系统进行大信号建模, 建模精度高。首先选取系统储能函数作为共同的 Lyapunov 函数并设计最优切换率, 然后分析了该切换率条件下系统在切换平衡点处的稳定性, 最后在 Matlab 中进行了仿真, 搭建了基于 SiC MOSFET 的双向 DC/DC 变换器样机进行验证。实验验证了该切换控制策略的有效性。

关键词: 直流供电; 双向 DC/DC 变换器; 交错并联; 切换控制; PI 控制; 电流预测

中图分类号: TM46

文献标志码: A

文章编号: 2096-3203(2021)06-0077-09

0 引言

近年来, 由于能源危机与生态环境恶化, 直流供电受到人们的广泛关注。与交流供电相比, 直流供电能够提高传输效率, 降低能耗, 节约成本, 保证电能质量, 提高供电可靠性^[1], 已成为当下的研究热点。预计 2050 年国内直流负荷的占比将达到 70%^[2], 国外研究结果表明某些类型建筑中直流负荷所占比重甚至达 90% 以上^[3]。

目前关于变换器拓扑和控制的研究不断深入, 现有变换器普遍存在效率低、体积大等问题, 碳化硅(SiC)、氮化镓(GaN)等新型高频半导体器件的应用能够极大提升双变换器的性能。文献[4]将 21 kW 的 SiC 交错并联 DC/DC 变换器应用于质子膜燃料电池的功率输出, 工作频率为 100 kHz, 具有 93% 的最佳功率效率。文献[5]基于切换系统理论, 提出一种双向 AC/DC 切换控制方法, 切换算法控制下系统静态特性和动态特性明显优于传统的 PI 控制策略。文献[6—8]建立了用于储能节能系统的双向 DC/DC 变换器切换系统模型, 构造了系统的 Lyapunov 函数, 通过 Lyapunov 函数推导出系统切换控制律。文献[9]对并联 Buck 变换器采用分布式混杂系统建模方法, 首先建立混杂模型, 采用模型预测方法进行控制, 与 PI 控制进行了对比。

目前多数研究交直流混合微电网控制的文献都采用小信号建模来分析双向 AC/DC 变换器和

DC/DC 变换器^[10—13], 常用的建模方法为状态空间平均法。这种小信号模型忽略了模型中高次项, 建模精度不高, 面临大信号扰动时系统可能不稳定。

文中基于切换系统理论, 直接对系统大信号过程进行建模, 建立变换器切换系统模型, 并设计最优切换率, 进行仿真模拟并搭建了基于碳化硅金属-氧化物半导体场效应晶体管(SiC metal-oxide-semiconductor field-effect transistor, SiC MOSFET)开关管的直流供电实验平台。仿真和实验结果验证了文中建模方法和控制策略的有效性。

1 交错并联双向 DC/DC 变换器建模

直流供电减少了交直流转换过程, 没有无功功率的流动, 降低了线路损耗, 不需要考虑交流控制中频率、相位等复杂的控制, 节约了成本。随着电动汽车的普及^[14], 直流供电近年来得到广泛关注。

传统交流供电架构如图 1 所示。AC/DC 变换器效率为 95%, DC/DC 变换器效率为 98%。传统交流配电网中, 显示器、笔记本电脑、电视机等用电设备的电源电路由整流、DC/DC 变换器等部分组成, 电能从光伏阵列到负载的转换效率 η_1 约为 87%。

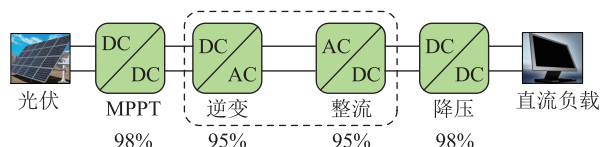


图 1 交流供电架构

Fig.1 Architecture of AC power supply

图 2 所示的低压直流供电中, 电能从光伏阵列

到负载只经过最大功率点跟踪 (maximum power point tracking, MPPT) 控制器和 DC/DC (或 DC/AC) 变换器, 电能转换效率 η_2 约为 96%。

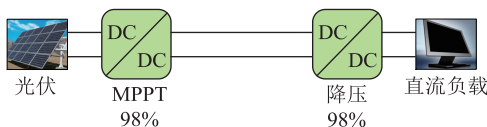


图2 直流供电架构

Fig.2 Architecture of DC power supply

理论上直流供电至少可以提高 9% 的效率。如果考虑交流供电带来的谐波、无功等损坏, 直流供电整体效率提升更明显。

直流供电系统中 DC/DC 变换器关系到系统的效率与运行, 文中选择两相交错并联双向 Buck/Boost 变换器来连接直流母线和蓄电池等储能装置。蓄电池对电流纹波要求较高, 降低电流纹波可以延长蓄电池使用寿命。单级 Boost 变换器输出功率较小, 存在纹波较大、高电流和高电压应力等问题。文中交错并联 Buck/Boost 拓扑减少了电流纹波^[15], 减小了储能电感和滤波元件的体积, 提升了功率密度, 主拓扑如图 3 所示。

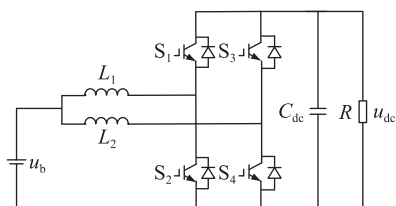


图3 两相交错并联双向 DC/DC 变换器

Fig.3 Two-phase alternating parallel bidirectional DC/DC converter

以两相交错并联双向 Buck/Boost 变换器的一相为例对其工作原理进行分析。以电感 L_1 相为例, 分为 Boost 和 Buck 2 种工作状态, 分别如图 4 和图 5 所示。以二进制变量 S 的值来表示开关管的状态, 即 S 为 1 代表开关管导通, S 为 0 代表开关管关断。

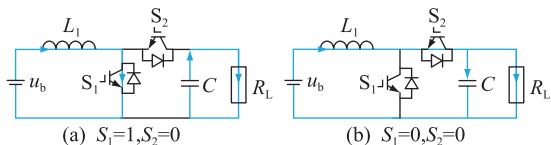


图4 Boost 工作状态

Fig.4 Boost operating state

图 4 (a) 中, 当工作于 Boost 状态时, 开关管 S_2 常闭, 开关管 S_1 交替导通。当开关管 S_1 导通时, 由基尔霍夫定律得:

$$L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = u_b \quad (1)$$

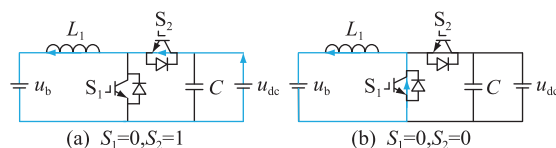


图5 Buck 工作状态

Fig.5 Buck operating state

图 4 (b) 中, 当开关管 S_1 关闭时, 由基尔霍夫定律得:

$$L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = u_b - u_{dc} \quad (2)$$

图 5 (a) 中, 当工作于 Buck 状态时, 开关管 S_1 常闭, 开关管 S_2 交替导通。当开关管 S_2 导通时, 由基尔霍夫定律得:

$$L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = u_{dc} - u_b \quad (3)$$

图 5 (b) 中, 当开关管 S_2 关闭时, 由基尔霍夫定律得:

$$L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = -u_b \quad (4)$$

2 双向 DC/DC 变换器控制方法

目前, 随着变换器相关研究的不断深入, 采用了许多控制方法, 通常采用经典的线性控制方法。然而系统是非线性的, 因此线性控制方法在面对大扰动时无效。近年来, 切换控制、模糊逻辑控制及滑模控制器在电力电子变换器的控制方面得到了广泛应用^[16]。

2.1 传统双闭环控制策略

目前大多数变换器均采用小信号模型来分析, PI 参数设置繁琐, 且基于状态空间平均法的小信号模型是通过忽略模型中高次项而近似得到的。这些方法只在工作点附近有效, 面对输入电压突变、负载突变等大信号扰动时, 系统可能不稳定, 需要对系统进行大信号分析^[17-20]。传统双闭环控制策略如图 6 所示。

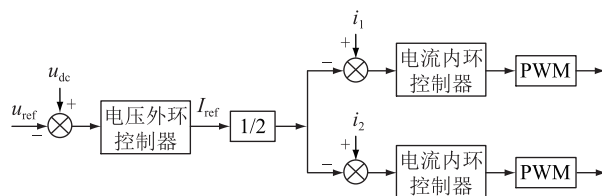


图6 传统双闭环控制策略框图

Fig.6 Block diagram of traditional double closed loop control strategy

由于直流供电系统内分布式发电具有随机性且空调、照明等各种直流负载频繁投切, 而 DC/DC

变换器是直流供电系统的重要组成部分,所以对变换器的稳定性要求较高。传统的双闭环控制对小信号建模存在局限性,面对大信号扰动时可能变得不稳定。

2.2 基于切换模型的切换控制策略

2.2.1 切换控制原理

DC/DC 变换器是一类同时包含连续状态变量和离散开关变量的混杂动态系统,即切换线性系统,燃料电池输出电压波动较大,负载特性较软。DC/DC 变化器面对电压、负载突变时可能变得不稳定。基于切换动态理论建立切换模型,对系统的大信号模型进行建模,外环采用 PI 电压控制,内环采用切换控制跟踪电压外环产生的电流参考值,面对扰动时快速响应达到稳定。

切换控制基于变换器模型进行优化控制,建模直观,控制直接,动态响应快且无需调节复杂的 PI 参数,可很好地处理多变量系统的约束最优跟踪控制问题^[21],已广泛应用于有源前端整流器、间接矩阵变换器、电压源逆变器中。切换控制需要大量计算,对微处理器的计算能力要求较高。随着现场可编程门阵列(field-programmable gate array, FPGA)、TMS320F28377D 等微处理器的发展,切换控制得到了广泛应用^[22-26]。

交错并联双向 DC/DC 变换器的切换控制策略如图 7 所示。其中,采样直流母线电压 $u_{dc}(t)$ 与设定电压 u_{dc}^* 的差值经过 PI 运算得到下一时刻的预测电流 i^* 。当 $i^* > 0$ 时,双向 DC/DC 变换器工作在 Boost 模式,蓄电池放电;当 $i^* < 0$ 时,双向 DC/DC 变换器工作在 Buck 模式,蓄电池充电。通过比较器判断储能单元给定工作电流的正负来确定双向 DC/DC 变换器的工作模式。

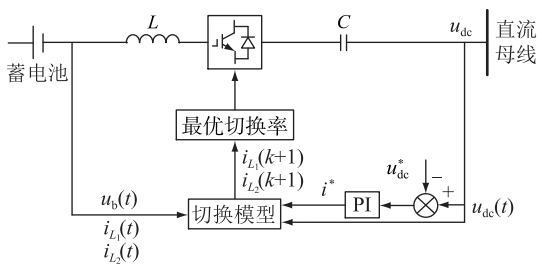


图 7 切换控制策略框图

Fig.7 Block diagram of switch control strategy

2.2.2 双向 DC/DC 变换器切换建模

文中基于切换系统理论,首先建立双向 DC/DC 切换动态模型,然后采用储能函数作为系统 Lyapunov 函数,以系统能量衰减最小为目标设计了最优切换控制策略。变换器在 4 个子系统 Σ_1 、 Σ_2 、

Σ_3 、 Σ_4 间切换,设电流由直流母线侧流至蓄电池侧为正方向,切换子系统如图 8 所示。

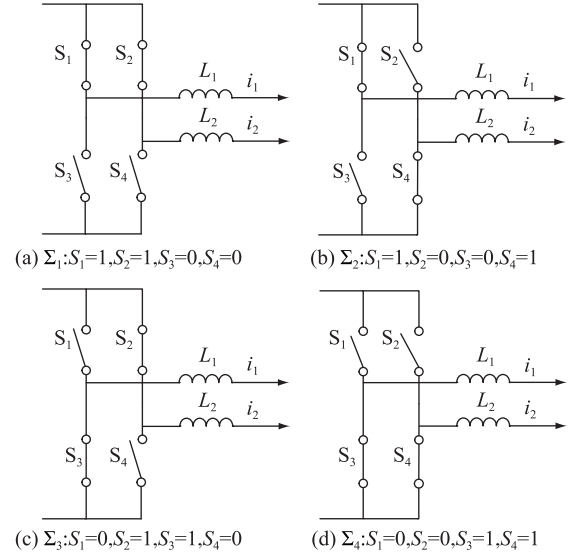


图 8 系统的切换子系统

Fig.8 Switching subsystem of the system

双向 DC/DC 变换器可用切换系统描述为:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_{\sigma(t)} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_{\sigma(t)} w(t) \quad (5)$$

其中:

$$\mathbf{x}(t) = [i_1 \quad i_2 \quad u_{dc} \quad u_b]^T \quad (6)$$

$$\mathbf{B}_{\sigma(t)} = [0 \quad 0 \quad 1/C \quad 0]^T \quad (7)$$

$$w(t) = i_1 + i_2 \quad (8)$$

$$\mathbf{A}_{\sigma(t)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{S_{\sigma 1(t)} - 1}{L_1} & \frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{S_{\sigma 2(t)} - 1}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1 - S_{\sigma 1(t)}}{C} & \frac{1 - S_{\sigma 2(t)}}{C} & -\frac{1}{RC} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中: $S_{\sigma 1(t)}$ 为第 1 对开关切换到 σ 模式时的值。

切换系统在各个子系统的切换过程中是稳定的,在切换平衡点切换稳定,系统在切换平衡点时,有:

$$\mathbf{A}_{eq} \mathbf{x}_{eq} + \mathbf{B}_{eq} w = 0 \quad (10)$$

式中: i_{eq1} 、 i_{eq2} 分别为平衡点处电感 L_1 、 L_2 的电流。开关 $S_{\sigma(t)}$ 可视作连续量,用 S_{eq} 表示。系统在切换平衡点的邻域内稳定,有:

$$\mathbf{A}_{eq} \mathbf{x}_{eq} + \mathbf{B}_{eq} w = 0 \quad (11)$$

其中:

$$\mathbf{A}_{eq} = \sum_{i=1}^m (\beta_i \mathbf{A}_i) \quad (12)$$

$$\mathbf{B}_{eq} = \sum_{i=1}^m (\beta_i \mathbf{B}_i) \quad (13)$$

$$\beta_i \subset \tau \quad (14)$$

式中： τ 为满足 $\sum_{i=1}^m \beta_i = 1 (0 < \beta_i < 1)$ 的所有向量集合； $\mathbf{A}_{eq}, \mathbf{B}_{eq}$ 为平衡点处的矩阵； $\mathbf{A}_i, \mathbf{B}_i$ 为系统在切换周期内第 i 作用时间时的矩阵。

β_i 可以视为各子系统持续作用时间占总切换周期的比例，凸组合可以理解为切换形式的平均系统，将 S_{eq} 代入式(11)得：

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{S_{\sigma 1(t)} - 1}{L_1} & \frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{S_{\sigma 2(t)} - 1}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1 - S_{\sigma 1(t)}}{L_1} & \frac{1 - S_{\sigma 2(t)}}{L_2} & -\frac{1}{RC} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{eq1} \\ i_{eq2} \\ u_{dc} \\ u_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/C \\ 0 \end{bmatrix} (i_1 + i_2) = 0 \quad (15)$$

求解平衡式可得：

$$S_{eq1} = \frac{u_{eq} - u_b}{u_{eq}} \quad (16)$$

$$i_{eq1} = \frac{u_{eq}}{2u_{eq}} \left(\frac{u_{eq}}{R} - i_0 \right) \quad (17)$$

$$S_{eq2} = \frac{u_{eq} - u_b}{u_{eq}} \quad (18)$$

$$i_{eq2} = \frac{u_{eq}}{2u_{eq}} \left(\frac{u_{eq}}{R} - i_0 \right) \quad (19)$$

对于双向 DC/DC 变换器而言，由于其含有储能元件，所以文中选择其储能函数作为共同 Lyapunov 函数，设 $\mathbf{P} = (L_1, L_2, C, 1)$ ，则有共同 Lyapunov 函数：

$$V(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{eq}) = [\mathbf{x} - \mathbf{x}_{eq}]^T \mathbf{P}(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{eq}) \quad (20)$$

设计切换率：

$$\sigma(x) = \arg \min_{i=1,2,\dots,7} \{V_i(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{eq})\} \quad (21)$$

如果能够证明在该切换率下，切换系统整个运行区间都能够得到保证，则表示切换系统将能够收敛于期望的切换平衡点，而且收敛速度快。

系统运行在第 i 个子系统，则：

$$\begin{aligned} V_i(-\mathbf{x}_{eq}) &= 2[\mathbf{x} - \mathbf{x}_{eq}]^T \mathbf{P}\mathbf{x} = \\ &= 2[\mathbf{x} - \mathbf{x}_{eq}]^T \mathbf{P}(\mathbf{A}_i \mathbf{x} + \mathbf{B}_i \mathbf{x}) \end{aligned} \quad (22)$$

式(22)两边同时乘以 $2(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{eq})^T \mathbf{P}$ ，和式(15)

相减得：

$$\begin{aligned} V_i(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{eq}) &= 2[\mathbf{x} - \mathbf{x}_{eq}]^T \mathbf{P}\mathbf{A}_i(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{eq}) + \\ &= 2[\mathbf{x} - \mathbf{x}_{eq}]^T \mathbf{P}(\mathbf{A}_i - \mathbf{A}_{eq})\mathbf{x}_{eq} \end{aligned} \quad (23)$$

将 $\mathbf{P}, \mathbf{x}_{eq}, \mathbf{A}_{eq}$ 代入式(23)可得：

$$\begin{aligned} V_i(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{eq}) &= -\frac{2(u - u_{eq})^2}{R} + \\ &= 2(iu_{eq} - ui_{eq})(s_i - s_{eq1}) + 2(iu_{eq} - ui_{eq})(s_j - s_{eq2}) \end{aligned} \quad (24)$$

s_i 和 s_j 为系统运行在不同子系统时开关量的值。当系统运行在子系统 1 和 2 时， $s_i = 1$ ；当系统运行在子系统 3 和 4 时， $s_i = 0$ ；当系统运行在子系统 1 和 3 时， $s_j = 1$ ；当系统运行在子系统 2 和 4 时， $s_j = 0$ 。

对于子系统 Σ_1 有：

$$\begin{aligned} V_1(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{eq}) &= -\frac{2(u - u_{eq})^2}{R} + \\ &= 2(iu_{eq} - ui_{eq})(1 - s_{eq1}) + 2(iu_{eq} - ui_{eq})(1 - s_{eq2}) \end{aligned} \quad (25)$$

对于子系统 Σ_2 有：

$$\begin{aligned} V_2(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{eq}) &= -\frac{2(u - u_{eq})^2}{R} + \\ &= 2(iu_{eq} - ui_{eq})(1 - s_{eq1}) + 2(iu_{eq} - ui_{eq})(0 - s_{eq2}) \end{aligned} \quad (26)$$

对于子系统 Σ_3 有：

$$\begin{aligned} V_3(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{eq}) &= -\frac{2(u - u_{eq})^2}{R} + \\ &= 2(iu_{eq} - ui_{eq})(0 - s_{eq1}) + 2(iu_{eq} - ui_{eq})(1 - s_{eq2}) \end{aligned} \quad (27)$$

对于子系统 Σ_4 有：

$$\begin{aligned} V_4(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{eq}) &= \frac{2(u - u_{eq})^2}{R} + \\ &= 2(iu_{eq} - ui_{eq})(0 - s_{eq1}) + 2(iu_{eq} - ui_{eq})(0 - s_{eq2}) \end{aligned} \quad (28)$$

当系统运行在子系统 Σ_1 时，如果 $V_1(\mathbf{x} - \mathbf{x}^*) < 0$ ，则系统收敛于期望的切换平衡点，切换系统在切换平衡点是稳定的；如果 $V_1(\mathbf{x} - \mathbf{x}^*) > 0$ ，由于 $-2(u - u_{eq})^2/R \leq 0$ ，那么：

$$\begin{aligned} &2(iu_{eq} - ui_{eq})(1 - s_{eq1}) + \\ &2(iu_{eq} - ui_{eq})(1 - s_{eq2}) > 0 \end{aligned} \quad (29)$$

因此：

$$\begin{aligned} &2(iu_{eq} - ui_{eq})(0 - s_{eq1}) + \\ &2(iu_{eq} - ui_{eq})(0 - s_{eq2}) < 0 \end{aligned} \quad (30)$$

$V_4(\mathbf{x} - \mathbf{x}^*) < 0$ ，总存在一组 i ，使 $V_i(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{eq}) < 0$ ，所以切换律能够保证双向 DC/DC 变换器渐近稳定到期望平衡点。

由于 DC/DC 变换器采用固定周期 T 采样,双向 DC/DC 变换器状态为 $x(t)$,DC/DC 每次都在下一个采样周期选取最优的开关状态作用于开关管,当采样周期 T 足够小时,有:

$$\begin{aligned} \sigma(x) &= \arg \min_{i=1,2,\dots,7} \{V_i(x - x^*)\} = \\ \arg \min_{i=1,2,\dots,7} &\left\{ \frac{V_i(x - x^*, t + \Delta T) - V_i(x - x^*, t)}{\Delta T} \right\} = \\ \arg \min_{i=1,2,\dots,7} &\{ [x_i(t + \Delta T) - x^*]^T P [x_i(t + \Delta T) - x^*] \} \end{aligned} \quad (31)$$

系统的最优切换率为:

$$\sigma(x) = \arg \min_{i=1,2,\dots,7} \{ [x_i(t + \Delta T) - x^*]^T \times P [x_i(t + \Delta T) - x^*] \} \quad (32)$$

系统下一时刻的预测电压电流状态值为:

$$x_\sigma(t + \Delta T) = (I + A_\sigma)x(t) \quad (33)$$

综上所述,文中首先建立变换器的切换控制模型,选取储能函数作为共同的 Lyapunov 函数,并设计最优切换率,分析了在该切换率条件下切换平衡点的稳定性。最优切换率物理意义如图 9 所示,其中 $K=1,2,3,\dots,n$ 。

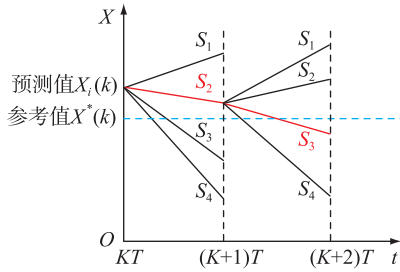


图 9 最优切换率物理意义

Fig.9 Physical meaning of optimal switching rate

当切换系统选择不同的切换路径时,经过一个采样周期后得到的不同的状态变量 $X_i(k)$,各 $X_i(k)$ 和期望的状态点 $X^*(k)$ 的距离 J 也不相同,选择了一个离 X^* 短距离的模式作为下一个周期的控制信号,从而保证系统收敛快,如图 9 红色部分 S_2 和 S_3 ,即为最优切换路径。

3 仿真分析

3.1 仿真模型建立

在 Matlab/Simulink 环境下,对切换控制方法和 PI 控制方法搭建仿真模型,观察直流母线电压 u_{dc} 和蓄电池充放电电流 i_b 的响应情况对仿真模型进行仿真,2 种控制方法的仿真参数均一致,见表 1。

3.2 仿真分析

3.2.1 电流环仿真

设置输入电压为 24 V,负载电阻 20 Ω ,在给定

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

参数	数值
蓄电池容量、荷电状态	24 V/20 A·h,80%
直流母线/V	80
电感 L_1, L_2 /mH	5,5
电压外环参数 K_p, K_i	1,0.01
采样周期/ms	20

电流由 10 A 突变为 20 A 时观察直流母线电压 u_{dc} 和电感电流 i_L 响应情况。图 10 为给定电流突变时的切换控制电流环仿真结果,图 11 为给定电流突变时的 PI 控制电流环仿真结果,输入电压为 24 V,负载电阻 20 Ω ,电流环给定参考电流在 0.3 s 由 10 A 突变为 20 A。

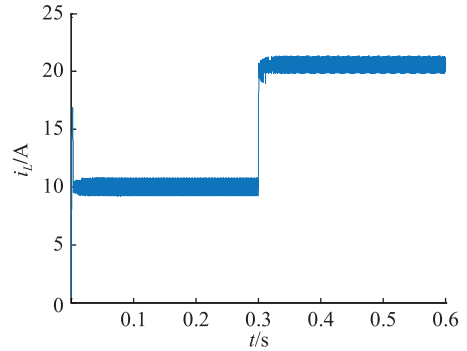


图 10 切换控制电流环仿真波形

Fig.10 Switching control current loop simulation waveform

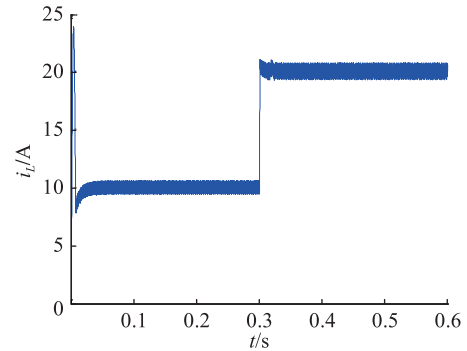


图 11 PI 控制电流环仿真波形

Fig.11 PI control current loop simulation waveform

可以看出,给定电流突变下,2 种控制策略均能够快速跟踪给定的电流变化,切换控制下电流波形质量较好。

3.2.2 负荷投切仿真

双向 DC/DC 变换器低压侧连接蓄电池,工作在 Boost 模式时,输入电压为 24 V,此时负载电阻由 40 Ω 切换至 20 Ω ,观察直流母线电压 u_{dc} 动态响应情况和电感电流 i_L 的变化情况。2 种控制策略下直

流母线电压准确地跟踪给定值 80 V, 负荷投切时仿真结果如图 12 和图 13 所示。

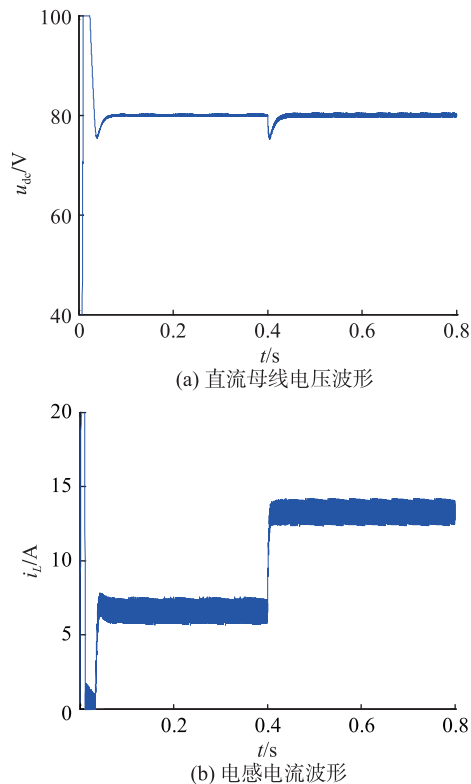


图 12 切换控制仿真结果

Fig.12 Results of switching control simulation

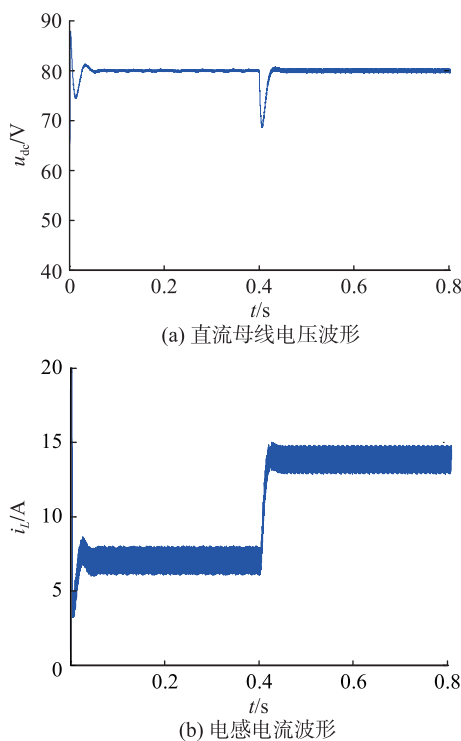


图 13 PI 控制仿真结果

Fig.13 PI control simulation results

图 12 中, 切换控制下, 直流母线电压超调量为 6%, 母线电压在 0.03 s 内达到稳定, 电流、电压纹波

较小。图 13 中, 传统的 PI 电压电流双闭环控制下, 直流母线电压超调量为 12.5%, 母线电压在 0.08 s 内达到稳定。

切换算法下系统的动态响应能力和静态特性明显优于传统 PI 控制策略。

4 实验验证

4.1 实验平台搭建

为验证切换控制方法的有效性, 搭建了基于 SiC MOSFET 的双向 DC/DC 变换器直流供电实验平台进行验证。实验平台由双向 DC/DC 变换器、直流母线、直流负荷等部分组成。双向 DC/DC 变换器低压侧连接直流源, 高压侧连接直流负载, 实验平台接线如图 14 所示。

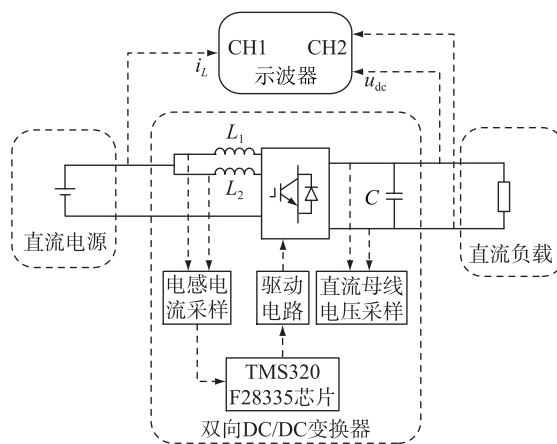


图 14 实验平台接线

Fig.14 Experimental platform wiring diagram

搭建好实验平台后对双向 DC/DC 变换器的 2 种控制方法进行实验验证, 2 种控制方法的实验参数均一致, 实验参数如表 2 所示。

表 2 实验参数

Table 2 Experimental parameters

参数	数值
直流母线侧输出电压/V	30
电感 L_1, L_2 /mH	5, 5
电压外环参数 K_p, K_i	1, 0.01
采样周期/ms	20
样机容量/kW	5

4.2 实验分析

在搭建好的实验平台上, 将双向 DC/DC 变换器的切换控制策略和传统 PI 控制策略进行对比分析。

通过示波器直接对直流母线电压 u_{dc} 进行测量, 双向 DC/DC 变换器的电感电流 i_L 经过霍尔电流传感器和采样电阻得到采样电压 u_{is} 输入数字信号处

理(digital signal processing, DSP)中。实验使用示波器测量该采样电压的变化,并进行转换得到电感电流的变化情况,满足电感电流 $i_L = 5u_{is}$ 。

4.2.1 电流环实验

图 15 和图 16 分别为输入电流由 2 A 突变为 4 A 时切换控制波形和传统的 PI 控制波形。输入电压为 10 V,负载电阻 20 Ω ,示波器 CH1 通道为直流母线电压 u_{dc} 响应情况,CH2 通道反映电感电流 i_L 变化情况,电感电流 i_L 由 2 A 突变为 4 A。

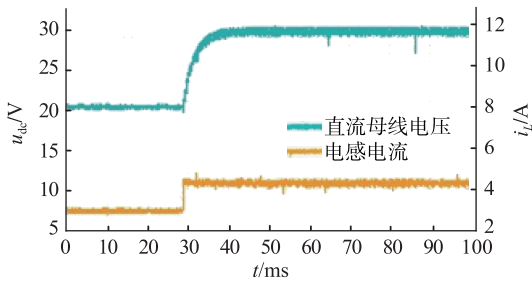


图 15 切换控制波形

Fig.15 Switching control waveforms

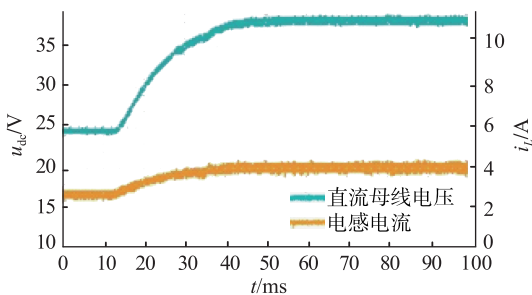


图 16 PI 电流环控制波形

Fig.16 PI current loop control waveforms

结合图 15 和图 16 可以看出,电流环给定参考电流在由 2 A 突变为 4 A,切换控制下的电流响应时间明显小于传统 PI 控制下的电流响应时间。切换算法下系统的动态响应能力和静态特性明显优于传统 PI 控制策略。

4.2.2 负荷投切实验

图 17 和图 18 分别为负载投切下的切换控制波形和传统 PI 双闭环控制波形。

输入电压 12 V,恒压输出为 25 V,负载由 20 Ω 突变为 15 Ω ,示波器 CH1 通道为直流母线电压 u_{dc} 响应情况,CH2 通道反映电感电流 i_L 变化情况。

结合图 17 和图 18 可以看出,切换控制下直流母线电压超调量为 5 V,动态响应时间为 20 ms;双闭环控制下直流母线电压超调量为 3 V,动态响应时间为 100 ms。切换控制较传统双闭环控制,直流母线电压的超调量减少 40%,直流母线电压的动态响应时间减少 80 ms。

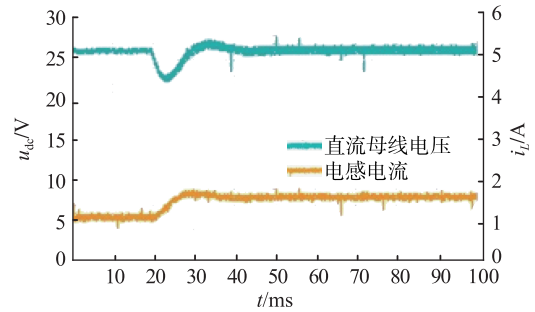


图 17 切换控制波形

Fig.17 Switching control waveforms

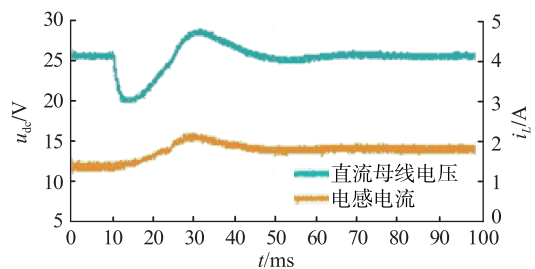


图 18 PI 电压电流双闭环控制波形

Fig.18 PI voltage and current double closed loop control waveforms

5 结语

针对直流供电系统的关键 DC/DC 变换器,提出一种交错并联双向 DC/DC 变换器切换控制方法,切换控制建模直观,建模精度高,能更好地反映电力电子变换器的物理工作过程。首先建立了系统切换模型,并构造了系统的 Lyapunov 函数,证明了系统在切换平衡点的稳定性;设计了系统的最优切换率,并进行了仿真和实验,证明了该控制策略的有效性。

参考文献:

- [1] 吴盛军,王益鑫,李强,等. 低压直流供电技术研究综述[J]. 电力工程技术,2018,37(4):1-8.
WU Shengjun, WANG Yixin, LI Qiang, et al. Review of low voltage DC power supply technology [J]. Electric Power Engineering Technology, 2018, 37(4): 1-8.
- [2] 张永明,丁宝,傅卫东,等. 基于直流配电与直流微网的电气节能研究[J]. 电工技术学报,2015,30(S1):389-397.
ZHANG Yongming, DING Bao, FU Weidong, et al. Electrical energy conservation based on DC distribution and DC microgrid [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(S1): 389-397.
- [3] 张刘冬,丁昊,袁晓冬,等. 考虑价格需求响应的主动配电网动态经济调度[J]. 电力工程技术,2017,36(4):31-35,42.
ZHANG Liudong, DING Hao, YUAN Xiaodong, et al. Active and reactive power coordinated economic dispatch of active distribution networks with consideration of price-based demand response

- [J]. Electric Power Engineering Technology, 2017, 36(4): 31-35, 42.
- [4] KIM S K, PARK C R, KIM J S, et al. Astabilizing model predictive controller for voltage regulation of a DC/DC boost converter [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2014, 22(5): 2016-2023.
- [5] 田崇翼, 李珂, 张承慧, 等. 基于切换模型的双向 AC-DC 变换器控制策略[J]. 电工技术学报, 2015, 30(16): 70-76.
TIAN Chongyi, LI Ke, ZHANG Chenghui, et al. Control strategy for bi-directional AC-DC converter based on switched system model [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(16): 70-76.
- [6] 吴济东, 汪可友, 黄鑫, 等. 孤立直流微电网多 DC-DC 变换器分布式协调控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(11): 76-83.
WU Jidong, WANG Keyou, HUANG Xin, et al. Distributed coordinated control scheme of parallel DC-DC converters in isolated DC microgrids [J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(11): 76-83.
- [7] 高明远. 双向 DC-DC 变换器基于切换系统的建模与储能控制[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(3): 129-134.
GAO Mingyuan. Modeling and energy storage control for bi-directional DC-DC converter based on switching system [J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(3): 129-134.
- [8] 张国荣, 李智, 陆翌, 等. 三端口 DC/DC 变换器预测电流移相控制[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(13): 8-17.
ZHANG Guorong, LI Zhi, LU Yi, et al. Predictive current phase shift control of three-port DC/DC converter [J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(13): 8-17.
- [9] 贾僖泉, 龚仁喜, 杨江宁, 等. 并联 DC/DC 变换器的混杂系统建模与优化控制[J]. 电测与仪表, 2016, 53(4): 90-96.
JIA Xiquan, GONG Renxi, YANG Jiangning, et al. Hybrid system modeling and optimization control for parallel DC/DC converter [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2016, 53(4): 90-96.
- [10] 梅杨, 陈丽莎, 黄伟超, 等. 交错并联 Buck-Boost 变换器模型预测控制方法[J]. 电气传动, 2017, 47(7): 32-36.
MEI Yang, CHEN Lisha, HUANG Weichao, et al. Model predictive control method for interleaved parallel buck-boost converter [J]. Electric Drive, 2017, 47(7): 32-36.
- [11] 宋竹萌. 双管 Buck-Boost 变换器预测控制研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2018.
SONG Zhumeng. Research on predictive control of two-switch Buck-Boost converter [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2018.
- [12] 张犁, 吴田进, 冯兰兰, 等. 模块化双向 AC/DC 变换器并联系统无缝切换控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(6): 90-96.
ZHANG Li, WU Tianjin, FENG Lanlan, et al. Seamless switching control for modular bi-directional AC/DC converter parallel systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(6): 90-96.
- [13] DEAECTO G S, GEROMEL J C, GARCIA F S, et al. Switched affine systems control design with application to DC-DC converters [J]. IET Control Theory and Applications, 2010, 4(7): 1201-1210.
- [14] 刘东, 张弘, 王建春. 主动配电网技术研究现状综述[J]. 电力工程技术, 2017, 36(4): 2-7, 20.
LIU Dong, ZHANG Hong, WANG Jianchun. Review on the state of the art of active distribution network technology research [J]. Electric Power Engineering Technology, 2017, 36(4): 2-7, 20.
- [15] 胡文伟, 冷敏瑞, 周国华. 交错并联 Buck 变换器的快速脉冲电流输出研究[J]. 电力电子技术, 2019, 53(2): 116-118.
HU Wenwei, LENG Minrui, ZHOU Guohua. Research on fast pulse current output of interleaving Buck converter [J]. Power Electronics, 2019, 53(2): 116-118.
- [16] KOLLI A, GAILLARD A, DE BERNARDINIS A, et al. A review on DC/DC converter architectures for power fuel cell applications [J]. Energy Conversion and Management, 2015, 105: 716-730.
- [17] 马皓, 祁峰, 张霓. 基于混杂系统的 DC-DC 变换器建模与控制[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(36): 92-96.
MA Hao, QI Feng, ZHANG Ni. Modeling and control for DC-DC converters based on hybrid system [J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(36): 92-96.
- [18] 王擎宇, 卢振坤, 李燕, 等. 双线性 DC/DC 变换器混杂建模与优化控制[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(19): 17-24.
WANG Qingyu, LU Zhenkun, LI Yan, et al. Hybrid modeling and optimal control of bilinear DC/DC converters [J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(19): 17-24.
- [19] 焦皎, 孟润泉, 任春光, 等. 交直流微电网 AC/DC 双向功率变换器控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(16): 84-92.
JIAO Jiao, MENG Runquan, REN Chunguang, et al. Bidirectional AC/DC interlinking converter control strategy for an AC/DC microgrid [J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(16): 84-92.
- [20] 乔文转, 张少如, 张蒙蒙, 等. 一种非对称交错并联高增益 DC-DC 变换器[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(16): 151-158.
QIAO Wenzhuan, ZHANG Shaoru, ZHANG Mengmeng, et al. An asymmetric cross-parallel high step-up DC-DC converter [J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(16): 151-158.
- [21] PARVEZ M, MEKHILEF S, TAN N M L, et al. Model predictive control of a bidirectional AC-DC converter for V2G and G2V applications in electric vehicle battery charger [C]//2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC). Dearborn, MI, USA. IEEE, 2014: 1-6.
- [22] 梅杨, 李晓晴, 黄伟超. 级联式双向 DC-DC 变换器的模型预测控制[J]. 电气工程学报, 2017, 12(3): 10-15.
MEI Yang, LI Xiaoping, HUANG Weichao. Model predictive

- control method for cascaded bi-directional DC-DC converter [J]. *Journal of Electrical Engineering*, 2017, 12(3):10-15.
- [23] RODRIGUEZ J, KAZMIERKOWSKI M P, ESPINOZA J R, 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.
- [24] MA G L, WANG B, XU D, et al. Switching control strategy based on non-singular terminal sliding mode for buck converter in auxiliary energy source[J]. *Energy Procedia*, 2018, 145:139-144.
- [25] ZHANG D, JIANG J G, ZHANG L, et al. Research on seamless switching control strategy for T-type three-level energy storage inverter based on virtual synchronous generator [J]. *The Journal of Engineering*, 2017, 2017(13):1524-1527.
- [26] PARVEZ M, MEKHILEF S, TAN N M L, et al. Model predictive control of a bidirectional AC-DC converter for V2G and G2V applications in electric vehicle battery charger[C]//2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC). Dearborn, MI, USA. IEEE, 2014:1-6.
- [27] RODRIGUEZ J, KAZMIERKOWSKI M P, ESPINOZA J R, 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.
- [28] DEAECTO G S, GARCIA F S, POMILIO J A, et al. Switched affine systems control design with application to DC-DC converters[J]. *IET Control Theory & Applications*, 2010, 4(7):1201-1210.

作者简介:



潘磊磊

潘磊磊(1995),男,硕士,研究方向为建筑直流供电(E-mail:2757459330@qq.com);

田崇翼(1986),男,博士,讲师,研究方向为新能源发电及直流供电技术;

张桂青(1962),男,博士,教授,研究方向为建筑直流供电。

Switching control strategy of DC power supply bidirectional DC/DC converter

PAN Leilei^{1,2}, TIAN Chongyi^{1,2}, ZHANG Guiqing^{1,2}, WANG Ruiqi³

(1. School of Information & Electrical Engineering, Shandong Jianzhu University, Jinan 250101, China;

2. Shandong Provincial Key Laboratory of Intelligent Buildings Technology, Jinan 250101, China;

3. State Grid Shandong Comprehensive Energy Service Co., Ltd., Jinan 250021, China)

Abstract: The popularization and application of distributed renewable energy, the demand of energy saving and emission reduction, and the change of user terminal load characteristics have brought great changes to the traditional AC power supply, DC power supply is widely concerned because of its powerful energy-saving advantage. As DC/DC converter is a key part of DC power supply system, the stability of the converter is required. At present, small signal modeling is widely used in converters, and the modeling accuracy is not high, and the system may become unstable in the face of large disturbance. Based on the switching system theory, a switching control method of energy storage staggered parallel bi-directional DC/DC converter is proposed in this paper, and the large signal modeling of the system is directly carried out, and the modeling accuracy is high. Firstly, the energy storage function of the system is selected as the common Lyapunov function and the optimal switching rate is designed. Then, the stability of the system at the switching equilibrium point under the switching rate is analyzed. Finally, the simulation is carried out in Matlab and a bidirectional DC/DC converter prototype based on SiC MOSFET is built for verification. Experiments verify the effectiveness of this switching control strategy.

Keywords: DC power supply; bidirectional DC/DC converter; staggered parallel connection; switching control; PI control; current forecast

(编辑 钱悦)