

结合电流应力优化的 DAB 变换器模型预测控制

陈权¹, 唐开功¹, 李蕊², 丁津津³, 汪勋婷³, 王铭², 王群京¹

(1. 安徽大学绿色产业创新研究院, 安徽合肥 230601; 2. 中国电力科学研究院有限公司, 北京 100192;
3. 国网安徽省电力有限公司电力科学研究院, 安徽合肥 230601)

摘要:针对双有源桥 DC-DC (DAB) 变换器功率器件导通损耗占比过高、实际输出电压跟踪欠佳等问题, 为提高 DAB 变换器的传输效率及改善动态性能, 基于扩展移相提出一种结合电流应力优化的 DAB 变换器模型预测控制方案。首先, 建立 DAB 变换器的电流应力、传输功率与移相角之间的函数关系; 其次, 以电流应力标么值为优化目标, 传输功率、软开关为边界约束条件, 采用改进白鲨优化算法求解两自由度下非线性等式与不等式混合约束的数学模型; 再次, 为了提升系统控制精度, 构建两步模型预测控制下的代价函数; 然后, 针对参数不匹配产生的误差提出带死区 PI 补偿措施, 削弱静态偏差; 最后, 搭建基于 SiC 的实验样机验证所提方案, 结果表明在效率与动态性能方面相较于扩展移相传统电压闭环控制性能更优。

关键词:双有源桥 DC-DC 变换器; 扩展移相; 电流应力; 改进白鲨优化算法; 动态性能; 模型预测控制

DOI: 10.15938/j.emc.2025.11.013

中图分类号: TM46

文献标志码: A

文章编号: 1007-449X(2025)11-0133-11

Model predictive control of DAB converter with current stress optimization

CHEN Quan¹, TANG Kaile¹, LI Rui², DING Jinjin³, WANG Xunting³,
WANG Ming², WANG Qunjing¹

(1. Green Industry Innovation Research Institute, Anhui University, Hefei 230601, China;

2. China Electric Power Research Institute Co., Ltd., Beijing 100192, China;

3. Electric Power Research Institute of State Grid Anhui Electric Power Co., Ltd., Hefei 230601, China)

Abstract: In order to improve the transmission efficiency and dynamic performance of dual active bridge DC-DC (DAB) converters, a model predictive control scheme based on extended phase shift combined with current stress optimization was proposed to address the problems of high conduction losses in power devices and poor tracking of the actual output voltage. Firstly, the functional relationship between current stress, transmission power and phase shift angle of the DAB converter was established; Secondly, with current stress per unit value as the optimization objective and transmission power and soft switching as

收稿日期: 2024-07-04

基金项目: 国家电网有限公司总部科技项目(5400-202355207A-1-1-ZN); 安徽省科技重大专项(202203407020003); 安徽省自然科学基金(2208085UD01)

作者简介: 陈权(1975—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电能高效利用及电力电子装置可靠性;

唐开功(2000—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子变流器;

李蕊(1978—), 女, 博士, 高级工程师, 研究方向为直流配电、电力系统运行分析及新能源接入;

丁津津(1985—), 男, 博士, 高级工程师, 研究方向为继电保护与自动化;

汪勋婷(1994—), 女, 硕士, 工程师, 研究方向为输变电可靠性;

王铭(1997—), 女, 硕士, 助理工程师, 研究方向为继电保护与自动化;

王群京(1960—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为新型电力电子与电力传动。

通信作者: 唐开功

boundary conditions, improved white shark optimizer was used to solve a mathematical model with mixed constraints of nonlinear equations and inequalities under two degrees of freedom; to improve the accuracy of controlling the system, a cost function under two-step model predictive control was constructed; Then, a dead zone PI compensation measure was proposed to mitigate the static deviation caused by parameter mismatch errors; Finally, an SiC-based experimental prototype was constructed to validate the proposed scheme. The results show that it performs better in terms of efficiency and dynamic performance compared to the extended phase shift traditional voltage closed loop control.

Keywords: dual active bridge DC-DC converter; extended phase shift; current stress; IWSO; dynamic performance; model predictive control

0 引言

近年来,面对全球温室效应加剧和能源短缺等问题,以互联网技术为支撑、分布式新能源为核心的新型电力电子技术迅速发展。其中,如何将直流母线与储能装置结合成为研究的热点^[1]。在电路系统中将一种电压等级转换为另一种电压等级已成为既定规范^[2]。在直流变换领域,双有源桥变换器(dual-active-bridge, DAB)作为多端口变流器的重要组成部分,具备电气隔离、电能双向传输等特性,已成为 DC-DC 功率转换的理想选择。

DAB 变换器的控制方法主要包含移相控制和变频控制两大类,目前广泛使用的策略是移相控制^[3]。然而传统的单移相控制(single-phase-shift, SPS)软开关范围较窄,并且只有一个可变自由度,不适合 DAB 变换器效率的改善^[4]。文献[5]提出了一种抑制 DAB 变换器回流功率的双重移相调制(double-phase-shift, DPS)策略,但只是在中小功率范围内才能实现,非全功率最优。文献[6]提出了一种三重移相调制(triple-phase-shift, TPS)策略,但是工作模式和模型都较为复杂。考虑到算法的可移植性和控制方式的灵活性,本文选择扩展移相调制(extended-phase-shift, EPS)^[7]方法,即在原边侧桥内增加一个自由度。

目前,针对 DAB 变换器的效率优化目标主要为电流应力与回流功率。文献[8]提出一种回流功率和电流应力复合优化的控制策略,考虑在回流功率为零的前提下优化电流应力,并且能够实现在线优化。文献[9]在扩展移相的基础上搭建了拉格朗日乘子法(Lagrange multiplier method, LMM)的数学模型,实现了电流应力在全功率范围的优化处理,但是需要引入额外的约束因子,计算复杂度较高。文献[10]提出基于鲸鱼算法的双重移相策略,利用智能优化算法实现功率的优化,简化了计算的复杂程

度,但是未考虑开关损耗对传输效率的影响。电流应力的大小与功率器件的导通损耗直接相关联,零电压开通(zero voltage switching, ZVS)可以间接减轻电流应力。因此,需要同时考虑电流应力和软开关对传输效率的影响,在降低导通损耗和开关损耗两方面实现协同效应。

此外, DAB 变换器往往需要面临外界的施加干扰,因此对动态性能的优化也尤为重要。文献[11]针对极端工况的参数进行优化,减少了参数优化的复杂程度,但是对电路参数的精度依赖较高,参数的微小变化影响着输出电压的跟踪性能。文献[12]提出一种实现精确功率平衡的参数识别模型预测控制方法,通过建立数学模型来实现预期的输出,但电路参数的不确定性较大。文献[13]提出一种在无电流传感器下的混合桥 DC-DC 变换器的模型预测控制,系统在受到干扰时也能够及时恢复稳定状态,并且降低了成本。DAB 变换器的动态性能是实现高质量实际输出电压跟踪的关键因素之一,良好的动态性能可以保证输出电压迅速稳定在参考值附近,从而实现电压的精确跟踪。

DAB 变换器往往用于双向变换场合,同时提高效率及改善动态性能可以在正/反向变换中实现更高效的管理和更快的调节速度。面对传统的 DAB 变换器存在的电流应力较大以及动态性能不足的问题,本文基于扩展移相提出一种结合电流应力优化的 DAB 变换器模型预测控制方案(model predictive control of DAB converter with current stress optimization based on extended-phase-shift, MPC-CSO-EPS)。首先,采用改进白鲨优化算法(improved white shark optimizer, IWSO)应用于电流应力优化,获取全局最优的移相比组合;其次,通过两步模型预测控制改善系统动态性能;然后,对于稳态下的电路参数偏差,引入带死区的 PI 补偿校正;最后,通过实验平台对所提方案的有效性进行验证。

1 扩展移相控制 DAB 工作原理

1.1 DAB 拓扑结构

图 1 为 DAB 变换器的拓扑结构,主要由两个对称的 H 桥(H₁和 H₂)与一个高频隔离变压器 T 构成。其中: U₁和 U₂分别为 H₁桥输入电压和 H₂桥输出电压; i_{in}和 i₁分别为 H₁桥电源电流和输入电流; i_s和 i₂分别为变换器 H₂桥输出电流和负载电流; C₁和 C₂分别为 H₁桥输入电容和 H₂桥输出电容; U_{ab}和 U_{cd}分别为 H₁桥输出电压和 H₂桥输入电压; R_L为 H₂桥负载电阻; L 为变压器漏感和外部电感叠加之和; i_L为电感电流; 变压器匝数比为 n:1; 定义电压转换比 K = U₁/(nU₂)。

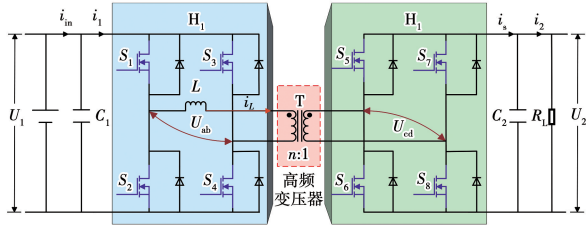


图 1 DAB 变换器主电路拓扑

Fig.1 DAB converter main circuit topology

1.2 工作原理

本文选取 $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$ 的模式进行研究,其中,定义 D₁为 S₁与 S₄之间的相移量占比,称内移相角; D₂为 S₁与 S₅之间的相移量占比,称外移相角。DAB 变换器的结构对称,同一桥臂上、下开关管交替导通,由于开关频率较高,功率器件在开关过程中会产生较大的电流冲击,而电流应力峰值过高会增加导通损耗,不利于开关管的导通与关断,因此移相角的选取影响着传输效率。

图 2 为 DAB 变换器在 EPS 调制下各开关管的工作波形、原副边电压以及电流的波形。以 t₀ ~ t₆ 为一个周期 T_s, t₀ ~ t₃ 为半个周期 T_{hs},可以看出电感电流具有半周期奇对称性,即 i_L(t) = -i_L(t + T_{hs})。由图 2 可将 t₀、t₁、t₂ 分别表示为: D₁T_{hs}、D₂T_{hs}、T_{hs}。DAB 变换器在每个时刻的电感电流的表达式为:

$$\left. \begin{aligned} i_L(t_0) &= \frac{nU_2}{4fL} [K(D_1 - 1) + 1 - 2D_2]; \\ i_L(t_1) &= \frac{nU_2}{4fL} [K(D_1 - 1) + 1 - 2D_2 + 2D_1]; \\ i_L(t_2) &= \frac{nU_2}{4fL} [K(2D_2 - D_1 - 1) + 1]; \\ i_L(t_3) &= -\frac{nU_2}{4fL} [K(D_1 - 1) + 1 - 2D_2]。 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中 i_L(t_i) 为 t_i 时刻的电感电流; f 为开关频率。

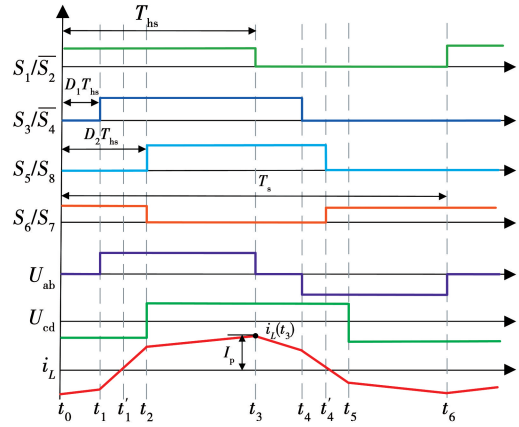


图 2 EPS 工作原理波形图

Fig.2 Waveform diagram of EPS working principle

1.3 状态模型

由图 2 可知, EPS 控制下 DAB 变换器的平均传输功率 P 及峰值电感电流 I_p 的表达式为:

$$\left. \begin{aligned} P &= \frac{U_{ab}}{T_s} \int_0^{T_s} i_L dt; \\ I_p &= \max\{|i_L(t)|\}。 \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

结合图 2、式(1)和式(2), 可知在 t₃ 时刻电流值最大, EPS 控制下变换器的传输功率 P_E 及电流应力 i_{L, EPS} 的表达式为:

$$\left. \begin{aligned} P_E &= \frac{nU_1U_2(-D_1 + 2D_2 - D_1^2 - 2D_2^2 + 2D_1D_2)}{4fL}; \\ i_{L, EPS} &= |i_L(t_3)| = \frac{nU_2(K - KD_1 + 2D_2 - 1)}{4fL}。 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

根据文献[3]的分析, 选取 DAB 变换器的额定传输功率 P_N 和额定电流 I_N 的表达式为:

$$\left. \begin{aligned} P_N &= \frac{nU_1U_2}{8fL}; \\ I_N &= \frac{P_N}{U_1} = \frac{nU_2}{8fL}。 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

结合式(3)和式(4), EPS 控制的传输功率标么值 P_{EPS}^{*} 及电流应力标么值 i_{L, EPS}^{*} 的表达式为:

$$\left. \begin{aligned} P_{EPS}^* &= \frac{P_E}{P_N} = -2D_1 + 4D_2 - 2D_1^2 - 4D_2^2 + 4D_1D_2; \\ i_{L, EPS}^* &= \frac{i_{L, EPS}}{I_N} = 2K - 2KD_1 + 4D_2 - 2。 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

图 3 为 EPS 控制下传输功率等高线图。根据 D₁ 与 D₂ 的对应关系将传输功率标么值 P_{EPS}^{*} 分为三个区域: 模式一和模式二均表示变换器处于正向传

输状态,其中模式一表示本文选取的 $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$ 工作模式,模式二表示 $0 \leq D_2 \leq D_1 \leq 1$ 工作模式;区间三表示变换器处于反向变换状态,能量从 H_2 桥回流到 H_1 桥,仍属于 $0 \leq D_2 \leq D_1 \leq 1$ 工作模式。

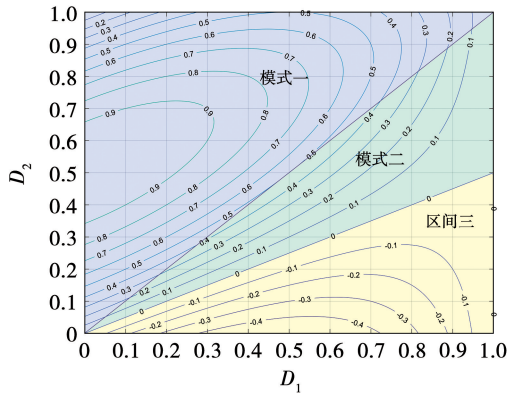


图3 传输功率等高线图

Fig.3 Transmission power contour map

2 基于 IWSO 的电流应力优化

2.1 软开关条件

结合图2可知,半个开关管周期内,若 $i_L(t_1) \leq 0$,DAB 变换器的 H_1 桥可实现 ZVS;若 $i_L(t_2) \geq 0$,DAB 变换器的 H_2 桥可实现 ZVS,软开关范围表达式为:

$$\left. \begin{aligned} D_2 &\geq \frac{1 - K + D_1(K + 2)}{2}; \\ D_2 &\geq \frac{K(1 + D_1) - 1}{2K}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

图4为软开关范围关系图,可以看出,若 $D_1 = 0$,DAB 变换器处于 SPS 控制,电压转换比 K 值的增大使得软开关的适用范围逐渐变窄;若 $D_1 \neq 0$,DAB 变换器处于 EPS 控制,保持 K 值不变, D_1 取值大小与 D_2 取值范围呈反比,即 D_1 从 0.1 增加到 0.4 时, D_2 的取值范围从 0.1012 ~ 0.5 缩小至 0.4006 ~ 0.5,软开关 ZVS 的范围也会相应减小。

2.2 非线性混合约束数学模型

由于电流应力同时受到传输功率、ZVS 范围等因素的影响,本文以文献[14]的数学模型为原型,建立电流应力标幺值为适应度函数,移相比(D_1, D_2)为自变量参数,传输功率和 ZVS 为约束条件,即:

$$\begin{aligned} \min \quad & i_{L, EPS}^* = 2K - 2KD_1 + 4D_2 - 2; \\ \text{s. t.} \quad & -2D_1 + 4D_2 - 2D_1^2 - 4D_2^2 + 4D_1D_2 - p^* = 0; \\ & D_1(K + 2) - K + 1 - 2D_1 \leq 0; \\ & K(D_1 + 1) - 1 - 2KD_2 \leq 0; \\ & D_1 - D_2 \leq 0; \end{aligned}$$

$$\left. \begin{aligned} D_1 - 1 &\leq 0; \\ D_2 - 1 &\leq 0; \\ -D_1 &\leq 0; \\ -D_2 &\leq 0. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

式中 p^* 为给定传输功率标幺值。

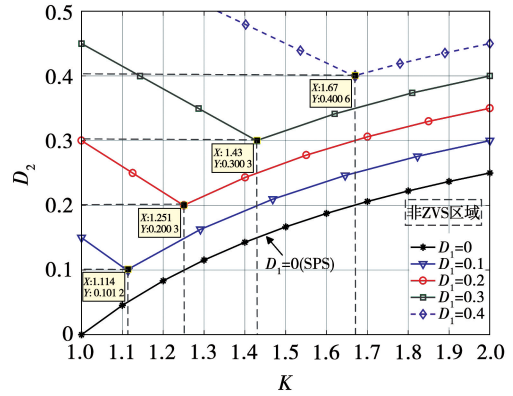


图4 软开关范围关系图

Fig.4 Soft switch range relationship diagram

为满足 $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$ 的工作模式,需要限制的工作范围为:

$$\left. \begin{aligned} 0 &\leq D_1 \leq \frac{K - 1}{K}; \\ \frac{2(K - 1)}{K^2} &\leq p^* \leq 1. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

以 $p^* = 0.5, K = 1.3$ 为例,图5为移相角取值范围二维图。由软开关 ZVS 约束、EPS 模式约束以及功率约束组成了 DAB 变换器的 ZVS 区域功率范围。

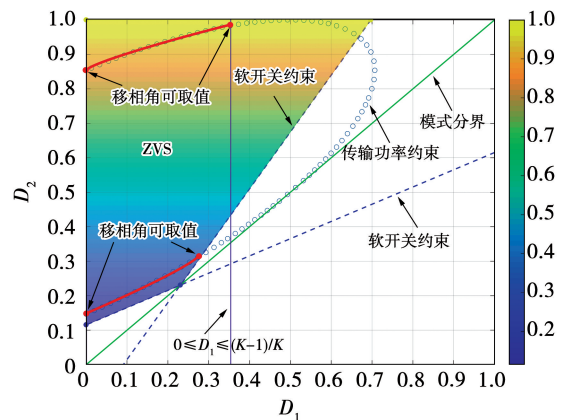


图5 移相角取值范围二维图

Fig.5 Two dimensional graph of range of phase shift angle values

2.3 改进白鲨优化算法

EPS 控制包含 2 个自由度(D_1, D_2),优化也受到传输功率 P_E 与电压转换比 K 的限制。如拉格朗

日乘法(LMM)等传统算法在处理混合约束过程中,往往需要将不等式约束转化成等式约束,这种转换需要引入松弛变量,参数调整因增加了额外的变量且初始约束数量较多而变得困难。在启发式算法中,白鲨优化算法(white shark optimizer, WSO)具有新颖性和灵活性。因此,本文考虑从时空复杂度的角度,采用离线预计算占空比 D_1 并在线查表的方式,代替白鲨个体位置的实时迭代更新。

白鲨优化算法是由 Braik 等在 2022 年提出的一种新型的元启发式算法,其灵感来源于大白鲨利用自身惊人的视觉和敏锐的嗅觉感知深海中猎物移动的波浪波动频率从而精确定位,以鱼群行为快速围捕猎物,其具体原理见文献[15],本文不再赘述。

本文从初始化种群和搜索空间两方面对 WSO

算法进行改进:

1)引入 tent 混沌映射,提高初始种群的多样性和分布性,即:

$$z_{t+1} = \begin{cases} z_t/\alpha, z_t \in (0, \alpha]; \\ (1 - z_t)/(1 - \alpha), z_t \in (\alpha, 1]。 \end{cases} \quad (10)$$

式中 α 为混沌参数,本文取 0.495。

图 6 为不同混沌映射分布图。可以看出, tent 映射非常稳定且混沌值覆盖相对均匀,其产生的序列在 $[0, 1]$ 区间内的每个子区间都有接近相等的点数; circle 映射分布不完全均匀,混沌序列在 $[0.3, 0.7]$ 区间的取值更密集而其他区域的点密度较低; rand 随机生成的伪随机数分布不稳定,其状态空间的覆盖不够均匀,存在某些区域被过度探索而其他区域点数较少的情况,混沌变量的遍历性较差。

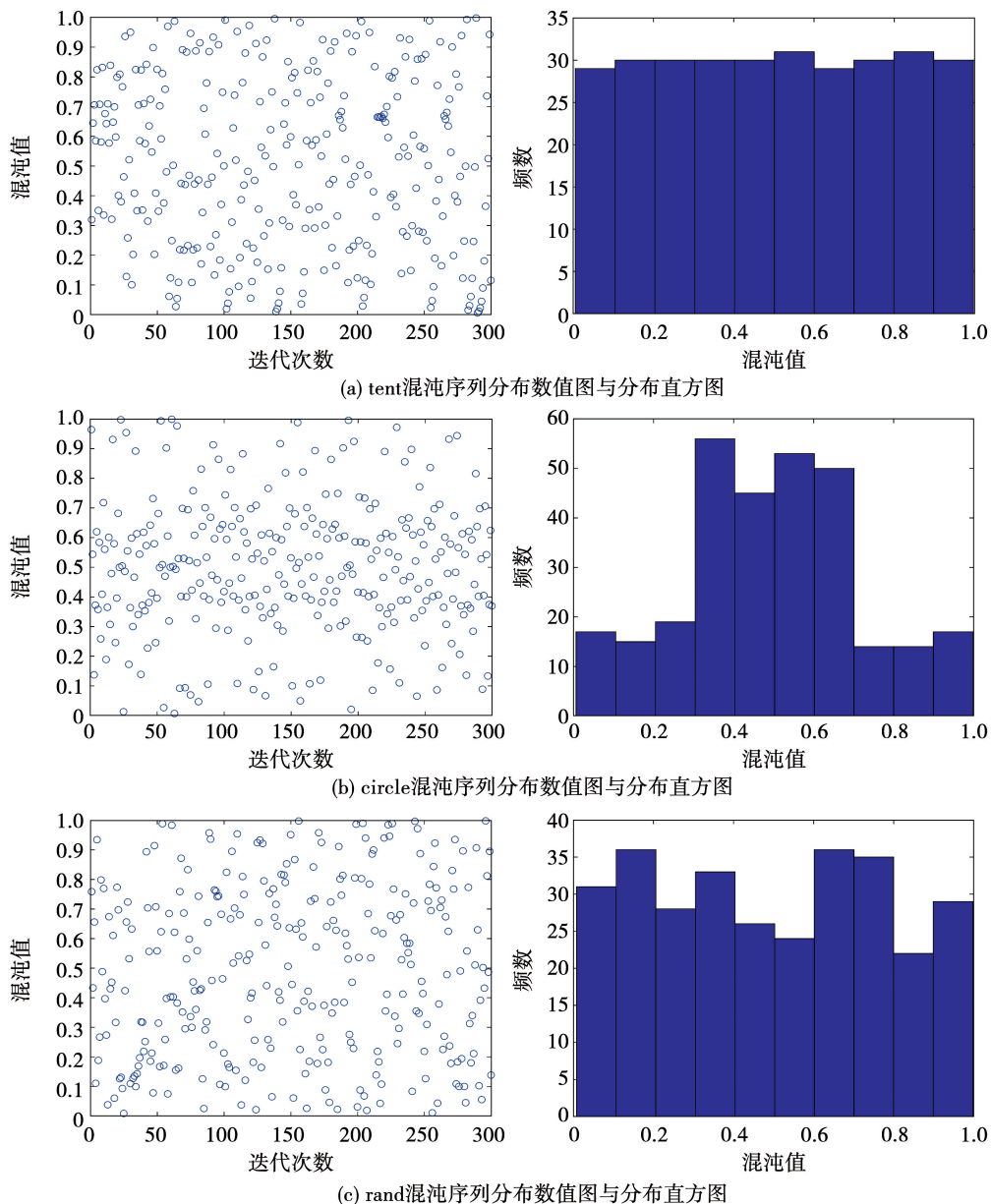


图 6 不同混沌映射分布图
Fig. 6 Distribution maps of different chaotic maps

因此,本文利用 tent 混沌映射对白鲨位置更新过程进行改进,改进后的初始化位置更新式为

$$w_j^i = l_j + z_{i+1} \times (u_j - l_j)。 \quad (11)$$

式中: w_j^i 为第 j 维第 i 条白鲨的初始位置; l_j 为搜索空间下限; u_j 为搜索空间上限。

2)引入自适应 t 分布变异策略改进鱼群行为,以帮助白鲨优化算法逃避局部最优解,从而拓宽其搜索范围, t 分布概率密度公式为

$$p_t(x) = \frac{\Gamma(\frac{b+1}{2})}{\sqrt{b\pi}\Gamma(\frac{b}{2})}(1 + \frac{b^2}{k})^{-\frac{b+1}{2}}。 \quad (12)$$

式中: Γ 为伽马函数; b 为自由度。

改进后的全局最优白鲨位置更新为

$$w_{k+1}^i = w_k^i \times t(k) + w_{k+1}^i。 \quad (13)$$

式中: w_{k+1}^i 为第 $k+1$ 代第 i 只白鲨相对猎物的新位置; $t(k)$ 为以迭代次数 k 为自由度的 t 分布。

图7为应用于 DAB 变换器的 IWSO 算法流程图,改进白鲨优化算法实施流程具体如下:

- 步骤一,采样 DAB 变换器的各项参数;
- 步骤二,通过 tent 混沌映射初始化算法;
- 步骤三,根据数学约束模型计算适应度函数;
- 步骤四,由白鲨个体搜索猎物更新最佳位置;
- 步骤五,达到最大迭代次数终止寻优。

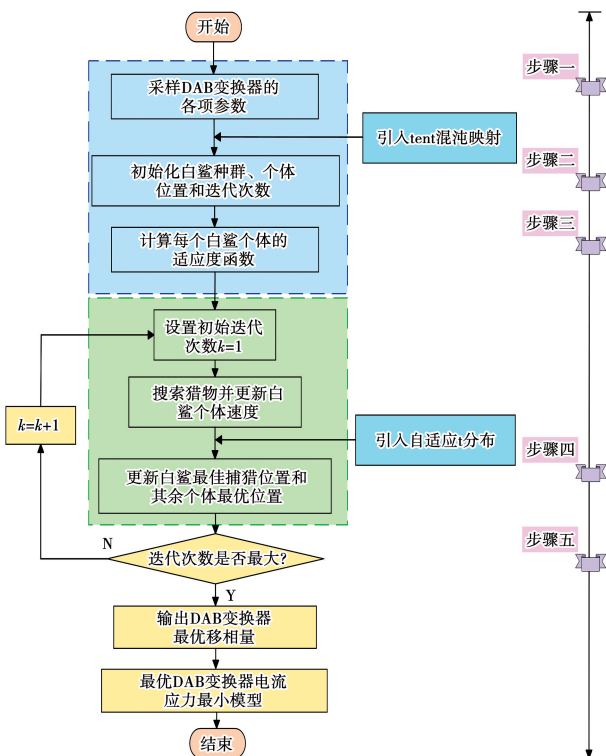


图7 应用于 DAB 的 IWSO 算法流程图

Fig.7 Flowchart of IWSO algorithm applied to DAB

3 基于 MPC 的动态响应优化

3.1 状态空间平均建模

当 DAB 变换器处于稳态时,若实际输出电压跟踪欠佳,在面对输入或负载变化时不能及时调整以维持输出稳定,可能会出现较大的超调量和缓慢的调整速度,从而影响系统的动态性能^[16]。而模型预测控制(model predictive control, MPC)的优势在于可以快速调节系统,使系统更平稳运行^[17-18]。本文结合图2 选取 H_2 桥电容电压 U_2 和电感电流 i_L 作为状态变量,基于基尔霍夫定律列状态方程如下:

1) [$t_0 \sim t_1$] 时刻,即 [$0 \sim D_1 T_{hs}$] 阶段的状态方程为

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dU_2}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{n}{L} \\ -\frac{n}{C_2} & \frac{-1}{R_L C_2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ U_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} U_1。 \quad (14)$$

2) [$t_1 \sim t_2$] 时刻,即 [$D_1 T_{hs} \sim D_2 T_{hs}$] 阶段的状态方程为

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dU_2}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{n}{L} \\ -\frac{n}{C_2} & \frac{-1}{R_L C_2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ U_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} U_1。 \quad (15)$$

3) [$t_2 \sim t_3$] 时刻,即 [$D_2 T_{hs} \sim T_{hs}$] 阶段的状态方程为

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dU_2}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{-n}{L} \\ \frac{n}{C_2} & \frac{-1}{R_L C_2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ U_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{-1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} U_1。 \quad (16)$$

在稳态时,移相电感电流在一个周期的积分为 0,其平均值也为 0,结合式(3)可得 H_2 桥输出电流为

$$i_s = \frac{nU_1(-D_1 + 2D_2 - D_1^2 - 2D_2^2 + 2D_1D_2)}{4fL}。 \quad (17)$$

则 DAB 输出电压的降阶模型为

$$C_2 \frac{dU_2}{dt} = i_s - i_2 = \frac{nD_x}{4fL} U_1 - i_2。 \quad (18)$$

式中 D_x 为系统输入函数,表达式为

$$D_x = -D_1 + 2D_2 - D_1^2 - 2D_2^2 + 2D_1D_2。 \quad (19)$$

采用前向欧拉法对式(17) 导数项离散化处理为

$$\frac{dU_2}{dt} = \frac{U_2(t_{k+1}) - U_2(t_k)}{2T_{hs}}。 \quad (20)$$

式中: $U_2(t_k)$ 为第 k 时刻采样得到的输出电压;
 $U_2(t_{k+1})$ 为第 $k+1$ 时刻采样得到的输出电压。

结合式(18)~式(20),可得 EPS 调制第 $k+1$ 时刻 DAB 变换器的输出电压预测模型为

$$U_2(t_{k+1}) = U_2(t_k) - \frac{i_2(t_k)}{C_2 f} + \frac{nD_x(t_k)}{4C_2 L f^2} U_1(t_k) \quad (21)$$

式中: $i_2(t_k)$ 为第 k 时刻采样得到的输出电流;
 $D_x(t_k)$ 为第 k 时刻的移相量函数。

由于一个控制周期延时使得系统对扰动的响应不够迅速,本文采用两步预测控制,假定负载电流 i_2 和输入电压 U_1 在下一个控制周期内仍然保持恒定值,即:

$$\left. \begin{aligned} i_2(t_{k+1}) &= i_2(t_k); \\ U_1(t_{k+1}) &= U_1(t_k) \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

将式(22)代入式(20)可得第 $k+2$ 时刻输出电压预测模型为

$$U_2(t_{k+2}) = U_2(t_{k+1}) - \frac{i_2(t_{k+1})}{C_2 f} + \frac{nD_x(t_{k+1})}{4C_2 L f^2} U_1(t_{k+1}) \quad (23)$$

3.2 代价函数

两步模型预测控制方法可以准确跟踪参考电压信号,构建代价函数 f_{cost} 为

$$f_{\text{cost}} = \varphi_0 \theta_0 + \varphi_1 \theta_1 \quad (24)$$

其中:

$$\left. \begin{aligned} \theta_0 &= [U_{2\text{ref}}^* - U_2(t_{k+2})]^2; \\ \theta_1 &= [U_2(t_{k+2}) - U_2(t_k)]^2 \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

式中: φ_0 、 φ_1 为权重因子; θ_0 为调节输出电压跟踪参考电压; θ_1 为调节电压偏差抗扰; $U_{2\text{ref}}^*$ 为参考电压。

为确保输出电压快速跟踪参考电压,令第 $k+2$ 时刻输出电压 $U_2(t_{k+2})$ 与参考电压 $U_{2\text{ref}}^*$ 取值相等:

$$U_2(t_{k+2}) = U_{2\text{ref}}^* \quad (26)$$

由于本文占空比优化不考虑启制动阶段,因此在 D_1 优化的基础上进一步求解 D_2 , 表达式为

$$\frac{\partial f_{\text{cost}}}{\partial D_x} \cdot \frac{\partial D_x}{\partial D_2} = 0 \quad (27)$$

目前,权重因子 φ_0 、 φ_1 的调节缺乏成熟的理论支持。本文对 φ_0 、 φ_1 采用试凑法,推导出模型预测外移相量 D_{2m} 表达式为

$$D_{2m}(t_{k+1}) = \frac{1 + D_1(t_{k+1}) - \sqrt{1 - D_1^2(t_{k+1}) - \omega}}{2} \quad (28)$$

其中:

$$\left. \begin{aligned} \omega &= \frac{8f^2 LC_2}{nU_1(t_k)(\varphi_0 + \varphi_1)} \times \\ &\left[\frac{(\varphi_0 + \varphi_1)i_2(t_k)}{C_2 f} + \lambda \right]; \\ \lambda &= \varphi_0(U_{2\text{ref}}^* - U_2(t_{k+1})) - \\ &\varphi_1(U_2(t_{k+1}) - U_2(t_k)) \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

3.3 PI 补偿校正

MPC 方案可以显著提高 DAB 变换器的动态性能和调节能力,然而,MPC 方案控制的精度高度依赖 DAB 变换器电路参数。若模型参数与电路参数不匹配,控制性能会受到影响^[19]。根据式(21)可知,忽略频率 f 和变压器匝数 n 的相对误差,电感 L 和电容 C_2 是影响输出电压预测值的主要因素。

定义电感偏差率 δ_L 、电容偏差率 δ_C 分别为:

$$\left. \begin{aligned} \delta_L &= \frac{L'}{L}; \\ \delta_C &= \frac{C_2'}{C_2} \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

式中: L 为实际电感值; L' 为电感模型参数值; C_2 为实际输出电容值; C_2' 为输出电容模型参数值。

结合式(23)和式(30)可得输出电压模型的参数值为

$$U_2'(t_{k+2}) = \left(1 - \frac{1}{R_1 C_2 \delta_C f}\right) U_2(t_{k+1}) + \frac{nD_x U_1(t_{k+1})}{4C_2 \delta_C L \delta_L f^2} \quad (31)$$

将式(23)与式(31)联立作差,可得输出电压实际值与模型参数值之间的偏差为

$$e(k) = \frac{U_2(t_{k+1})}{R_1 C_2 f} \left(1 - \frac{1}{\delta_C}\right) + \frac{nD_x U_1(t_{k+1})}{4C_2 L f^2} \left(\frac{1}{\delta_C \delta_L} - 1\right) \quad (32)$$

为尽量消除静态偏差,避免 PI 频繁动作,本文引入不灵敏度区 B 检测偏差值,即带死区的 PI 控制。若偏差值达到临界点则允许调节;若偏差值较小则忽略:

$$\left. \begin{aligned} \Delta D_2 &= 0, |e(k)| \leq B; \\ \Delta D_2 &= \Delta D_2, |e(k)| > B. \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

采用 PI 控制 D_2 补偿量为

$$\Delta D_2 = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) e(k) \quad (34)$$

式中: K_p 为比例增益; K_i 为积分增益; s 为复数变量。

补偿后实际的输出电压 U_2 和外移相量 D_2 表示为:

$$\left. \begin{aligned} U_2 &= U_{2ref}^* - e(k); \\ D_2 &= D_{2m} + \Delta D_2. \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

因此,考虑到电感、电容对变换器输出电压偏差的影响($\delta_L \neq 1, \delta_C \neq 1$),本文采用 PI 控制对偏差补偿,进一步提升变换器的动态性能。图 8 给出了系统整体的设计框图,本文所提 MPC-CSO-EPS 优化方案通过 IWSO 迭代后输出稳定后的 D_1 值作为 MPC 的输入值, MPC 输出的 D_{2m} 值与 PI 补偿值 ΔD_2 叠加作为 PWM 驱动信号的控制量。

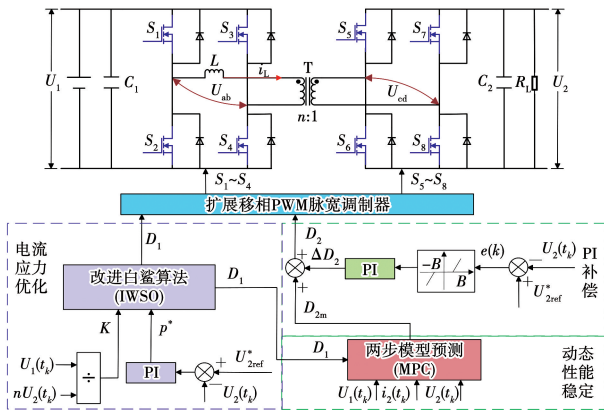


图 8 MPC-CSO-EPS 方案控制框图

Fig. 8 Control block diagram of MPC-CSO-EPS scheme

4 实验验证与分析

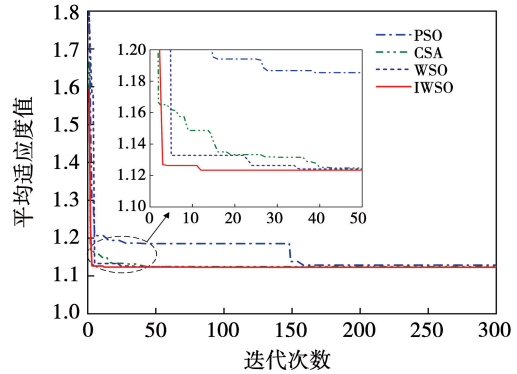
4.1 算法分析

以 $p^* = 0.5, K = 1.3$ 为例,图 9 为相同条件下粒子群优化算法 (particle swarm optimization, PSO)、布谷鸟搜索算法 (Cuckoo search algorithm, CSA)、白鲨优化算法 (WSO)、改进白鲨优化算法 (IWSO) 四种算法对式(8)求解的平均迭代结果。为保证计算迭代精度和快速稳定性,迭代步长设置为 0.01。由图 9 可知,IWSO 的收敛速度更快,平均适应度值更趋近于全局最优解,在低、中、高功率范围内移相角 D_1 均能寻得最佳值且保持稳定。

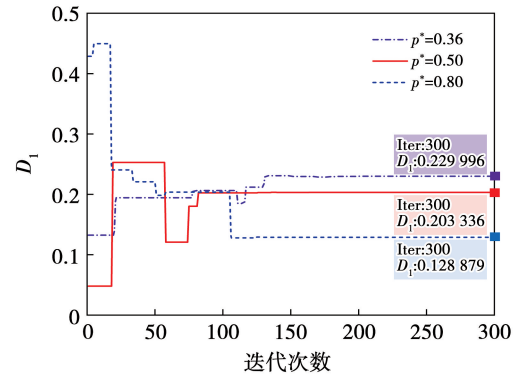
4.2 样机平台与实验参数

本文以 TMS320F28335 为主控芯片,搭建基于 SiC 功率器件的 DAB 变换器试验样机(如图 10 所示),样机的具体参数见表 1。将扩展移相传统电压闭环 (extended-phase-shift traditional voltage closed

loop, EPS-TVCL) 控制方案与本文所提 MPC-CSO-EPS 优化方案对比,验证电流应力效果和动态稳定性性能。



(a) 平均适应度迭代曲线



(b) 移相角迭代曲线

图 9 算法测试曲线

Fig. 9 Algorithm testing curve

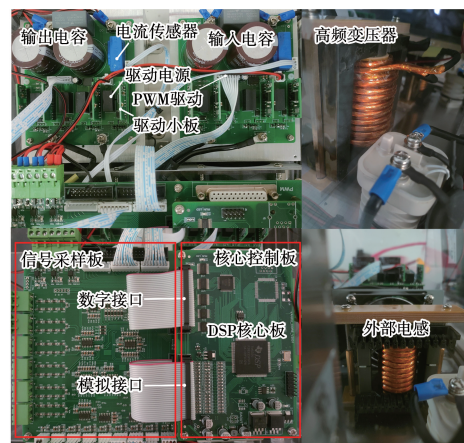


图 10 DAB 变换器样机平台

Fig. 10 DAB converter prototype platform

4.3 实验验证

图 11 为 $p^* = 0.36$ 的低功率段电流应力实验波形。传统 EPS-TVCL 方案电流应力约为 16.08 A,而

MPC-CSO-EPS 方案电流应力约为 12.32 A。

始终小于 EPS-TVCL, 传输效率也始终高于 EPS-TVCL。

表 1 DAB 变换器参数

Table 1 DAB converter parameters

参数	数值
输入电压 U_1/V	520
输出电压 U_2/V	400
开关频率 f/kHz	50
输入电容 $C_1/\mu F$	2 000
输出电容 $C_2/\mu F$	2 000
辅助电感 $L/\mu F$	52
变压器变比 n	1

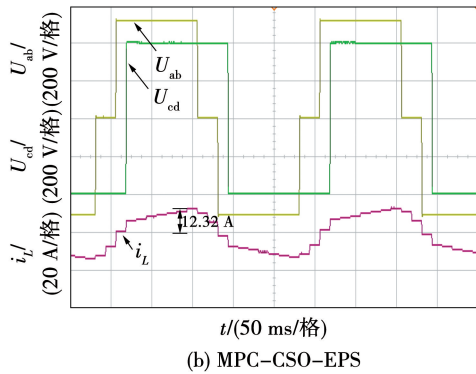
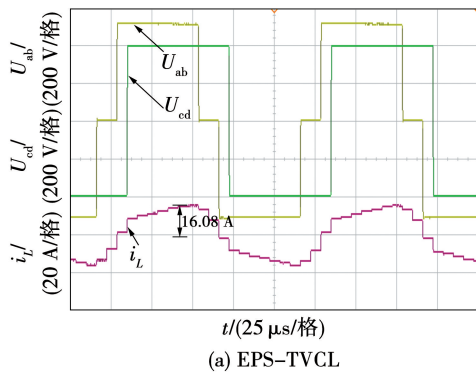


图 11 低功率工况波形

Fig. 11 Low power operating condition waveform

图 12 为 $p^* = 0.5$ 的中功率段电流应力实验波形。传统 EPS-TVCL 方案电流应力约为 23.66 A, 而 MPC-CSO-EPS 方案电流应力约为 19.45 A。

图 13 为 $p^* = 0.8$ 的高功率段电流应力实波形。传统 EPS-TVCL 方案电流应力约为 33.19 A, 而 MPC-CSO-EPS 方案电流应力较小, 约为 29.57 A。

图 14 描述了全工况下电流应力与效率对比曲线。可明显看出, MPC-CSO-EPS 方案的电流应力

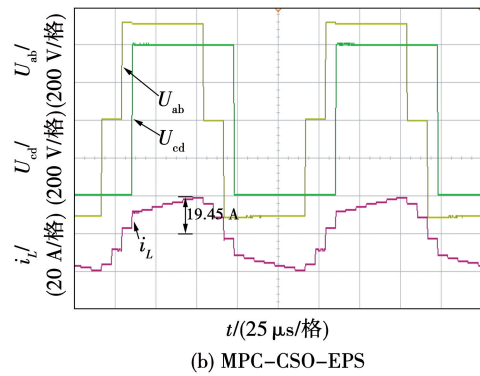
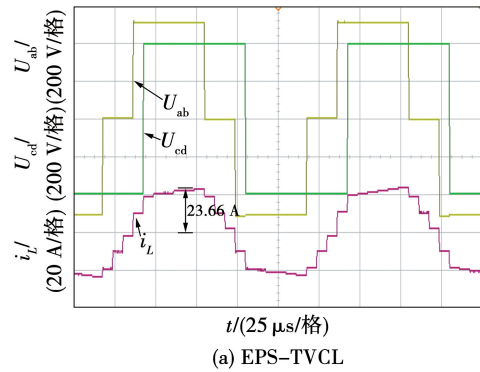


图 12 中功率工况波形

Fig. 12 Middle power operating condition waveform

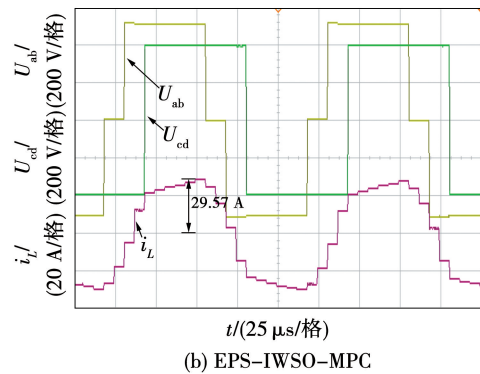
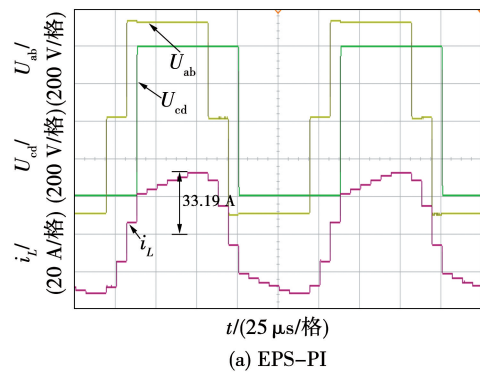


图 13 高功率工况波形

Fig. 13 High power operating condition waveform

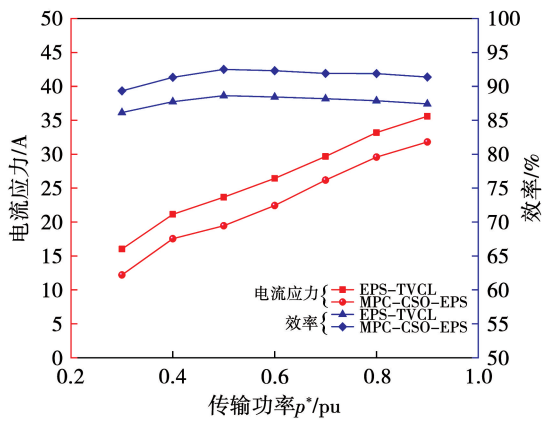


图 14 全工况下电流应力与效率对比曲线

Fig. 14 Comparison curve of current stress and efficiency under all operating conditions

图 15 是输入电压从 400 V 突变至 520 V 的实验波形。EPS-TVCL 控制下输出电压超调约 16 V, 需要约 138 ms 的恢复调节时间, 而 MPC-CSO-EPS 控制下输出电压基本稳定。

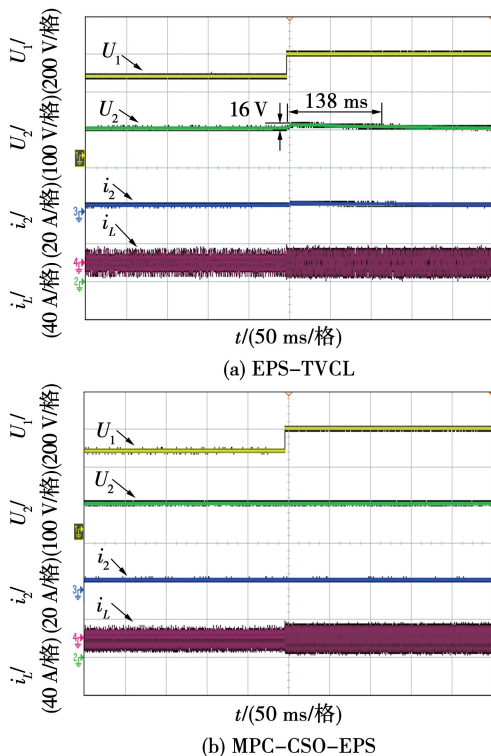


图 15 输入电压突变波形

Fig. 15 Input voltage sudden change waveform

图 16 是输出负载从 43 Ω 突变至 25 Ω 的实验波形。EPS-TVCL 控制下输出电压最大跌落约 17 V, 动态响应时间约为 153 ms, 而 MPC-CSO-EPS 控制下输出电压基本没有波动。

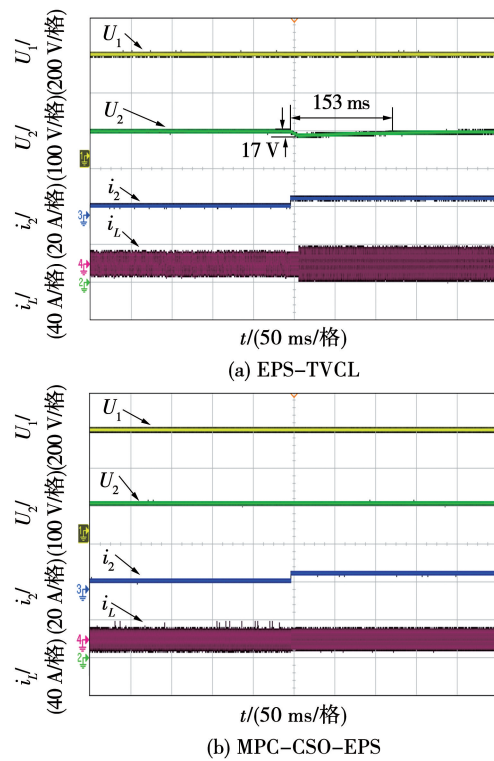


图 16 输出负载突变波形

Fig. 16 Output load sudden change waveform

5 结论

本文提出一种结合电流应力优化的 DAB 变换器模型预测控制方案, 从电流应力和动态特性两方面分析, 并与传统电压闭环控制方案进行对比。确定了改进白鲨优化算法应用于 DAB 变换器, 快速寻得全局最优解。设计了两步模型预测和 PI 补偿, 提供更为精确的控制效果, 最后实验结果表明:

1) 改进白鲨优化算法的收敛效果表现较好, 应用在 DAB 变换器效率提升方面, 相对于传统电压闭环控制方案其效率提升 4.6% 左右;

2) 该方案在低、中、高功率范围内其电流应力相对于传统电压闭环控制方案均能降低 10.9% 以上, 并且在输入电压及负载改变时其输出电压基本无波动;

3) 将电流应力优化与模型预测控制结合, 可有效提高 DAB 变换器的传输效率及改善系统的动态性能。

参考文献:

- [1] XIE Fei, WANG Hao, SHU Jie. Backflow power optimization of DAB based on asymmetric duty cycle and Internal phase shift control[J]. IEEE Access, 2023, 11: 25682.

- [2] NOROOZI N, POORFAKHRAEI A, ZAYED M, et al. RMS current minimization in a SiC-based dual active bridge converter using triple-phase-shift modulation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(7): 7173.
- [3] 周兵凯, 杨晓峰, 张智, 等. 能量路由器中双有源桥直流变换器多目标优化控制策略[J]. 电工技术学报, 2020, 35(14): 3030.
ZHOU Bingkai, YANG Xiaofeng, ZHANG Zhi, et al. Multi-objective optimization control strategy of dual-active-bridge DC-DC converter in electric energy router application [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(14): 3030.
- [4] QIU Jian, SHEN Kai, TONG Anping, et al. Unified ZVS strategy for DAB with triple-phase-shift modulation in boost mode[J]. The Journal of Engineering, 2019(18): 4906.
- [5] 李善寿, 王浩, 叶伟, 等. 抑制 DAB 变换器回流功率的双重移相调制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(17): 14.
LI Shanshou, WANG Hao, YE Wei, et al. Dual phase shift modulation strategy for reactive power suppression of a DAB converter [J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(17): 14.
- [6] SHI Haochen, WEN Huiqing, HU Yihua, et al. Efficiency optimization of DC solid-state transformer for photovoltaic systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Power Electronics, 2019, 67(5): 3583.
- [7] 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.
LI Yanjun, ZHANG Xing, ZHAO Wenguang, et al. Optimized strategy of dual active bridge reflux power based on extended phase shift modulation[J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2022, 43(3): 216.
- [8] 吕世轩, 王俊尧, 郑丽君. 基于扩展移相的双有源桥变换器复合优化控制策略[J]. 电力建设, 2022, 43(8): 128.
LÜ Shixuan, WANG Junyao, ZHENG Lijun. Compounded optimization of dual active bridge converter based on extended phase shift [J]. Electric Power Construction, 2022, 43(8): 128.
- [9] 孙雨晴, 陈卓, 梁耀贤, 等. 基于功率补偿的 DC-DC 变换器电流应力控制方法[J]. 电网与清洁能源, 2023, 39(7): 44.
SUN Yuqing, CHEN Zhuo, LIANG Yaoxian, et al. A current stress control method of the DC-DC converter based on power compensation[J]. Power System and Clean Energy, 2023, 39(7): 44.
- [10] 李鑫, 张超, 石帅飞, 等. 一种结合双重移相与鲸鱼算法的直流变换器回流功率控制策略[J]. 太阳能学报, 2022, 43(9): 468.
LI Xin, ZHANG Chao, SHI Shuaifei, et al. A DC converter reflux power control strategy combining double phase shifting and whale algorithm [J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2022, 43(9): 468.
- [11] 刘然, 李鲲鹏, 许烈, 等. 一种考虑最坏工况的双有源桥变换器参数优化设计方法[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(10): 1.
LIU Ran, LI Kunpeng, XU Lie, et al. A parameter optimization method of dual active bridge converter considering the worst conditions[J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(10): 1.
- [12] LI Xuming, DONG Zheng, CAO Yan, et al. Model-predictive control with parameter identification for multi-dual-active-bridge converters achieving accurate power balancing[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(9): 10800.
- [13] 张磊, 丁浩, 鲁凯, 等. 混合桥 DC-DC 变换器的无电流传感器模型预测控制[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(12): 77.
ZHANG Lei, DING Hao, LU Kai, et al. Current-sensorless model predictive control for hybrid-bridge DC-DC converter [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(12): 77.
- [14] 郭华越, 张兴, 赵文广, 等. 扩展移相控制的双有源桥 DC-DC 变换器的优化控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(13): 3889.
GUO Huayue, ZHANG Xing, ZHAO Wenguang, et al. Optimal control strategy of dual active bridge DC-DC converters with extended-phase-shift control [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(13): 3889.
- [15] BRAIK M, HAMMOURI A, ATWAN J, et al. White shark optimizer: a novel bio-inspired meta-heuristic algorithm for global optimization problems [J]. Knowledge Based Systems, 2022(243): 108457.
- [16] 伯想, 段建东, 王露霄, 等. 混合储能系统快速功率响应模型预测控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(9): 22.
SI Xiang, DUAN Jiandong, WANG Luxiao, et al. Fast-power-response model predictive control for hybrid energy storage systems [J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(9): 22.
- [17] 杨鸣, 汪小丰, 司马文霞, 等. 基于模型预测与复合占空比的双有源全桥变换器电压电流暂稳态调控方法[J]. 电工技术学报, 2025, 40(4): 1203.
YANG Ming, WANG Xiaofeng, SIMA Wenxia, et al. Transient and steady-state optimization of voltage and current for dual active bridge converters based on model predictive control and composite duty modulation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(4): 1203.
- [18] 李劲松, 沈琦丰, 李国锋, 等. 基于残差生成器的 Buck 双向变换器改进模型预测控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(10): 85.
LI Jinsong, SHEN Qifeng, LI Guofeng, et al. Improved model predictive control for buck bi-directional converter based on residual generator [J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(10): 85.
- [19] 关维德, 李涛, 钟健, 等. 电机控制器直流侧前置双有源桥 DC-DC 变换器的模型预测与应力优化混合控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(12): 3787.
GUAN Weide, LI Tao, ZHONG Jian, et al. Hybrid control of model prediction and current stress optimization for dual active bridge DC-DC converter in motor drive systems [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(12): 3787.

(编辑:刘素菊)