

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2415922

三电平混合全桥 DC-DC 变换器回流功率优化控制^{*}

马帅旗 赵佳瑶 贺海育 任思嘉 屈博锟

(陕西理工大学电气工程学院 汉中 723000)

摘要: 针对三电平混合全桥双向 DC-DC 变换器存在的回流功率较大的问题,本文以回流功率最小化为目标,提出了一种基于双重移相控制的回流功率优化控制策略。首先,建立了三电平混合全桥 DC-DC 变换器的数学模型,分析了变换器回流功率和传输功率的特性关系;然后,以回流功率作为目标函数,通过 KKT 条件法将不同模式的等式和不等式约束条件转换为约束函数,并构建拉格朗日多项式函数求最佳移相比组合;最后,为提高系统动态响应的快速性,采用了环内直接功率控制方法,实现了变换器在面对突发情况时系统能迅速实现动态响应。仿真结果表明,在输入电压和负载突变时,本文提出的改进优化控制策略可以有效减小回流功率,提高系统的动态响应性能。

关键词: 双向 DC-DC 变换器;双重移相控制;最小回流功率;KKT

中图分类号: TN6; TM46 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 470.4031

Three-level hybrid full-bridge DC-DC converter optimal control of reflux power

Ma Shuaiqi Zhao Jiayao He Haiyu Ren Sijia Qu Bokun

(School of Electrical Engineering, Shaanxi University of Technology, Hanzhong 723000, China)

Abstract: Aiming at the issue of high reflux power in the three-level hybrid full-bridge bidirectional DC-DC converter, this paper proposes a reflux power optimization control strategy based on double phase-shift control with the objective of minimizing the reflux power. Firstly, the mathematical model of the three-level hybrid full-bridge DC-DC converter is established, and the characteristic relationship between the converter's reflux power and transmission power is analyzed; then, taking the reflux power as the objective function, the equation and inequality constraints of different modes are converted into the constraint function by the KKT conditional method, and the Lagrange polynomial functions are constructed to find the optimal combination of the shift ratio; finally, in order to improve the rapidity of the system dynamic response, the direct power control method in the loop is adopted to realize the dynamic response of the converter in the face of unexpected situations. The simulation results demonstrate that the improved control strategy proposed in this paper can effectively reduce the reflux power and improve the dynamic response performance of the system when the input voltage and load change.

Keywords: bidirectional DC-DC converter; dual phase shift control; minimum reflux power; KKT

0 引言

随着全球能源供给短缺和环境问题日益凸显,可再生能源储能技术的研究已成为当今的热点问题^[1-2]。为保证储能装置的可靠运行,降低可再生能源引起的电压波动,需要高效的能量转换设备来提供稳定的直流母线电压。而双有源桥 DC-DC 变换器(dual active bridge, DAB)因具有能量双向流动、高功率密度、电气隔离性能好、易于模块化和零电压导通等优点,得到了国内外学者的广泛关注^[3-5]。

为解决双向 DC-DC 变换器应用于高压场合时开关管存在的电压应力较大的问题,将三电平技术^[6-7]引入 DAB 变换器中,使 DAB 变换器开关管在面对输入电压较大的情况下仍承受较低的电压,降低了系统运行成本。此外,由于相对于半桥结构而言,全桥结构可以在降低开关管电压应力的同时降低电流应力,本文在原边采用三电平全桥结构,副边采用普通全桥结构,使变换器更适合于高输入低输出的储能场合。

DAB 通常使用移相控制技术,其中,传统单重移相

收稿日期:2024-04-24

* 基金项目:陕西省自然科学研究项目(2023-JC-YB-442)资助

(single-phase-shift, SPS) 控制^[8-9]由于只具有一个自由度, 控制操作较为简单等优势, 在 DAB 系统当中得到了广泛的应用。然而, 当系统存在输入电压与输出电压不相匹配的问题时, 将极大的增加系统的回流功率与电流应力, 进而降低整个系统的传输效率。为解决上述问题, 国内外学者纷纷提出了表现更为优越的控制策略, 即采用增加控制自由度的方法来提高变换器的传输效率。Zhao 等^[10]在 SPS 控制的基础上, 通过在原边侧增加一个内移相角的方式实现了变换器的拓展移相(extended-phase-shift, EPS)控制, 可以有效降低回流功率。然而, 由于一次、二次侧 H 桥电压的转换状态不同, 使得其调制过程相对繁琐, 会制约功率双向传输的实现。程红等^[11]对双重移相 (dual-phase-shift, DPS) 控制下的 DAB 变换器进行分析, 提出相较 SPS 与 EPS 控制, DPS 控制下的 DAB 具有更小的回流功率与电流应力, 提高了变换器的运行效率。因此本文基于 DPS 控制对回流功率的优化问题展开研究。

针对 DAB 在工作状态下存在的回流功率较大的问题, 张勋等^[12]分别对变换器的输出功率与回流功率进行了数学建模, 并对其进行求导以求得最佳移相组合, 但其计算过程及算法结构较为复杂, 不能保证其准确性; 高帅等^[13]提出了一种双重双向内移相控制方法, 该方法可以抑制 DPS 控制下的浪涌电流, 提高系统功率传输的稳定性。但该方法只适用于对变换器移相比处于 $0 \leq D_1 \leq D_2/2$ 条件下的回流功率进行优化, 存在一定的局限性; 任伊昵等^[14]分析了 DPS 控制的最小回流功率曲线, 并提出变频移相混合控制策略, 但主要针对输入输出电压不匹配、输出功率较大的情况, 未对全部工况作出详细分析; 李笑笑等^[15]对 DPS 控制下不同工况时的 DAB 建立了回流功率最优控制模型, 通过调节内外移相比使变换器始终工作在回流功率最小的状态下, 但未对变换器动态特性进行分析; 李彦君等^[16]提出将坐标轴与公式相结合寻找移相角的最优轨迹点, 以实现回流功率最小化, 但需要进行移相比的坐标变换, 运算较为繁琐。

综上所述, 为了在简化运算过程的同时, 实现变换器回流功率最小化的目标。本文从变换器的数学模型出发, 分析混合三电平双向 DC-DC 变换器的工作特性, 以求解回流功率的极小值为目标, 通过利用 KKT 条件和拉格朗日乘数法建立一种可优化的函数, 求得不同功率范围内的最优移相组合; 采用环内直接功率的控制方式, 以增强变换器在面对突变状况时的动态响应性能。此外, 将本文所采用的控制方法与 Song 等^[17-18]提出的控制方法进行分析对比与实验验证, 实验结果验证了本文所用方法的有效性。

1 变换器特性分析

1.1 变换器结构及工作特性分析

三电平混合全桥双向 DC-DC 变换器的拓扑结构如图 1 所示, 变换器主要由一次侧带钳位二极管的三电平 H

桥、二次侧两电平 H 桥和一个高频隔离变压器组成。其中 $S_1 \sim S_8$ 代表一次侧三电平 H 桥的开关管; $Q_1 \sim Q_4$ 代表二次侧两电平 H 桥的开关管; $M_1 \sim M_4$ 代表一次侧 H 桥的钳位二极管; 原边 H 桥的输出电压表示为 V_{ab} ; 传输到副边 H 桥的输入电压表示为 V_{cd} ; C_1, C_2 分别表示一次侧的两个分压电容; C_3 表示二次侧的支撑电容; $n:1$ 表示变压器的匝数比; V_1 表示变换器输入电压; V_2 表示变换器输出电压; 传输电感 L 为辅助电感和变压器漏感之和, 在能量传输中发挥作用。

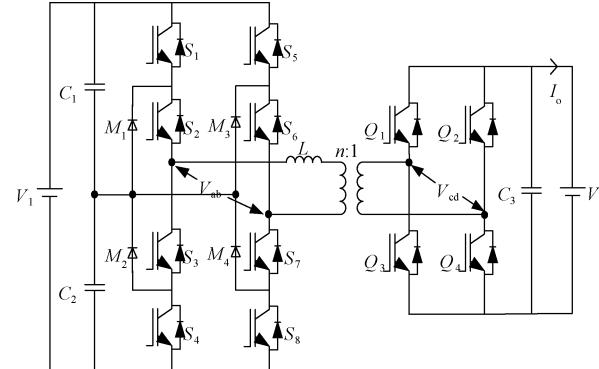
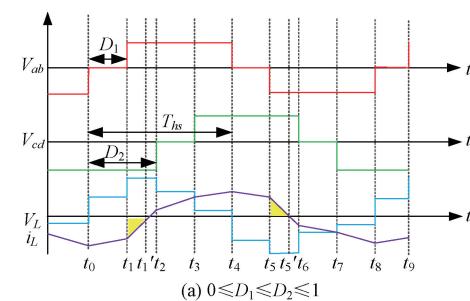


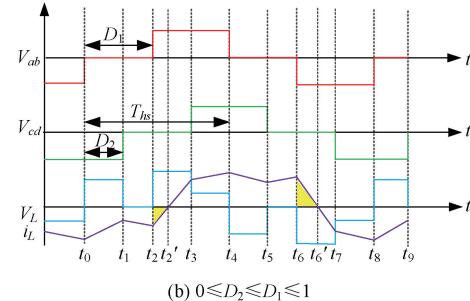
图 1 三电平混合全桥双向 DC-DC 变换器电路拓扑

Fig. 1 Three-level hybrid full-bridge bidirectional DC-DC converter circuit topology

三电平混合全桥双向 DC-DC 变换器在双重移相控制下的基本工作波形如图 2 所示。其中, T_{hs} 为一个开关周期的一半, D_1 为变换器原副边的桥内移相比, D_2 为原副



(a) $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1/2$



(b) $0 \leq D_2 \leq D_1 \leq 1$

图 2 三电平混合全桥双向 DC-DC 变换器在双重移相控制下的基本工作波形

Fig. 2 Basic operating waveforms of three-level hybrid full-bridge bidirectional DC-DC converter under double phase-shift control

边桥之间的外移相比。依据 D_1, D_2 大小的不同,三电平混合全桥双向 DC-DC 变换器的控制模式可分为模式 A ($0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$) 和模式 B ($0 \leq D_2 \leq D_1 \leq 1$),且 ($0 \leq D_1 + D_2 \leq 1$)。其中, D_1, D_2 的大小会决定系统的传输功率,而移相比 D_2 的正负会决定变换器功率传输的方向。

为方便分析,以模式 A ($0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$) 为例,在理想的工作条件下,由图 2 可知,电感电流 i_L 具有周期性和对称性,从而得到如下关系:

$$\begin{cases} i_L(t_4) = -i_L(t_0) \\ i_L(t_5) = -i_L(t_1) \\ i_L(t_6) = -i_L(t_2) \\ i_L(t_7) = -i_L(t_3) \end{cases} \quad (1)$$

对变换器进行模态分析,可以得到电感电流 i_L 在一个周期内不同时间点的表达式为:

$$\begin{cases} i_L(t_0) = -\frac{nV_2}{4f_sL}(k(1-D_1)+2D_2+D_1-1) \\ i_L(t_1) = -\frac{nV_2}{4f_sL}(k(1-D_1)+2D_2-D_1-1) \\ i_L(t_2) = \frac{nV_2}{4f_sL}(k(2D_2-D_1-1)-D_1+1) \\ i_L(t_3) = \frac{nV_2}{4f_sL}(k(2D_2+D_1-1)-D_1+1) \end{cases} \quad (2)$$

式中: f_s 为开关频率; k 为电压传输比,且 $k=U_1/nU_2$ 。

1.2 变换器功率特性分析

以模式 A 为例,当三电平混合全桥双向 DC-DC 变换器处于 DPS 控制时,在 $t_1 \sim t'_1$ 的时间段内,由于电感电流 i_L 的流向与一次侧 H 桥输出电压 V_{ab} 的方向相反(即两者的功率乘积为负),从而致使功率从变压器侧回流到电源中的功率为系统的回流功率。由分析可知,三电平混合全桥双向 DC-DC 变换器在传统 DPS 控制下的传输功率 P 和回流功率 Q 的表达式为:

$$\begin{cases} P = \frac{1}{T_{hs}} \int_0^{T_{hs}} V_{ab}(t) i_L(t) dt \\ Q = \frac{1}{T_{hs}} \int_{t_1}^{t'_1} V_{ab}(t) i_L(t) dt \end{cases} \quad (3)$$

变换器传输功率基准值 P_N ,回流功率基准值 Q_N 的表达式为:

$$P_N = Q_N = \frac{nU_1 U_2}{8f_s L} \quad (4)$$

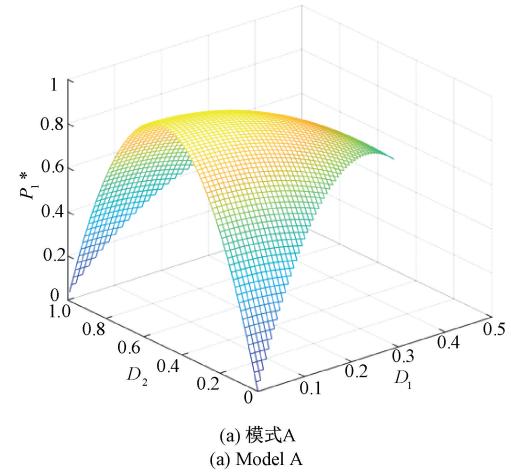
将式(2)代入式(3),并对其标幺化,可以得到模式 A 下标幺化的传输功率 p_1^* 及回流功率表达式 q_1^* 为:

$$\begin{cases} p_1^* = \frac{P_1}{P_N} = 4D_2 - 4D_2^2 - 2D_1^2 \\ q_1^* = \frac{Q_1}{Q_N} = \frac{((k+1)D_1 - 2D_2 - k+1)^2}{2(k+1)} \end{cases} \quad (5)$$

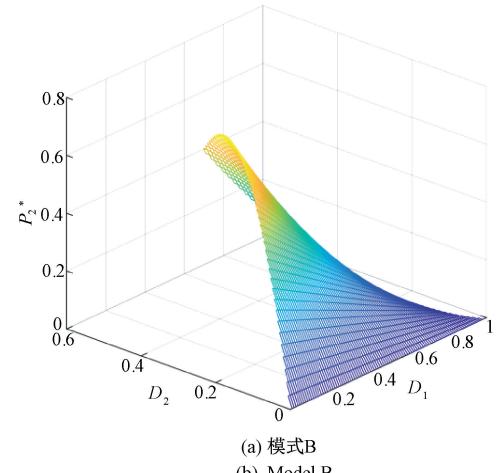
同理可得,模式 B 下标幺化的传输功率 p_2^* 及回流功率 q_2^* 表达式为:

$$\begin{cases} p_2^* = \frac{P_2}{P_N} = 4D_2 - 4D_1 D_2 - 2D_2^2 \\ q_2^* = \frac{Q_2}{P_N} = \frac{((k-1)(D_1-1))^2}{2k} \end{cases} \quad (6)$$

由式(5)、(6)可以得到三电平混合全桥双向 DC-DC 变换器处于 DPS 控制下,不同模式时的功率传输特性如图 3 所示。由图 3 可知,模式 A 和模式 B 所对应的传输功率范围分别为 $[0, 1]P_N, [0, 2/3]P_N$ 。当系统处于某特定传输功率时,DPS 具有较多的功率组合以供选择,在功率传输过程当中表现出较高的控制自由度。然而,其中的大多数组合仍然存在较高的回流功率,为了减小回流功率,还需找出最佳移相组合。



(a) 模式A
(a) Model A



(a) 模式B
(b) Model B

图 3 三电平混合全桥双向 DC-DC 变换器在 DPS 控制下的功率传输范围

Fig. 3 Power transfer range of three-level hybrid full-bridge bidirectional DC-DC converter under DPS control

2 变换器最小回流功率求解

回流功率的大小与传输效率成反比,如果回流功率过大,会导致变换器出现较大的能量损耗,进而影响系统的运

行效率。因此,对 DPS 控制下的回流功率进行深入的分析是必要的。当传输功率处于某一特定值时,为得到最小的回流功率,可以基于变换器回流功率的数学关系式构建 KKT 表达式,再结合变换器传输功率和不同模式下关于移相比的约束条件建立拉格朗日多项式。因此,回流功率的最小化问题可以表示为:

$$\begin{cases} \min q(x) \\ \text{s.t. } \begin{cases} p_u(x) - p^* = 0, u = 1, 2, 3, \dots, m \\ h_i(x) \leq 0, i = 1, 2, 3, \dots, n \end{cases} \end{cases} \quad (7)$$

式中: $q(x)$ 表示回流功率, $p_u(x)$ 表示变换器的实际传输功率, p^* 表示变换器的期望传输功率, $h_i(x)$ 表示不等式约束条件。

由式(5)和(6)可构建模式 A 下能使回流功率达到最小的 KKT 条件表达式为:

$$\begin{cases} L_A = \frac{1}{2(k+1)}[(k+1)D_1 - 2D_2 - k + 1]^2 + \\ \lambda(4D_2 - 4D_2^2 - 2D_1^2 - p^*) + \mu_1(-D_1) + \\ \mu_2(-D_2) + \mu_3(D_1 - 1) + \mu_4(D_2 - 1) + \\ \mu_5(D_1 - D_2) \\ \lambda \neq 0, \mu_1, \mu_2, \mu_3, \mu_4, \mu_5 \geq 0 \\ \frac{\partial L}{\partial D_1} = 0, \frac{\partial L}{\partial D_2} = 0 \\ -D_1 \leq 0, -D_2 \leq 0, \\ D_1 - 1 \leq 0, D_2 - 1 \leq 0, \\ D_1 - D_2 \leq 0 \\ 4D_2 - 4D_2^2 - 2D_1^2 - p^* = 0, \\ \mu_1(-D_1) = 0, \mu_2(-D_2) = 0, \mu_3(D_1 - 1) = 0, \\ \mu_4(D_2 - 1) = 0, \mu_5(D_1 - D_2) = 0 \end{cases} \quad (8)$$

解得模式 A 的局部最优解为:

$$\begin{cases} D_1 = (k+1) \sqrt{\frac{1-p^*}{2k^2+4k+6}} \\ D_2 = \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{1-p^*}{2k^2+4k+6}} \end{cases} \quad (9)$$

所对应的最小回流功率值为:

$$q^* = \frac{\left((k^2+2k+3)\sqrt{\frac{2-2p^*}{k^2+2k+3}} - 2k\right)^2}{8k+8} \quad (10)$$

将式(9)代入模式 A 下 $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$ 的不等式约束条件,可得传输功率 p^* 的范围为:

$$\frac{k^2+6k+5}{2k^2+8k+8} \leq p^* < 1 \quad (11)$$

同理,可建立模式 B 的 KKT 条件式为:

$$\begin{cases} L_B = \frac{[(k-1)(1-D_1)]^2}{2k} + \lambda(4D_2 - 4D_1D_2 - 2D_2^2 - p^*) + \mu_1(-D_1) + \mu_2(-D_2) + \mu_3(D_1 - 1) + \mu_4(D_2 - 1) + \mu_5(D_2 - D_1) \\ \lambda \neq 0, \mu_1, \mu_2, \mu_3, \mu_4, \mu_5 \geq 0 \\ \frac{\partial L}{\partial D_1} = 0, \frac{\partial L}{\partial D_2} = 0 \\ -D_1 \leq 0, -D_2 \leq 0, \\ D_1 - 1 \leq 0, D_2 - 1 \leq 0, \\ D_1 - D_2 \leq 0 \\ 4D_2 - 4D_1D_2 - 2D_2^2 - p^* = 0 \\ \mu_1(-D_1) = 0, \mu_2(-D_2) = 0, \mu_3(D_1 - 1) = 0, \\ \mu_4(D_2 - 1) = 0, \mu_5(D_2 - D_1) = 0 \end{cases} \quad (12)$$

解得模式 B 的局部最优解为:

$$\begin{cases} D_1 = 1 - \sqrt{\frac{p^*}{2}} \\ D_2 = \sqrt{\frac{p^*}{2}} \end{cases} \quad (13)$$

所对应的最小回流功率值为:

$$q^* = \frac{p^*(k-1)^2}{4k} \quad (14)$$

将式(13)代入模式 B 下 $0 \leq D_2 \leq D_1 \leq 1$ 的不等式约束条件,可得传输功率 p^* 的范围分别为:

$$0 < p^* \leq \frac{1}{2} \quad (15)$$

当运行在模式 A, 传输功率范围为 $\frac{k^2+6k+5}{2k^2+8k+8} \leq p^* < 1$; 当运行在模式 B, 传输功率范围为 $0 < p^* \leq \frac{1}{2}$ 。由分析可知, 变换器可能会存在传输功率 p^* 在可行控制域内不连续的情况, 为使得区域连续, 取得模式 A 与模式 B 的临界值 $D_1=D_2$, 此时传输功率 $p_1^*=p_2^*$, 此刻所对应的局部最优解为:

$$D_1 = D_2 = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{5-6p^*+2\sqrt{4-6p^*}}(2-2p^*+\sqrt{4-6p^*})}} \quad (16)$$

求得 k 和 p^* 的范围为:

$$\begin{cases} 1 \leq k < \frac{3-4p^*+\sqrt{4-6p^*}}{2p^*-1} \\ \frac{1}{2} < p^* \leq \frac{2}{3} \end{cases} \quad (17)$$

所对应的最小回流功率值为:

$$q^* = \frac{[(k-1)(4-\sqrt{4-6p^*})]^2}{72(k+1)} \quad (18)$$

由上述模式 A 与模式 B 时最优移相比的求解过程, 可得三电平混合全桥双向 DC-DC 变换器工作在全功率范围

内所对应的最优移相。

3 变换器控制方案

3.1 变换器回流功率优化控制策略

由式(5)、(6)对传输功率的分析,结合式(4)中对传输功率基准值 p^* 的描述,可得:

$$p^* = \frac{V_2 I_2}{P_N} = \frac{8 f_s L I_o}{P_N} \quad (19)$$

$$k = \frac{V_1}{n V_2} \quad (20)$$

式中: I_o 为变换器二次侧输出电流。

由式(9)、(13)、(16)所得到的变换器在不同功率区间所对应的最小回流功率表达式,可以得到系统的回流功率优化算法流程如图 4 所示。

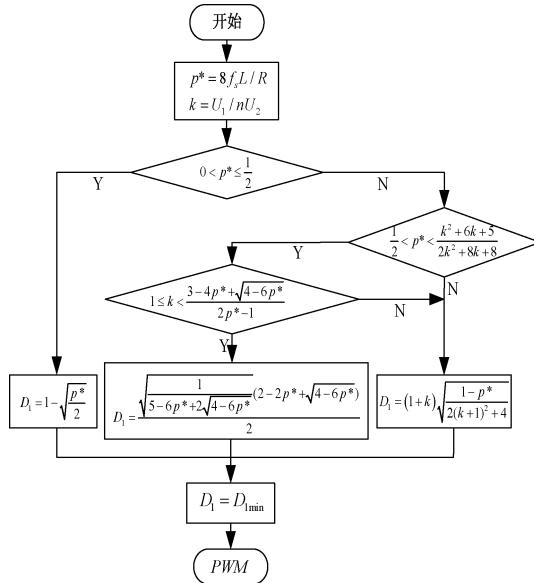


图 4 回流功率优化算法流程图

Fig. 4 Flow chart of reflux power optimization algorithm

3.2 环内直接功率控制策略

在实际工作状态下,变换器输出侧支撑电容的主要作用是维持输出电压的稳定,但是当支撑电容进行充放电时,输出侧电压会受到直接影响而产生波动。所以,当变换器出现负载突变或输入电压变化时,为加快系统的响应速度,通常可以引入支撑电容的电流以增强控制。图 5 给出了变换器输出侧电路示意图,其中 i_c 代表流过支撑电容的电流, i_o 代表流经负载的输出电流,而 i 为 i_c 与 i_o 的和,代表电路的输出侧电流。

输出功率表达式为:

$$P_o = U_2 i \quad (21)$$

式中: P_o 为输出功率。

由 $i = i_c + i_o$ 可得:

$$P_o = U_2 (i_c + i_o) \quad (22)$$

为保证数学模型的准确性,由于变换器在运行过程中

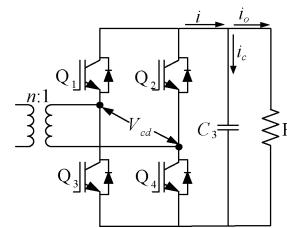


图 5 变换器输出侧电路图

Fig. 5 Circuit diagram of the output side of the converter

会存在各种损耗,可以求得系统传输功率 P 与输出功率 P_o 之间的关系式为:

$$P = \frac{P_o}{\eta} = \frac{U_2 (i_c + i_o)}{\eta} \quad (23)$$

式中: η 为系统传输效率。

对式(23)标幺化可得:

$$p^* = \frac{P_o}{\eta P_N} = \frac{8 f L U_{2ref} (i_c + i_o)}{\eta n U_1 U_2} \quad (24)$$

式中: U_{2ref} 表示变换器的参考输出电压。

由式(23)可推导得出输出功率与系统传输功率之间的数学关系,如若电路运行状态发生改变,可立即调整系统传输功率以加快动态响应速度。另外,上述中的 η 值是在电路实际运行工作状态中获得的,它的数值不会对系统稳态运行工作状态产生影响,但该数值越接近系统的真实效率,系统的动态响应速度越快。 η 值的引入不仅提高了系统的准确性,还增强了控制的灵活性。综上所述,本文所采用方法的系统总体控制框图如图 6 所示。

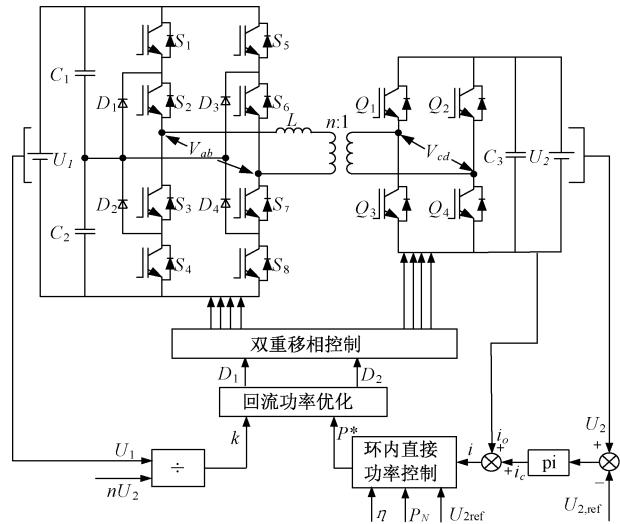


图 6 系统总体控制框图

Fig. 6 Overall control block diagram of the system

如图 6 所示,回流功率优化控制单元可以将 DPS 控制下,不同时刻的电压传输比 k 和传输功率标幺值 p^* 转化为各功率传输范围内的最优移相组合,再由该移相组合产生相应的驱动信号,从而控制主电路开关管的开关状态实现系统的稳定运行。

4 仿真验证

为验证本文所提优化算法及相应控制框图在实际应用中的有效性,在 Matlab/Simulink 平台上搭建了一个三电平混合全桥双向 DC-DC 变换器的仿真模型,仿真参数如表 1 所示。

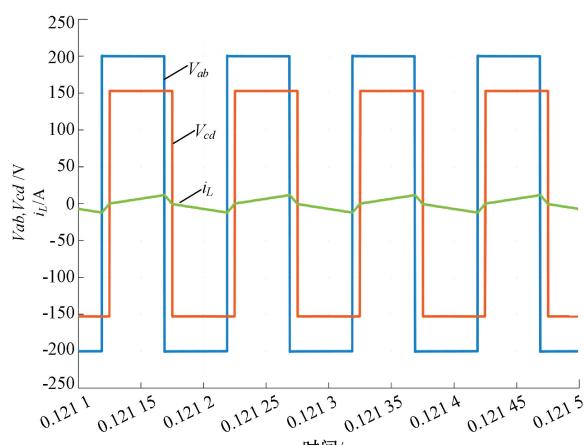
表 1 主电路参数表

Table 1 Main circuit parameters table

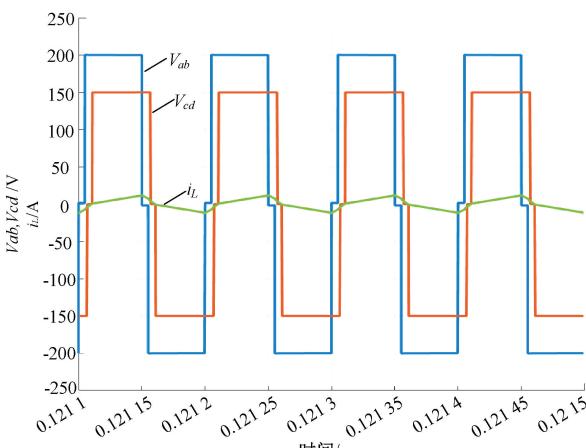
参数	数值	参数	数值
U_1/V	200	$L/\mu\text{H}$	180
U_2/V	150	C/mF	0.25
f/kHz	10	C/mF	0.75
n	1	—	—

4.1 变换器回流功率优化分析

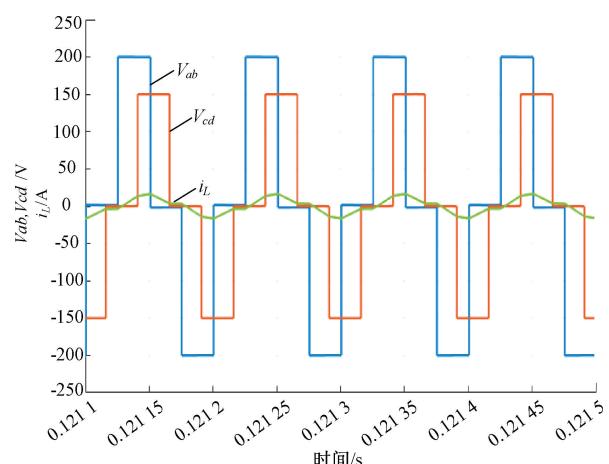
当输入电压为 200 V、输出电压为 150 V、负载电阻为 25Ω 时,三电平混合全桥双向 DC-DC 变换器在文献[17]控制方法下、文献[18]控制方法下、DPS 最小回流功率控制这 3 种控制方式下,关于电感电流 i_L 、变压器原边的输出电压 V_{ab} 、变压器副边输入电压 V_{cd} 及变换器瞬时传输功率 P_{in} 的仿真实验波形如图 7 所示。



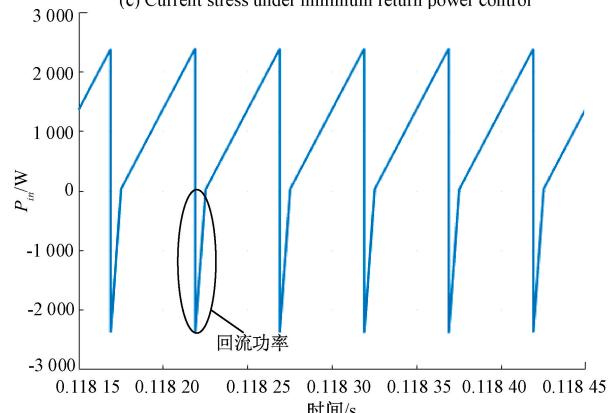
(a) 文献[17]控制方法下的电流应力
(a) Current stress under the control method of literature [17]



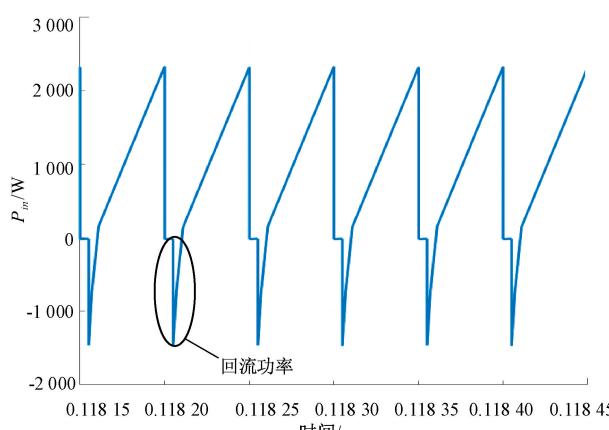
(b) 文献[18]制方法下的电流应力
(b) Current stress under the control method of literature [18]



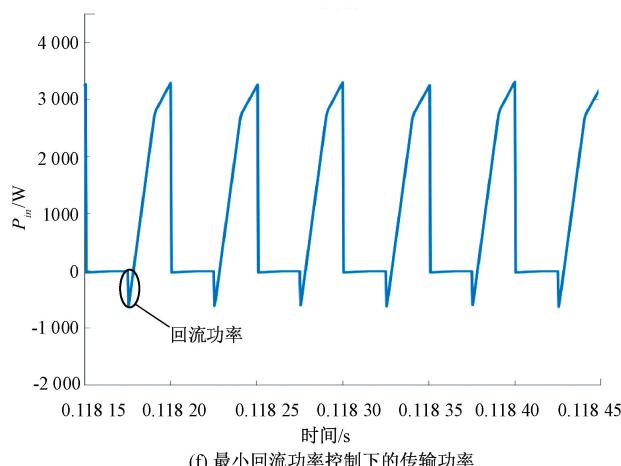
(c) 最小回流功率控制下的电流应力
(c) Current stress under minimum return power control



(d) 文献[17]控制方法下的传输功率
(d) Transmitted power under the control method of literature [17]



(e) 文献[18]控制方法下的传输功率
(e) Transmitted power under the control method of literature [18]



(f) 最小回流功率控制下的传输功率
(f) Transmitted power under minimum return power control

图 7 三种方案下的电压、电感电流、瞬时传输功率波形

Fig. 7 Voltage, inductor current, and instantaneous transmitted power waveforms for three schemes

由图 7(a)、(b)、(c)可知,在电感电流应力方面,3 种控制方式的电流应力分别为 12.2 A、12.2 A、16.4 A。由图 7(d)、(e)、(f)可知,3 种控制方式的回流功率分别为 225.13 W、146 W、22.5 W。虽然在最小回流功率控制下变换器的电流应力有所增大,但此时变换器的回流功率却得到了显著改善,实现了回流功率最小化控制。综上所述,本文所采用的最小回流功率控制实现了回流功率的降低,且电流应力相对较小,通过对比证明了最小回流功率控制的优越性。

4.2 变换器动态性能分析

为了验证本文所采用的环内直接功率控制策略的优越性,本文对系统分别发生输入电压变化与负载电阻发生突变的情况进行了仿真实验。

当变换器输入电压为 200 V,输出电压参考值为 150 V,输入电压由 200 V 跃变至 230 V 时,传统双重移相控制策略与改进优化控制策略的输出电压波形如图 8 所示。由图 8 可知,当系统发生输入电压变化时,传统双重移相控制策略性能较差,会产生明显的电压波动,波动幅值约为 6.7 V,且需要约 0.15 s 的时间才能恢复稳定到预设的输出电压值。而改进优化策略在发生输入电压突变时表现良好,几乎不存在电压波动,一直稳定在给定的输出电压值。表明了改进优化控制策略具备更加优越的动态响应特性,对于输入电压扰动的控制也更为出色。

当变换器输入电压为 200 V,输出电压参考值为 150 V,负载电阻由 25Ω 降至 20Ω 时,传统双重移相控制策略与改进优化控制策略的输出电压波形如图 9 所示。由图 9 可知,当负载电阻发生突变时,传统双重移相控制策略表现不佳,电压波动为 9.5 V,且需要约 0.15 s 的时间才能恢复稳定到预设的输出电压值。而当系统处于改进优化控制策略时,虽然输出电压也会出现电压波动的现象,波动幅值为

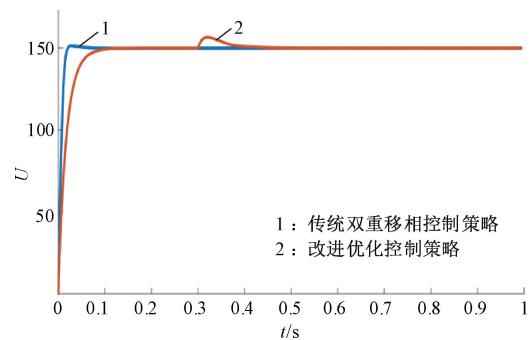


图 8 输入电压发生突变时输出电压波形

Fig. 8 Output voltage waveform when the input voltage changes abruptly

1.5 V,且恢复稳定到预设输出电压值的时间也需约 0.12 s。但与传统双重移相控制策略相比,改进优化控制策略的电压波动幅度与恢复至稳定的时间都相对更小。

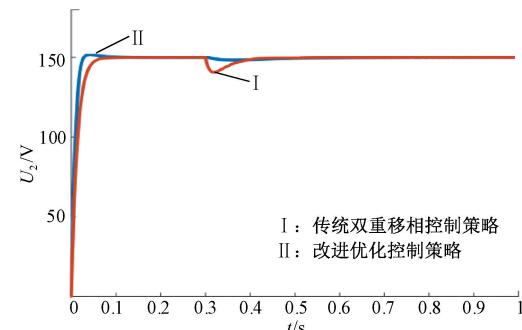


图 9 负载发生突变时输出电压波形

Fig. 9 Output voltage waveform when the load changes abruptly

综上,无论是在面对变换器发生输入电压变化还是负载电阻发生突变时,本文所采用的优化方法都具备较为出色的动态响应特性。

5 结 论

本文建立了三电平混合全桥双向 DC-DC 变换器工作在 DPS 控制下稳定状态时的数学模型;以变换器处于不同模式下移相比 D_1 与 D_2 之间的大小关系为约束,利用 KKT 函数求得不同功率范围内的回流功率极小值移相比组合;将上述方法与环内直接功率控制策略相结合,以加快系统的动态响应速度;实验结果表明,本文所应用的控制策略对系统回流功率的降低有明显效果。此外,相较于传统双重移相控制策略,本文所采用的 DPS 环内直接功率控制方案具备更好的动态性能,尤其是在系统发生突变的情况下,该方案具备更快的响应速度与更稳定的输出效果。

参 考 文 献

- [1] 李天晨,尹建政,张大伟,等.基于水电站储能技术的可再生能源并网策略研究[J].储能科学与技术,2024,13(2):677-679.

- LI T CH, YIN J ZH, ZHANG D W, et al. Research on renewable energy grid integration strategy based on hydropower station energy storage technology [J]. Energy Storage Science and Technology, 2024, 13(2): 677-679.
- [2] 刘佳,唐早,曾平良,等.高比例可再生能源接入下与配电网分层协同的输电系统自适应规划[J].电网技术,2022,46(8):3105-3115.
- LIU J, TANG Z, ZENG P L, et al. Adaptive planning of transmission network coordinating distribution networks in a hierarchical manner with high penetration of renewable energy [J]. Power System Technology, 2022, 46(8): 3105-3115.
- [3] SHI Y X, LI R, XUE Y S, et al. Optimized operation of current-fed dual active bridge DC-DC converter for PV applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(11): 6986-6995.
- [4] 赵彪,安峰,宋强,等.双有源桥式直流变压器发展与应用[J].中国电机工程学报,2021,41(1):288-298.
- ZHAO B, AN F, SONG Q, et al. Development and application of DC transformer based on dual-active-bridge[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41 (1): 288-298.
- [5] 丁纪明,段浩伟.交直流配电网关键设备可靠性评估研究[J].电器与能效管理技术,2020(1):51-57.
- DING J M, DUAN H W. Study on reliability evaluation of key equipment in AC/DC distribution Network [J]. Electrical & Energy Management Technology, 2020(1): 51-57.
- [6] 张纯江,乔玉玺,谢季芳,等.三电平电流型推挽双向DC/DC变换器及工作特性分析[J].电工电能新技术,2023,42(3):1-12.
- ZHANG CH J, QIAO Y X, XIE J F, et al. Analysis of three-level current push-pull bi-directional DC/DC converter and its operating characteristics [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering, 2023, 42(3):1-12.
- [7] 高鹤元,刘子民,毕洪大,等.三电平双向变换器在车载储能系统中的应用[J].电力电子技术,2023,57(6): 112-115.
- GAO H Y, LIU Z M, BI H D, et al. Application of three-level bidirectional converter in vehicle energy storage system[J]. Power Electronics, 2023, 57(6): 112-115.
- [8] JORDI E, FLORIAN K, JEROEN V, et al. Optimal ZVS modulation of single-phase single-stage bidirectional DAB AC-DC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (8): 3954-3970.
- [9] SHI H CH, WEN H Q, HU Y H, et al. Reactive power minimization in bidirectional DC-DC converters using a unified-phasor-based particle swarm optimization [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12):10990-11006.
- [10] ZHAO B, SONG Q, LIU W H, et al. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 4091-4106.
- [11] 程红,高巧梅,朱锦标,等.基于双重移相控制的双向全桥DC-DC变换器动态建模与最小回流功率控制[J].电工技术学报,2014,29(3):245-253.
- CHENG H, GAO Q M, ZHU J B, et al. Dynamic modeling and minimum backflow power controlling of the bi-directional full-bridge DC-DC converter based on dual-phase-shifting control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(3):245-253.
- [12] 张勋,王广柱,商秀娟,等.双向全桥DC-DC变换器回流功率优化的双重移相控制[J].中国电机工程学报,2016,36(4):1090-1097.
- ZHANG X, WANG G ZH, SHANG X J, et al. An optimized strategy based on backflow power of bi-directional dual-active-bridge DC-DC converters with dual-phase-shifting control [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(4):1090-1097.
- [13] 高帅,张兴,赵文广,等.双有源桥DC-DC变换器最小回流功率控制策略[J].电气工程学报,2019,14(2): 24-29.
- GAO SH, ZHANG X, ZHAO W G, et al. Minimum reactive power control strategy for dual active bridge DC-DC converter[J]. Journal of Electrical Engineering, 2019, 14(2):24-29.
- [14] 任伊昵,高袆韩,韩旭,等.基于双有源桥DC/DC变换器回流功率优化的变频移相混合控制策略[J].电源学报,2018,16(6):27-33.
- REN Y N, GAO Y H, HAN X, et al. Variable-frequency phase-shift hybrid control strategy for DAB DC/DC converter to optimize reactive power [J]. Journal of Power Supply, 2018, 16(6):27-33.
- [15] 李笑笑,严佩敏.双重移相控制的双向有源DC-DC变换器回流功率优化的开关策略[J].电子测量技术,2019,42(20):72-77.
- LI X X, YAN P M. Switching strategy for backflow power optimization of bidirectional DC-DC converter with dual-phase-shift control [J]. Electronic Measurement Technology, 2019, 42(20):72-77.

- [16] 李彦君,张兴,赵文广,等.基于拓展移相调制的双有源桥回流功率优化策略[J].太阳能学报,2022,43(3):216-222.
LI Y J, ZHANG X, ZHAO W G, et al. Optimization strategy of double active bridge backflow power based on extended-phase-shift modulation[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2022,43(3):216-222.
- [17] SONG W SH, HOU N, WU M Y. Virtual direct power control scheme of dual active bridge DC-DC converters for fast dynamic response[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(2): 1750-1759.
- [18] 曾进辉,何元,刘京,等.基于回流功率优化的双重移相控制研究[J].分布式能源,2019,4(2):40-46.
ZENG J H, HE Y, LIU J, et al. Dual phase shift control based on backflow power optimization [J]. Distributed Energy, 2019,4(2):40-46.

作者简介

马帅旗,副教授,硕士生导师,主要研究方向为电力电子、三电平双向 DC-DC 变换器。

E-mail:msq0912@163. com

赵佳瑶(通信作者),硕士研究生,主要研究方向为三电平双向 DC-DC 变换器。

E-mail:2668380644@qq. com

贺海育,硕士研究生,主要研究方向为双向 DC-DC 变换器。

E-mail:motor@tju. edu. cn

任思嘉,硕士研究生,主要研究方向为双向 DC-DC 变换器。

E-mail:770502631@qq. com

屈博锟,硕士研究生,主要研究方向为双向 DC-DC 变换器。

E-mail:2585111940@qq. com