

基于扩展移相的 ISOP-DAB 变换器 优化控制策略

严伟,王金梅,关雪涛,廖远辉

(宁夏大学 电子与电气工程学院,宁夏 银川 750021)

摘要:针对输入串联输出并联双有源桥(ISOP-DAB)变换器存在的电流应力高、动态响应慢及输入电压不平衡问题,采用一种基于扩展移相调制的优化控制策略。通过构建标么化传输功率与移相比的函数关系,借助 KKT 条件求解全功率范围内的最优内移相比;结合输出电压状态空间表达式与模型预测控制求解最优外移相比,并引入由输入电压环与输出电压环叠加形成的误差校正因子,提升系统的动态跟踪性能,实现模块间输入电压均衡控制。Simulink 结果表明,该策略在负载突变和输入电压扰动下,能够有效降低电流应力,缩短动态响应时间,抑制输入电压偏差,提高变换器的传输效率。

关键词:扩展移相;ISOP-DAB变换器;模型预测控制;电流应力;传输效率

中图分类号:TM46 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed26720

Optimal Control Strategy for ISOP-DAB Converter Based on Extended Phase Shift

YAN Wei, WANG Jinmei, GUAN Xuetao, LIAO Yuanhui

(School of Electronic and Electrical Engineering, Ningxia University, Yinchuan 750021, Ningxia, China)

Abstract: An optimal control strategy based on extended phase shift (EPS) modulation was adopted to address the problems of high current stress, slow dynamic response and input voltage imbalance in the input-series-output-parallel dual active bridge (ISOP-DAB) converter. By constructing a functional relationship between the scalarised transmission power and the shift ratio, the optimal internal shift ratio in the full power range was solved with the help of the KKT condition. The optimal external shift ratio was solved by combining the state-space expression of the output voltage with the model predictive control, and the error correction factor formed by the superposition of the input voltage loop and the output voltage loop was introduced to improve the dynamic tracking performance of the system and achieve the balanced control of the input voltage between modules. Simulink results show that this strategy can effectively reduce the current stress, shorten the dynamic response time, suppress the input voltage deviation, and improve the transfer efficiency of the converter under sudden load changes and input voltage perturbations.

Key words: extended phase shift (EPS); input-series-output-parallel dual active bridge (ISOP-DAB) converter; model predictive control (MPC); current stress; transmission efficiency

随着电动汽车和直流输电等技术的快速发展^[1],双有源桥(dual active bridge, DAB)DC-DC变换器凭借高功率密度、双向功率传输能力等特性受到广泛关注^[2]。由于电网中电压等级和功率的不断提升,DAB变换器常采用在输入端串联匹配中高直流电压,在输出端并联以满足大功率传输需求的特殊结构^[3]。

在 ISOP-DAB 变换器的控制过程中,移相调制是最常用的控制方法。扩展移相调制(extended phase shift, EPS)^[4-5]是在单移相调制的基础上,增加内移相角来提升控制灵活性^[6]。与双重移相比,扩展移相在控制复杂度较低的前提下,扩大了功率调节范围。而相较于三重移相,其控制结构更为简洁,在性能与复杂度之间取得了很好

基金项目:宁夏自然科学基金(2026AAC030155);宁夏回族自治区重点研发计划项目(2020BDE03003)

作者简介:严伟(2000—),男,硕士,主要研究方向为电力电子变压器控制研究,Email:2540715819@qq.com

通讯作者:王金梅(1968—),女,博士,教授,主要研究方向为新能源并网、电力系统稳定与控制,Email:wang_jm@nxu.edu.cn

的平衡。文献[7]提出了双重移相优化控制策略,以降低电流应力并实现电压闭环控制,但该策略在轻载条件下的效果不佳,在低功率密度适应性有限。文献[8]基于三重移相调制定义外移相比传输功率,实现全功率范围内的电流应力优化,提升了传输效率,但其复杂性使其不便于实际应用。

在实际应用中,由于器件参数差异,模块间还存在输入电压不平衡、输出电压动态性能差等问题。文献[9]针对ISOP-DAB结构提出一种改进的均压控制策略,通过引入中间调节量,使输入均压控制与输出电压控制相互解耦,提升系统稳态性能与动态响应速度。文献[10]提出一种基于扩展移相调制的扰动均压策略,通过扰动外移相角来补偿参数失配,实现输入电压均衡,为进一步提高变换器动态响应能力,将模型预测控制(model predictive control, MPC)引入变换器中。文献[11]针对单模块DAB变换器,在扩展移相调制下通过预测模型中引入参数扰动抑制机制,提升系统在电压调节方面的动态性能。文献[12]通过扩张状态观测器计算预测模型中由负载电流和死区效应引起的功率偏差电流,提升系统在不同工况下的动态响应速度和抗干扰能力。

为满足ISOP-DAB变换器的控制要求,本文采用一种基于扩展移相调制的优化控制策略。首先构建标么化传输功率与移相比之间的函数关系,借助KKT条件^[13]推导出内移相比;结合输出电压状态空间表达式与模型预测控制求解最优外移相比,并引入由输入与输出电压环叠加形成的误差校正因子,增强系统的动态跟踪能力与输入电压均压性能。仿真结果表明,该策略可实现电压动态响应、电流应力优化及效率的协同优化。

1 扩展移相调制下的电流应力优化

图1所示为ISOP-DAB变换器的拓扑结构。该结构由 m 个DAB变换器并联组成。 U_{in} 和 U_o 分别为该拓扑结构的总输入、输出电压; I_{in} 和 I_o 分别为总输入电流和负载输出电流; R 为等效负载。其中第 $i(i=1,2,3,\dots,m)$ 个DAB变换器由两组对称结构的H桥、高频变压器 T (变比为 $n:1$)、附加电感 L_i 以及输入侧支撑电容 $C_{in,i}$ 、输出侧支撑电容 $C_{o,i}$ 构成; $i_{L,i}$ 为流过 L_i 的电流; $U_{ab,i}$ 和 $U_{cd,i}$ 分别为变压器一次侧、二次侧电压。定义电压转换比为

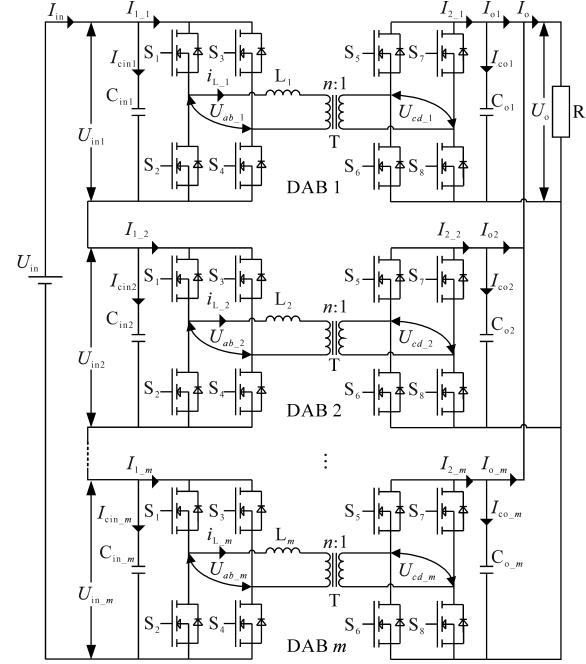


图1 ISOP-DAB变换器拓扑结构

Fig.1 ISOP-DAB converter topology

$$K_i = U_{in,i} / (nU_o)。$$

1.1 扩展移相调制工作原理

以第 i 个DAB变换器为例,扩展移相调制包含两个移相比,即一次侧H桥内移相比 D_{i1} 和H桥间外移相比 D_{i2} 。通过调节 D_{i1} 和 D_{i2} 来实现功率的双向传输。本文以功率正向传输为例展开分析,即 $K_i > 1$ 。根据 D_{i1} 与 D_{i2} 之间的大小关系,扩展移相调制可分为两种工作模式:模式a, $0 \leq D_{i1} \leq D_{i2} \leq 1$;模式b, $0 \leq D_{i2} < D_{i1} \leq 1$ 。其工作波形如图2所示,图中 T_{hs} 为开关周期的1/2,即 $T_{hs} = 1/(2f_s)$, f_s 为开关频率。

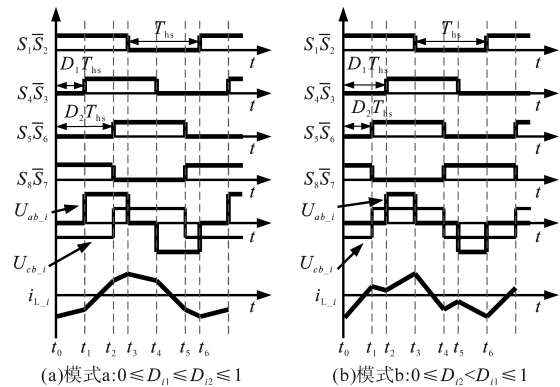


图2 扩展移相调制下的工作波形

Fig.2 Operating waveforms under EPS modulation

由图2可知,DAB变换器在扩展移相调制下稳态运行时,电感电流 $i_{L,i}$ 满足正负对称关系 $i_{L,i}(t) = -i_{L,i}(t + T_{hs})$ 。由此可得半个周期内电感电流表达式。当变换器处于模式a时:

$$\begin{cases} i_{L-i}(t_0) = -\frac{nU_o}{4f_s L_i} [K_i(1 - D_{i1}) + 2D_{i2} - 1] \\ i_{L-i}(t_1) = -\frac{nU_o}{4f_s L_i} [K_i(1 - D_{i1}) + 2D_{i2} - 2D_{i1} - 1] \\ i_{L-i}(t_2) = \frac{nU_o}{4f_s L_i} [K_i(2D_{i2} - 1 - D_{i1}) + 1] \\ i_{L-i}(t_3) = \frac{nU_o}{4f_s L_i} [K_i(1 - D_{i1}) + 2D_{i2} - 1] \end{cases} \quad (1)$$

同理可得,当变换器处于模式b时:

$$\begin{cases} i_{L-i}(t_0) = -\frac{nU_o}{4f_s L_i} [K_i(1 - D_{i1}) + 2D_{i2} - 1] \\ i_{L-i}(t_1) = \frac{nU_o}{4f_s L_i} [K_i(D_{i1} - 1) + 1] \\ i_{L-i}(t_2) = \frac{nU_o}{4f_s L_i} [K_i(D_{i1} - 1) + 2D_{i2} - 2D_{i1} + 1] \\ i_{L-i}(t_3) = \frac{nU_o}{4f_s L_i} [K_i(1 - D_{i1}) + 2D_{i2} - 1] \end{cases} \quad (2)$$

由式(1)和式(2)可知,在不同工作模式下电感电流均呈分段线性变化,其幅值与移相角及电压转换比 K_i 有关。基于该关系,进一步推导第 i 个DAB变换器的平均传输功率和最大电感电流应力为

$$\begin{cases} P_i = (\int_0^{T_{hs}} U_{ab-i} i_{L-i} dt) / T_{hs} \\ I_{\max} = \max \{|i_{L-i}(t)|\} \end{cases} \quad (3)$$

结合式(1)、式(2),推导出DAB变换器的平均传输功率 P_i 和最大电感电流应力 $I_{\max}$:

$$\begin{cases} P_i = \begin{cases} \frac{nU_{in-i}U_o}{4L_i f_s} (-D_{i1}^2 - 2D_{i2}^2 + 2D_{i2} - D_{i1} + 2D_{i1}D_{i2}) & 0 \leq D_{i1} \leq D_{i2} \leq 1 \\ \frac{nU_{in-i}U_o}{4L_i f_s} (D_{i1}^2 + 2D_{i2} - D_{i1} - 2D_{i1}D_{i2}) & 0 \leq D_{i2} < D_{i1} \leq 1 \end{cases} \\ I_{\max} = \frac{nU_o}{4L_i f_s} [K_i(1 - D_{i1}) + 2D_{i2} - 1] \end{cases} \quad (4)$$

$$L(x) = \begin{cases} 2[K_i(1 - D_{i1}) + 2D_{i2} - 1] + \lambda[2(-D_{i1}^2 - 2D_{i2}^2 + 2D_{i2} - D_{i1} + 2D_{i1}D_{i2}) - p_i] + \\ \mu_1(-D_{i1}) + \mu_2(-D_{i2}) + \mu_3(D_{i1} - 1) + \mu_4(D_{i2} - 1) + \mu_5(D_{i1} - D_{i2}) & 0 \leq D_{i1} \leq D_{i2} \leq 1 \\ 2[K_i(1 - D_{i1}) + 2D_{i2} - 1] + \lambda[2(D_{i1}^2 + 2D_{i2} - D_{i1} - 2D_{i1}D_{i2}) - p_i] + \\ \mu_1(-D_{i1}) + \mu_2(-D_{i2}) + \mu_3(D_{i1} - 1) + \mu_4(D_{i2} - 1) + \mu_5(D_{i2} - D_{i1}) & 0 \leq D_{i2} < D_{i1} \leq 1 \end{cases} \quad (7)$$

对传输功率和电流应力进行标么化处理可以得到: $p_i = P_i/P_N$, $i_i = I_{\max}/I_N$;其中, P_N 为扩展移相调制下的最大传输功率, $P_N = nU_{in-i}U_o/8f_s L_i$; I_N 为最大传输功率下的平均输入电流, $I_N = nU_o/8f_s L_i$ 。根据给出的额定表达式,可以得到EPS调制下DAB变换器的传输功率标么值和电流应力标么值如表1所示。

表1 EPS调制下的DAB变换器传输功率标么值和电流应力标么值

Tab.1 DAB converter transmission power normals and current stress normals under EPS modulation

模式	传输功率标么值 p_i	电流应力标么值 i_i
a	$2(-D_{i1}^2 - 2D_{i2}^2 + 2D_{i2} - D_{i1} + 2D_{i1}D_{i2})$	$2[K_i(1 - D_{i1}) + 2D_{i2} - 1]$
b	$2(D_{i1}^2 + 2D_{i2} - D_{i1} - 2D_{i1}D_{i2})$	$2D_{i2} - 1]$

1.2 电流应力优化

基于上述分析可知,为了使DAB变换器实现更高的传输效率,必须确定一组最优 D_{i1} 和 D_{i2} 组合,在给定传输功率的条件下使得电流应力最小。该问题在最优化理论中视为等式约束条件下的最优解问题。因此,引入KKT条件,以确定该目标函数的全局最优解,其一般表达形式如下式所示:

$$\begin{cases} \min F(x) \\ \text{s.t.} \begin{cases} h_i(x) = 0 & i = 1, 2, \dots, m \\ g_j(x) \leq 0 & j = 1, 2, \dots, n \end{cases} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $F(x)$ 为目标函数; $h_i(x)$ 为等式约束条件; $g_j(x)$ 为不等式约束条件。

本文将电流应力标么值设为目标函数;传输功率标么值设为等式约束条件;内外移相比大小关系设为不等式约束条件。构造KKT条件下拉格朗日函数表达式为

$$L(x, \lambda_i, \mu_j) = F(x) + \sum_{i=1}^m \lambda_i h_i(x) + \sum_{j=1}^n \mu_j g_j(x) \quad (6)$$

式中: λ_i 为 $h_i(x)$ 的约束条件系数,且 $\lambda_i \neq 0$; μ_j 为 $g_j(x)$ 的约束条件系数,且 $\mu_j \geq 0$ 。

根据表1建立KKT电流应力优化目标函数,则得到第 i 个DAB变换器的电流应力优化问题表示为

求解式(7),得到最优 D_{i1} 和 D_{i2} 组合:

$$\begin{cases} D_{i1} = (K_i - 1) \sqrt{\frac{1 - p_i}{K_i^2 - 2K_i + 2}} \\ D_{i2} = \frac{1}{2} + \frac{K_i - 2}{2} \sqrt{\frac{1 - p_i}{K_i^2 - 2K_i + 2}} \end{cases} \quad \frac{2(K_i - 1)}{K_i^2} < p_i \leq 1$$

$$\begin{cases} D_{i1} = 1 - \sqrt{\frac{p_i}{2(K_i - 1)}} \\ D_{i2} = \frac{1}{2} + \frac{K_i - 2}{2} \sqrt{\frac{p_i}{2(K_i - 1)}} \end{cases} \quad 0 \leq p_i \leq \frac{2(K_i - 1)}{K_i^2}$$
(8)

由式(8)导出,DAB变换器在工作模式a时对应传输功率范围为 $2(K_i - 1)/K_i^2 < p_i \leq 1$;在工作模式b时对应传输功率范围为 $0 \leq p_i \leq 2(K_i - 1)/K_i^2$ 。将式(8)内外移相比表达式代入表1中电流应力标么值 i_i ,求得扩展移相调制下电流应力最优解为

$$i_{\min} = \begin{cases} \frac{2K_i - 2\sqrt{(1 - p_i)(K_i^2 - 2K_i + 2)}}{K_i^2} & \frac{2(K_i - 1)}{K_i^2} < p_i \leq 1 \\ 2\sqrt{2p_i(K_i - 1)} & 0 \leq p_i \leq \frac{2(K_i - 1)}{K_i^2} \end{cases} \quad (9)$$

为更加直观地表示扩展移相下电流应力最优解与电压转换比 K_i 、传输功率标么值 p_i 的关系,图3给出了扩展移相调制和单移相调制下的电流应力对比图。由图3可知,在相同电压转换比 K_i 下,扩展移相调制的电流应力在各功率范围内均低于单移相调制;随着传输功率的增加,扩展移相调制在降低电流应力方面的优势愈加明显。此外,在相同传输功率下,电压转换比 K_i 越大,扩展移相调制的电流应力优化效果越突出。电流应力的降低不仅减轻了开关管的导通损耗,也为系统传输效率的提升奠定了基础。

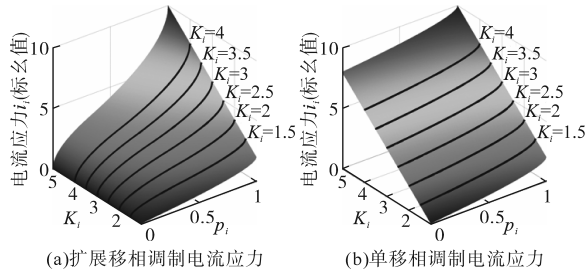


图3 两种调制方法下的电流应力对比图

Fig.3 Current-stress relationship of the two modulation methods

1.3 DAB变换器损耗分析

DAB变换器的损耗主要包括功率开关器件

的导通损耗、高频变压器绕组铜耗以及附加电感损耗^[14]。以单个DAB变换器为例,定义 I_L 为流经附加电感的电流有效值,其值基于式(1)和式(2)所给出的各开关时刻瞬时电流 $i_{L,i}(t)$,通过分段线性波形计算得到。在此基础上,定义 I_{s1} 、 I_{s2} 分别为流经一次侧H桥与二次侧H桥单个开关管的电流有效值。通过分析图2所示的扩展移相工作波形,可以建立开关管电流有效值与电感电流有效值之间的关系:

$$I_{s1} = \frac{I_{s2}}{n} = \frac{I_L}{\sqrt{2}} \quad (10)$$

为简化分析,假设开关管及其反并联二极管的导通特性统一等效为导通电阻 R_{on} 。由于DAB变换器的工作特性,一次侧(或二次侧)H桥的4个开关管在整个开关周期内均参与导通。因此其导通损耗 P_{on} 可表示为

$$P_{on} = 4R_{on1}I_{s1}^2 + 4R_{on2}I_{s2}^2 = 2I_L^2(R_{on1} + n^2R_{on2}) \quad (11)$$

式中: R_{on1} 、 R_{on2} 分别为一次侧、二次侧H桥开关管的等效导通电阻。

高频变压器绕组铜耗主要由流过变压器绕组及附加电感电流所引起。设一次侧、二次侧绕组电阻分别为 R_{Cu_T1} 和 R_{Cu_T2} ,附加电感绕组电阻为 R_L 。将二次侧绕组电阻折算至一次侧,其等效电阻为 $n^2R_{Cu_T2}$ 。则总绕组铜耗 P_{Cu} 可表示为

$$P_{Cu} = I_L^2(R_{Cu_T1} + n^2R_{Cu_T2} + R_L) \quad (12)$$

综上分析,单个DAB模块的总功率损耗 P_{loss} 与效率 η 可表示为

$$P_{loss} = P_{on} + P_{Cu} \quad (13)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} \quad (14)$$

式中: P_{out} 为变换器的输出功率; P_{in} 为变换器的输入功率。

对于由 m 个模块组成的ISOP-DAB结构,其总功率损耗 P_T 与系统总效率 η_{total} 可分别表示为

$$P_T = \sum_{i=1}^m P_{loss_i} \quad (15)$$

$$\eta_{total} = \frac{\sum_{i=1}^m P_{out_i}}{\sum_{i=1}^m P_{out_i} + P_T} \quad (16)$$

由式(11)与式(12)可知,开关管导通损耗 P_{on} 和绕组铜耗 P_{Cu} 均与电感电流有效值 I_L^2 成正比。因此,本文所采用的优化控制策略通过调整 D_{i1} 、 D_{i2} 组合以降低电感电流有效值 I_L ,从而降低系统

总损耗 P_T , 实现系统传输效率的提升。

2 基于模型预测控制的输出电压动态响应优化策略分析

由于 DAB 变换器的固有特性, 由式(8)所得到的内外移相比 D_{i1} 和 D_{i2} 表达式往往不能直接用于实际控制中。传统方法是外移相比 D_{i2} 由 DAB 变换器输出电压 U_o 与输出参考电压 U_{oref} 作差后, 将其经过 PI 控制器后得到^[15]; 而内移相比 D_{i1} 由电流应力优化调制后得到。这种控制方法在实际应用中不仅会降低 DAB 变换器电流应力优化效

果, 还会限制其输出电压动态响应能力。为此, 采用输出电压模型预测控制生成外移相比 D_{i2} , 引入误差校正因子 ΔU_i 进行输出电压误差校正。

根据图 1 所示 ISOP-DAB 变换器拓扑结构, 由基尔霍夫电流定律得到输出侧支撑电容 $C_{o,i}$ 的电路微分方程为

$$I_{2,i} = C_{o,i} \frac{dU_o}{dt} + I_{o,i} \quad (17)$$

结合式(4), 求得扩展移相调制下第 i 个 DAB 变换器在模式 a 和模式 b 时的输出电压状态空间平均模型:

$$\frac{dU_o}{dt} = \begin{cases} \frac{nU_{in,i}}{4L_i f_s C_{o,i}} (-D_{i1}^2 - 2D_{i2}^2 + 2D_{i2} - D_{i1} + 2D_{i1}D_{i2}) - \frac{I_o}{mC_{o,i}} & 0 \leq D_{i1} \leq D_{i2} \leq 1 \\ \frac{nU_{in,i}}{4L_i f_s C_{o,i}} (D_{i1}^2 + 2D_{i2} - D_{i1} - 2D_{i1}D_{i2}) - \frac{I_o}{mC_{o,i}} & 0 \leq D_{i2} < D_{i1} \leq 1 \end{cases} \quad (18)$$

式(17)中 $I_{o,i}$ 为第 i 个 DAB 变换器输出侧电流, 由于输出侧并联分流, 式(18)中用 I_o/m 作为替

换, m 为 DAB 变换器个数。基于式(18)输出电压微分项的动态特性, 采用前向欧拉法离散化后可得:

$$U_o(t_{k+1}) = \begin{cases} U_o(t_k) + \frac{nU_{in,i}}{4L_i f_s^2 C_{o,i}} (-D_{i1}^2 - 2D_{i2}^2 + 2D_{i2} - D_{i1} + 2D_{i1}D_{i2}) - \frac{I_o}{mf_s C_{o,i}} & 0 \leq D_{i1} \leq D_{i2} \leq 1 \\ U_o(t_k) + \frac{nU_{in,i}}{4L_i f_s^2 C_{o,i}} (D_{i1}^2 + 2D_{i2} - D_{i1} - 2D_{i1}D_{i2}) - \frac{I_o}{mf_s C_{o,i}} & 0 \leq D_{i2} < D_{i1} \leq 1 \end{cases} \quad (19)$$

式中: $U_o(t_k)$ 为 t_k 时刻输出电压; $U_o(t_{k+1})$ 为根据 t_k 时刻采样的输出电压所预测的 t_{k+1} 时刻输出电压。

根据式(19)输出电压的预测模型, 建立第 i 个 DAB 变换器的输出参考电压 U_{oref} 的评价函数:

$$J_i(k) = [U_{oref} - U_o(t_{k+1})]^2 \quad (20)$$

由式(20)可知, 为使输出参考电压与所预测的 t_{k+1} 时刻输出电压差值最小, 令 $dJ_i(k)/dD_{i2}=0$, 得外移相比 D_{i2} 函数表达式:

$$\begin{cases} D_{i2} = \frac{1}{2} (1 + D_{i1}) - \frac{1}{2} \sqrt{1 - D_{i1}^2 - g} & 0 \leq D_{i1} \leq D_{i2} \leq 1 \\ D_{i2} = \frac{g - 2D_{i1}^2 + 2D_{i1}}{4(1 - D_{i1})} & 0 \leq D_{i2} < D_{i1} \leq 1 \end{cases} \quad (21)$$

其中

$$g = \frac{8L_i f_s^2 C_{o,i}}{nU_{in,i}} [U_o(t_k) - U_{oref} + \frac{I_o}{mf_s C_{o,i}} + \Delta U_i] \quad (22)$$

为提高系统动态跟踪能力, 在式(22)中引入误差校正因子 ΔU_i 进行输出电压误差校正。结合上一节扩展移相调制下的电流应力优化所求得的内移相比 D_{i1} , 和本节所给出的输出电压模型预测控制下的外移相比 D_{i2} 。将优化控制策略下第 i 个 DAB 变换器最优移相比组合由表 2 给出。

表 2 优化控制策略下最优移相比表达式

Tab.2 Expression for the optimal shift ratio under the optimal control strategy

	$0 \leq p_i \leq \frac{2(K_i - 1)}{K_i^2}$	$\frac{2(K_i - 1)}{K_i^2} < p_i \leq 1$
内移相比 D_{i1}	$1 - \sqrt{\frac{p_i}{2(K_i - 1)}}$	$(K_i - 1) \sqrt{\frac{1 - p_i}{K_i^2 - 2K_i + 2}}$
外移相比 D_{i2}	$\frac{g - 2D_{i1}^2 + 2D_{i1}}{4(1 - D_{i1})}$	$\frac{1}{2} [(1 + D_{i1}) - \sqrt{1 - D_{i2}^2 - g}]$

3 ISOP-DAB 变换器均压控制

相比于单个 DAB 变换器, ISOP-DAB 结构在控制上更为复杂。不仅要确保输出电压稳定, 还需协调各模块的功率分配, 实现输入侧电压均衡。根据图 1 拓扑结构, 各模块间满足以下功率关系:

$$\begin{cases} U_{o1} I_{o1} = P_{o1} = \eta_1 P_{i1} = \eta_1 U_{in1} I_{in1} \\ \vdots \\ U_{om} I_{om} = P_{om} = \eta_m P_{im} = \eta_m U_{inm} I_{inm} \end{cases} \quad (23)$$

式中: $P_{o1}, P_{o2}, \dots, P_{om}$ 为各 DAB 变换器输出功率; $P_{i1}, P_{i2}, \dots, P_{im}$ 为各 DAB 变换器的输入功率; $\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_m$ 为各 DAB 变换器传输效率。

对于 ISOP 型结构, 输入端串联, 使得输入电

流相等;输出端并联,使得输出电压相等。即

$$\begin{cases} I_{in1} = I_{in2} = \dots = I_{inm} \\ U_{o1} = U_{o2} = \dots = U_{om} \end{cases} \quad (24)$$

由式(23)、式(24)可知,当各DAB变换器输入功率相等时,则可实现输入均压,即

$$U_{in1} = U_{in2} = \dots = U_{inm} \quad (25)$$

同理,当各DAB变换器传输功率一致时,亦可实现输出均流。

实际上ISOP-DAB变换器的各元器件参数及传输效率存在差异,若不采用输入均压控制,易导致输入侧电压分配不均,影响系统稳定性。为实现动态输入均压控制,采用基于输入电压环和输出电压环的双环控制策略。该策略分别对输入电压与输出电压构建闭环控制器,将两个PI控制器输出值叠加后,作为误差校正因子 ΔU_i 引入输出电压模型预测控制中,用以动态调整外移相比 D_{iz} ,从而在不破坏输出控制性能的前提下实现各模块输入电压均衡。综上所述,给出ISOP-DAB变换器优化控制策略如图4所示。

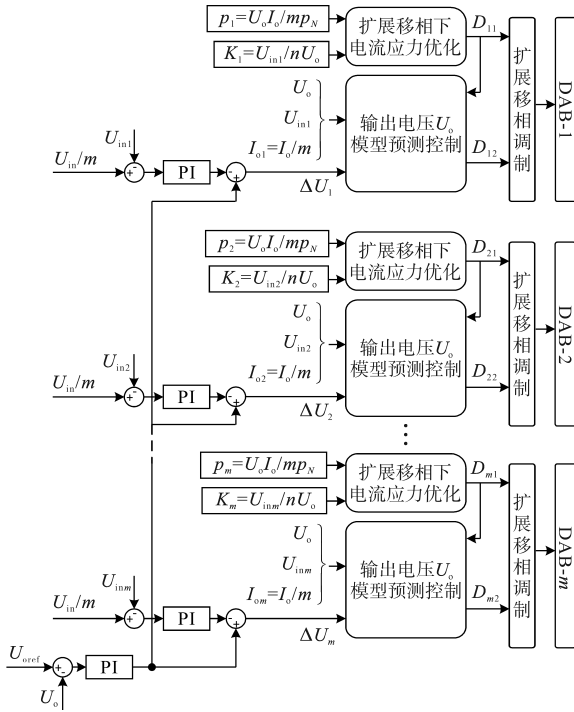


图4 ISOP-DAB变换器优化控制策略框图

Fig.4 Block diagram of integrated optimal control strategy for ISOP-DAB converter

4 仿真验证

为验证所采用的优化控制策略在电流应力优化与输出电压模型预测控制的正确性及有效性,在Simulink仿真平台搭建三模块ISOP-DAB

变换器仿真模型,模型具体参数如表3所示。

表3 主要电路参数

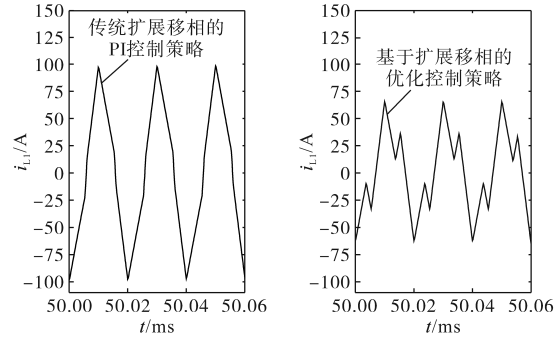
Tab.3 Main circuit parameters

电路参数	数值	电路参数	数值
总输入电压 U_{in}/V	6 000	电感 L_1/mH	55
输入电压 $U_{in1} \sim U_{in3}/V$	2 000	电感 L_2/mH	60
输出电压 U_o/V	800	电感 L_3/mH	65
开关频率 f_s/kHz	50	输入侧电容 $C_{in1} \sim C_{in3}/mF$	100
负载电阻 R/Ω	15/30	输出侧电容 $C_{o1} \sim C_{o3}/mF$	100

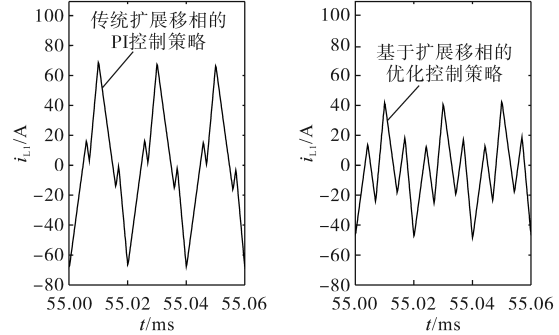
4.1 电流应力优化及效率分析

图5是ISOP-DAB变换器第一个DAB单元在2种不同控制策略下电感电流 i_{L1} 波形对比图。其中图5a和图5b左侧为传统扩展移相调制的PI控制策略,右侧为本文所采用的基于扩展移相调制的优化控制策略。设置总输入电压 U_{in} 为6 000 V(即第一个DAB单元输入电压 U_{in1} 为2 000 V),输出电压 U_o 为800 V,负载电阻 R 分别为15/30 Ω 。

如图5a所示,当 $R=15 \Omega$ 时,左侧传统扩展移相调制的PI控制策略中,单个DAB变换器的电流应力约为97.1 A;相比之下,本文采用的基于扩展移相调制的优化控制策略所展示的电流应力效果更佳,其数值约为63.5 A。当 $R=30 \Omega$ 时,如图5b所示,左侧传统控制策略电流应力为68.5 A,右侧的优化控制策略电流应力为42.6 A。



(a)负载电阻为15 Ω 时,2种控制策略的电流应力波形



(b)负载电阻为30 Ω 时,2种控制策略的电流应力波形

图5 电压转换比 $K=2.5$ 时2种控制策略下电感电流应力波形图

Fig.5 Inductor current stress waveforms under two control methods at voltage conversion ratio $K=2.5$

图6分别给出了在输出电压 U_o 为800 V,负载电阻 R 为30 Ω 时,总输入电压 U_{in} 从5 800 V逐渐增至6 300 V,两种控制策略下的电流应力与系统传输效率变化曲线。分析可知,随着总输入电压(即电压转换比 K)的升高,两种控制策略下的电流应力均呈上升趋势,相应的系统传输效率逐渐下降。然而,本文所采用的优化控制策略在整个输入电压范围内均表现出更低的电流应力和更高的系统传输效率。当电压转换比达到最大时,传统扩展移相控制策略下的电流应力约为69.7 A,系统效率下降至约67.1%;而优化控制策略下的电流应力约为45.8 A,效率仍能维持在约81.7%。

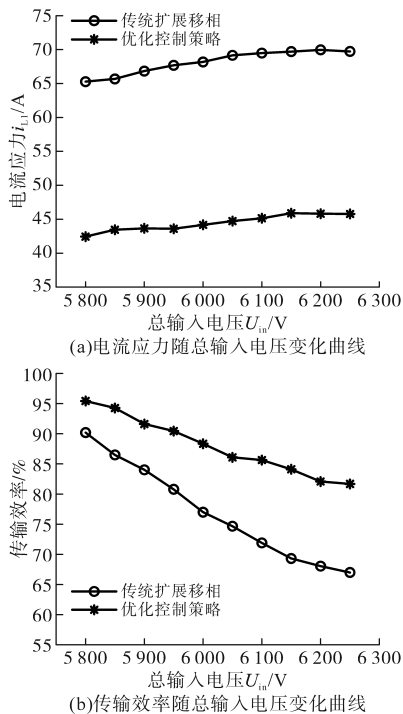


图6 2种控制策略下电流应力与传输效率随总输入电压变化曲线图

Fig.6 Plot of current stress and transmission efficiency versus total input voltage for two control strategies

通过上述仿真结果可得,相较于传统控制策略,本文采用的基于扩展移相调制的优化控制策略使得电流应力降低,进而使得系统总损耗也降低,实现了系统传输效率的提升。

4.2 动态响应性能分析

图7是ISOP-DAB变换器第一个DAB单元负载突变时2种不同控制策略下的电压电流波形图。设置总输入电压 U_{in} 为6 000 V,输出电压 U_o 为800 V,负载电阻 R 在0.03 s时由15 Ω 突增至30 Ω 。

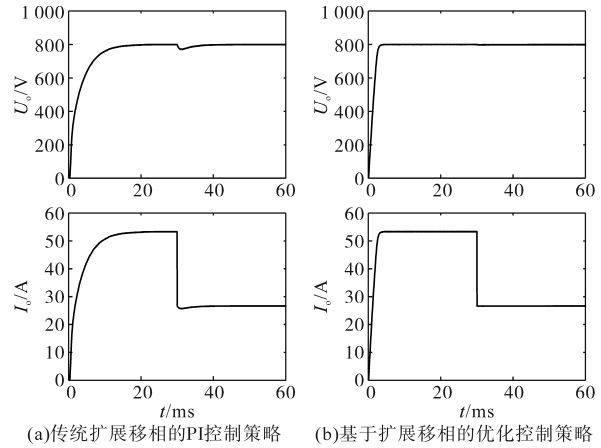


图7 负载突变时,2种控制策略的电压电流波形

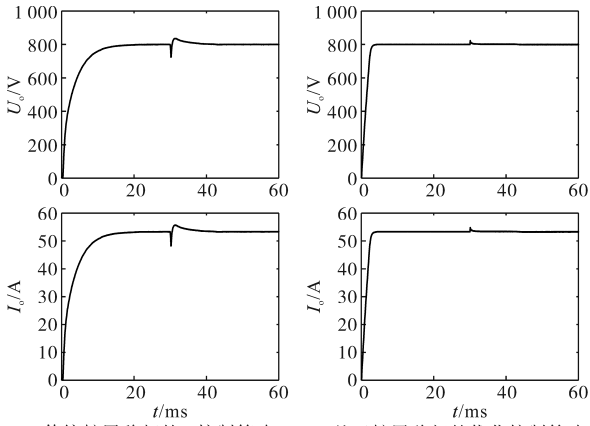
Fig.7 Voltage-current waveforms of two different control strategies during sudden load change

根据图7a中传统扩展移相的PI控制策略可知,ISOP-DAB变换器在启动时,输出电压 U_o 在第一次到达稳态电压800 V,所用响应时间约为18 ms;输出电流 I_o 跟随输出电压变化,约18 ms后,到达稳态电流,其值约为53.3 A。在0.03 s时,负载电阻突变,输出电压 U_o 偏离稳态电压约27 V,再次到达稳态所用响应时间约为7 ms;输出电流 I_o 由53.3 A突降至26.7 A后,经约7 ms,又逐渐恢复至26.7 A。

根据图7b中基于扩展移相的优化控制策略可知,ISOP-DAB变换器在启动时,输出电压 U_o 相较于传统控制方法,所用响应时间约为3.5 ms即可到达稳态电压;输出电流 I_o 依旧跟随输出电压变化,约3.5 ms到达稳态电流,值为53.5 A。在0.03 s时,负载电阻突变,输出电压 U_o 相较于传统控制方法基本无波动;输出电流 I_o 突降至26.7 A后,保持稳定。

图8是ISOP-DAB变换器第一个DAB单元总输入电压突变时2种不同控制策略下的电压电流波形图。设输出电压 U_o 为800 V,负载电阻 R 为15 Ω ,总输入电压 U_{in} 在0.03 s时由6 000 V突降至5 700 V(即各DAB变换器输入电压由2 000 V降至1 900 V)。

由图8a中传统扩展移相的PI控制策略可知,在启动时,与图7所示波形相同,不再赘述。在0.03 s时,输入电压 U_{in} 突降,输出电压 U_o 偏离稳态电压约113 V,经过14 ms后恢复至稳态电压800 V;输出电流 I_o 偏离稳态电流约14 A,经14 ms后恢复至稳态电流53.3 A。



(a)传统扩展移相的PI控制策略 (b)基于扩展移相的优化控制策略

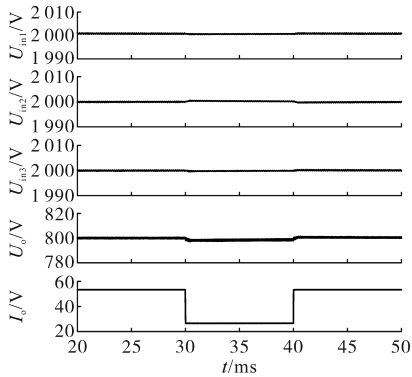
图8 输入电压突变时,2种控制策略的电压电流波形

Fig.8 Voltage-current waveforms of two different control strategies for sudden change of input voltage

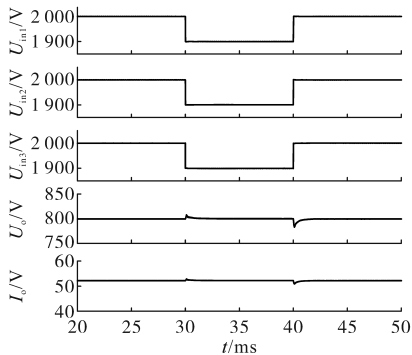
由图8b中基于扩展移相的优化控制策略可知,在0.03 s时,输入电压 U_{in} 突降,输出电压 U_o 相较于传统控制方法,所用响应时间约为4 ms,偏离稳态电压值约为23 V;输出电流 I_o 用时约4 ms,偏离稳态电流值约为2 A。

4.3 输入均压性能分析

图9是ISOP-DAB变换器输入均压波形图。图9a为变换器负载由15 Ω 突增至30 Ω 再突降回15 Ω 时电压、电流波形。由图9a可知,当负载切换时,输入均压控制环快速响应,输入电压 U_{in1} ,



(a)负载电阻突变时,输入电压,输出电压,电流波形



(b)输入电压突变时,输入电压,输出电压,电流波形

图9 ISOP-DAB变换器输入均压波形图

Fig.9 ISOP-DAB converter input equalisation waveforms

U_{in2}, U_{in3} 保持均衡,输出电压稳定不变,输出电流随负载切换而迅速变化。图9b为变换器总输入电压从6 000 V突变到5 700 V再突变回6 000 V时电压、电流波形。由图9b可知,当输入电压突变时,各DAB单元输入电压随着总输入电压的变化,仍维持均衡,输出电压、电流波动后快速保持稳定。

5 结论

本文针对ISOP-DAB变换器存在的电流应力高、输出电压动态性能差以及输入电压分布不均等问题,采用一种结合电流应力优化与模型预测控制的优化控制策略。仿真分析表明,在电路参数不相等的条件下,该控制策略在实现快速稳态恢复的同时,显著降低了模块间的输入电压偏差和电感电流应力。在负载扰动和输入电压突变等工况下,该控制策略相较于传统控制策略在响应速度、电压稳定性方面均表现出明显优势。

参考文献

- [1] 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):288-298,418.
Zhao Biao, An Feng, Song Qiang, et al. Development and application of DC transformer based on dual-active-bridge[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(1): 288-298, 418.
- [2] Shao S, Chen L, Shan Z, et al. Modeling and advanced control of dual-active-bridge DC-DC converters: a review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 37(2): 1524-1547.
- [3] 孙志峰,肖岚,王勤. 输出并联型双有源全桥变换器控制技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(5): 1811-1831.
Sun Zhifeng, Xiao Lan, Wang Qin. Review research on control technology of output parallel dual-active-bridge-converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(5): 1811-1831.
- [4] Zeng J, Rao Y, Lan Z, et al. Multi-objective unified optimal control strategy for DAB converters with triple-phase-shift control [J]. Energies, 2021, 14(20): 6444.
- [5] Xu F, Liu J, Dong Z. Minimum backflow power and ZVS design for dual-active-bridge DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 70(1): 474-484.
- [6] 涂春鸣,管亮,肖凡,等. 基于扩展移相控制下双有源桥移相角优化选取与分析[J]. 电工技术学报, 2020, 35(4): 850-861.
Tu Chunming, Guan Liang, Xiao Fan, et al. Parameter optimization selection and analysis of dual active bridge based on extended phase shift control[J]. Transactions of China Electro-technical Society, 2020, 35(4): 850-861.

- [7] 张勋,王广柱,王婷. 双向全桥 DC-DC 变换器基于电感电流应力的双重移相优化控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(22): 100-106.
Zhang Xun, Wang Guangzhu, Wang Ting. Optimized control based on current-stress of bi-directional full-bridge DC-DC converters with dual-phase-shifting control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(22): 100-106.
- [8] 王攀攀,徐泽涵,王莉,等. 基于三重移相的双有源桥 DC-DC 变换器效率与动态性能混合优化控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(18): 4720-4731.
Wang Panpan, Xu Zehan, Wang Li, et al. A hybrid optimization control strategy of efficiency and dynamic performance of dual-active-bridge DC-DC converter based on triple-phase-shift[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(18): 4720-4731.
- [9] Luo C, Huang S. Novel voltage balancing control strategy for dual-active-bridge input-series-output-parallel DC-DC converters[J]. IEEE Access, 2020, 8: 103114-103123.
- [10] 蔡逢煌,林俊腾,江加辉,等. 结合电流应力优化的 ISOP-DAB 变换器电压均衡控制[J]. 太阳能学报, 2023, 44(10): 90-96.
Cai Fenghuang, Lin Junteng, Jiang Jiahui, et al. Voltage balance control of ISOP-DAB converters with current stress optimization[J]. Acta Energiæ Solaris Sinica, 2023, 44(10): 90-96.
- [11] Fu Y, Jing Z, Ren H P. Model predictive control for DAB under extended-phase-shift considering components uncertainty[J]. IET Power Electronics, 2023, 16(12): 1984-1995.
- [12] 张航,李耀华,李子欣,等. 基于扩张状态观测器的直流变压器模型预测控制策略[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(7): 104-110.
Zhang Hang, Li Yaohua, Li Zixin, et al. Model predictive control strategy of DC transformer based on extended state observer[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(7): 104-110.
- [13] 蔡逢煌,石安邦,江加辉,等. 结合电流应力优化与虚拟电压补偿的双有源桥 DC-DC 变换器三重移相优化控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(10): 2559-2571.
Cai Fenghuang, Shi Anbang, Jiang Jiahui, et al. Triple-phase-shift optimal control of dual-active-bridge DC-DC converter with current stress optimization and virtual voltage compensation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(10): 2559-2571.
- [14] Shi H, Wen H, Chen J, et al. Minimum-reactive-power scheme of dual-active-bridge DC-DC converter with three-level modulated phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(6): 5573-5586.
- [15] 曾进辉,梁博文,余雪萍,等. 考虑电流应力优化的 ISOP-DAB 变换器扰动均压控制策略[J]. 电网技术, 2023, 47(11): 4448-4457.
Zeng Jinhui, Liang Bowen, Yu Xueping, et al. Disturbance voltage sharing control of ISOP-DAB converter considering current stress optimization[J]. Power System Technology, 2023, 47(11): 4448-4457.
- [16] 游志强,高宁,李闻达,等. 混合双有源桥变换器扩展移相控制方法研究[J]. 电力电子技术, 2023, 57(9): 108-111.
You Zhiqiang, Gao Ning, Li Wenda, et al. Research on extended phase-shift control scheme for hybrid dual active bridge converter[J]. Power Electronics, 2023, 57(9): 108-111.

收稿日期: 2025-07-10

修改稿日期: 2025-10-24

(上接第 22 页)

- [16] 颜湘武,贾焦心,王德胜,等. 虚拟同步发电机的并网功率控制及模式平滑切换[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(9): 91-99.
Yan Xiangwu, Jia Jiaoxin, Wang Desheng, et al. Power control and smooth mode switchover for grid-connected virtual synchronous generators[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(9): 91-99.
- [17] 周于清,姚伟,宗启航,等. 基于运行短路比的新能源场站中跟/构网可切换单元的最优配置方法[J]. 电网技术, 2024, 48(3): 1091-1104.
Zhou Yuqing, Yao Wei, Zong Qihang, et al. Optimal configuration of grid-following/grid-forming switchable units in new energy stations based on operating short-circuit ratio[J]. Power System Technology, 2024, 48(3): 1091-1104.
- [18] 陈艳霞,李菁,李鑫明,等. 构网型与跟网型 VSC 的功率精确分配控制策略[J]. 电力电子技术, 2023, 57(2): 117-120.
Chen Yanxia, Li Jing, Li Xinming, et al. Power accurate distribution control strategy of grid-forming and grid-following VSC[J]. Power Electronics, 2023, 57(2): 117-120.

收稿日期: 2026-04-09

修改稿日期: 2026-06-16