

# 基于超局部模型的 ISOP-DAB 直流变压器无模型预测控制方法

孙赫阳<sup>1</sup>, 朱 帝<sup>1</sup>, 刘 闯<sup>1</sup>, 裴忠晨<sup>2</sup>, 王菁月<sup>1</sup>, 姜 宇<sup>1</sup>

(1. 东北电力大学电气工程学院, 吉林 132012; 2. 大连理工大学电气工程学院, 大连 116000)

**摘要:** 中低压直流配电系统中直流变压器(DC transformer, DCT)常采用模型预测控制(model predictive control, MPC)来改善系统的动态响应特性, 但其参数依赖性强与传输功率不均衡是限制 MPC 发展的关键性因素。为此提出了一种无模型预测控制(model free predictive control, MFPC)方法, 其具备参数不敏感与传输功率自均衡的优势。首先, 建立双有源桥(dual active bridge, DAB)的超局部模型, 通过辨识模型中的集总扰动, 来实时计算无源器件与未建模部分参数, 提高了控制系统的鲁棒性。然后, 将集总扰动与输入均压集成到输出电压的离散模型, 在不增加额外计算量的情况下, 提高了 DCT 在参数不匹配工况下的输出电压精度与功率均衡能力。最后, 搭建了一套 120 V/600 W 的实验样机, 验证了所提控制方法的有效性和优越性。

**关键词:** 超局部模型; 无模型预测控制; 输入均压; 动态响应; 集总扰动; 无源器件; 敏感性

## Model Free Predictive Control Method for ISOP-DAB DC Transformer Based on Ultra-local Model

SUN Heyang<sup>1</sup>, ZHU Di<sup>1</sup>, LIU Chuang<sup>1</sup>, PEI Zhongchen<sup>2</sup>, WANG Jingyue<sup>1</sup>, JIANG Yu<sup>1</sup>

(1. School of Electrical Engineering, Northeast Electric Power University, Jilin 132012, China;

2. School of Electrical Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116000, China)

**Abstract:** In medium- and low-voltage DC distribution systems, the direct current transformer (DCT) often adopts model predictive control (MPC) to improve the dynamic response characteristics of the system. However, its strong parameter dependence and unbalanced transmission power are the key factors limiting the development of MPC. A model-free predictive control (MFPC) method is proposed for this purpose, which has the advantages of parameter insensitivity and transmission power self-balancing. Firstly, by establishing ultra-local model for a single dual active bridge (DAB), lumped disturbance is analyzed and parameters for passive components and unmodeled parts are calculated in real-time, thereby enhancing the robustness of the control system. Subsequently, the lumped disturbance and input voltage balancing are integrated into the discrete model of the output voltage, enabling the DCT to improve its output voltage accuracy and power balancing capabilities under parameter mismatch conditions without incurring additional computational costs. Finally, a 120 V/600 W experimental prototype was built to verify the effectiveness and superiority of the proposed control method.

**Key words:** ultra-local model; model free predictive control; input voltage equalizing; dynamic response; lumped disturbance; passive components; susceptibility

## 0 引言

随着新能源发电技术的不断发展, 中低压直流配电系统成为国内外学者的研究热点<sup>[1-2]</sup>。通过构建直流配电网, 可以减少新能源发电系统接入电网与直流负荷的中间环节, 降低电能变换的复杂程度。

其中直流变压器(DC transformer, DCT)是直流配电网中具有电压转换、功率传输和电气隔离等功能的关键装备<sup>[3]</sup>。在各种模块化 DCT 中, 输入串联输出并联型直流变压器(input series output parallel DC Transformer, ISOP-DCT)以其可扩展性强、灵活性高得到了广泛的应用。双有源桥(dual active bridge, DAB)变换器由于具有拓扑结构对称、潮流切换方便、高频、高效率、高功率密度与软开关等优点,

通常可作为最基本的能量传输模块单元<sup>[4-6]</sup>。

在中低压直流配电系统中, 为应对新能源发电带来的功率波动, 储能装置投切频繁等复杂工况, DAB 变换器必须具备良好的动态特性<sup>[7]</sup>。而传统比例积分 (proportional integral, PI) 控制下, 控制系统由于受到积分环节的限制, 动态响应速度较为缓慢, 严重限制了 DAB 变换器在新能源领域的应用。

近年来, 模型预测控制(model predictive control, MPC)作为一种非线性控制策略, 在功率变换器中既能提高暂态响应速度, 同时又具有鲁棒性, 可以很好的满足直流配电系统功率波动与冲击性负荷所带来需求。目前, 它已被应用于众多电力电子变换器<sup>[8-13]</sup>中。文献[9]提出了一种基于单相移 (single phase shift, SPS)调制的模型前馈控制, 增强了系统的动态能力。文献[11]提出将双重移相调制与 MPC 相结合, 既能提高暂态响应速度, 同时可以优化电流尖峰值。文献[14]首次提出了输入串联输出并联型双有源桥(input series output parallel dual active bridge, ISOP-DAB)系统的 MPC 方案, 该方案充分利用了 MPC 的多目标优化, 在成本函数中引入了多目标, 有效实现了双向潮流下的功率均衡。文献[15]提出将三重移相(triple phase shift, TPS)调制与 MPC 相结合, 同时考虑零电压开通(zero voltage switching, ZVS)约束融入到电流应力优化, 实现 MPC 下的全 ZVS 电流应力优化, 但是上述文献并未摆脱在实际工况中参数依赖性的限制。

由于 MPC 是依据采样变量与控制系统中的理论值计算出下一时刻的状态变量, 进而应用成本函数追踪期望指令。然而, 无源器件参数、死区时间、高频变量降阶模型以及采样噪声都会导致 MPC 出现静态误差, 降低变换器的性能, 因此参数依赖性强是限制 MPC 发展的重要原因之一<sup>[16]</sup>。

而在 ISOP-DAB 系统中, MPC 参数依赖性的影响变得尤为重要。因模型参数不匹配, 导致输出误差, 进而一个或多个模块出现电流应力的持续增大, 传输功率大幅上升, 这种偏差会使控制系统失控, 损坏 DCT 模块, 安全性变差<sup>[17-18]</sup>。

文献[17]提出了一种具有功率均衡功能的 MPC 方案, 适用于输入独立输出并联 DAB 系统, 但 MPC 仍需要用 PI 控制弥补模型误差, 因此会牺牲动态性能。而低模型精度依赖的 MPC 方案是 DAB 变换器未来发展的趋势, 一般来说, 克服系统参数依赖性的方法可大致分为两类: 观测器补偿<sup>[19-20]</sup>与在线参

数辨识技术<sup>[21-22]</sup>。

在文献[19]中, 对系统并未精准建模, 而是利用扩张状态观测器 (extended state observer, ESO) 观测了输出端口的电流与死区效应所引起的功率偏差电流, 提高了控制系统抗干扰的能力。文献[22]提出了一种基于递推最小二乘的参数辨识方法来估计互感值, 在参数变化时也能获得良好的控制性能。但是上述方法需要大量计算, 同时在实际应用过程中较为复杂。

文献[23]提出了无模型控制(model-free control, MFC)的概念。该理论使用超局部模型来代替传统控制系统的数学模型, 仅将系统中已经确定的变量放到模型当中, 其他变量可以通过集总扰动来进行计算, 该方法可大大减小参数准确性对系统的影响。因此, 提出了基于超局部模型的 MFC 来控制被控对象<sup>[24]</sup>, 而这种集总扰动方法也可以应用在直流变压器上, 来克服 MPC 对参数的依赖。

综上所述, 本文提出了一种考虑参数不匹配的 DCT 无模型预测控制方法, 在保证模块运行效率最优的状态下, 实现功率输出的快速响应和各模块之间的功率均衡。与传统方法相比, 所提控制方法具有鲁棒性强、动态响应速度快、子模块控制解耦与计算量小等优点。

## 1 DAB 模型预测控制

### 1.1 最优移相比调制方法

由 DAB 变换器组成的 DCT 拓扑结构如图 1 所示,  $N$  为 DCT 中 DAB 变换器的数量;  $U_{in}$ 、 $U_o$  分别为总的输入与输出电压;  $I_{in}$  为总的输入电流;  $I_o$  为总的输出负载电流。其中子模块(单 DAB 模块)是由两侧 H 桥、高频变压器(匝数比为  $n:1$ )与外接串联电感  $L_i$  组成;  $S_{1_i}$ — $S_{4_i}$  与  $Q_{1_i}$ — $Q_{4_i}$  分别为对应子模块的开关管;  $C_{in_i}$  与  $C_{o_i}$  分别为子模块的输入侧与输出侧电容;  $u_{ab}$  与  $u_{cd}$  分别为子模块两侧 H 桥的高频电压;  $U_{in_i}$  与  $U_{o_i}$  分别为子模块的输入与输出电压;  $i_{L_i}$  为流经外接串联电感的电流;  $I_{cin_i}$  与  $I_{co_i}$  分别为流经输入侧与输出侧电容的电流;  $I_{1_i}$  与  $I_{2_i}$  分别为子模块流经两侧 H 桥的平均电流;  $I_{o_i}$  为子模块的负载电流( $i=1, 2, \dots, N$ )。

附录 A 图 A1 给出了单模块 DAB 变换器在双重移相(dual phase shift, DPS)调制下的 4 种工作波形(以第  $i$  个模块为例)。根据电压-电流伏秒关系<sup>[25]</sup>, 单模块 DAB 传输功率  $P_i$  与电流应力  $i_{L_i}$  的表达式为:

$$P_i = \frac{nU_{in_i}U_{o_i}}{4f_sL_i} \begin{cases} (2-2D_{1_i}-D_{2_i})D_{2_i} \\ 2D_{2_i}(1-D_{2_i})-D_{1_i}^2 \\ (1-D_{1_i})^2 \\ (1-D_{2_i})(1+D_{2_i}-2D_{1_i}) \end{cases} \quad (1)$$

$$i_{L_i} = \frac{nU_{o_i}}{8f_sL_i} (2D_{2_i}(d_i+1)+2(1-D_{1_i}-D_{2_i})|d_i-1|) \quad (2)$$

式中:  $d_i=U_{in_i}/nU_{o_i}$  为电压转换比( $d_i>1$ );  $f_s$  为开关管的频率;  $D_{1_i}$  为两侧 H 桥的内移相比;  $D_{2_i}$  为  $u_{ab}$  与  $u_{cd}$  之间的外移相比。

如果 DAB 变换器的内相移比  $D_{1_i}$  等于零, 则 SPS 调制相当于 DPS 的特殊形式。结合式(1)—(2) 可得:

$$\begin{cases} P_{ni} = \frac{P_i}{P_{base_i}}; i_{ni} = \frac{i_{L_i}}{i_{base_i}} \\ P_{base_i} = \frac{nU_{in_i}U_{o_i}}{8f_sL_i}; i_{base_i} = \frac{nU_{o_i}}{8f_sL_i} \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $P_{ni}$  与  $i_{ni}$  分别为传输功率与电感电流应力的标么值;  $P_{base_i}$  与  $i_{base_i}$  分别为传输功率与电感电流应力的最大值(以第  $i$  个模块为例)。

拉格朗日乘子法是求解具有等式约束与不等式约束的相关极值优化方法。通过构造拉格朗日函数对目标进行优化, 可以计算出最优控制解<sup>[25]</sup>。本文建立的拉格朗日函数为:

$$\begin{cases} E(X, \lambda, \mu) = i_{ni}(X) + \lambda(P_{ni}(X) - P_{on}) + \sum_{j=1}^w \mu_j B_j(X) \\ \left. \frac{\partial E}{\partial X} \right|_{X=X^*} = 0, \lambda \neq 0, P_{ni}(X) - P_{on} = 0 \\ \mu_j \geq 0, B_j(X^*) \leq 0, \mu_j B_j(X^*) = 0, j=1, \dots, w \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $E(X, \lambda, \mu)$  为拉格朗日函数;  $i_{ni}(X)$  是电感电流应力的标么值, 其作为拉格朗日函数的优化目标。  $X=(D_{1_i}, D_{2_i})$  为移相比,  $X^*$  为满足 Karush Kuhn Tucker(KKT)条件下的局部极小点;  $P_{on}$  为期望传输功率;  $\lambda$  和  $\mu_j$  定义为 KKT 乘子,  $B_j$  为移相比  $X$  的约束范围。

将式(1)和(2)与拉格朗日乘子法式(4)相结合, 得到 DAB 在全功率范围下电流应力优化的最优移相比组合( $D_{1_i,opt}, D_{2_i,opt}$ ), 如表 1 所示。

由于 DAB 变换器的理想模型与实际模型之间存在误差, 表 1 中的最优移相比组合并不能达到所需的电压或功率<sup>[20,26]</sup>。因此, 内移相比  $D_{1_i,opt}$  仅需负责优化电流应力, 外移相比  $D_{2_i,opt}$  需要根据运行工况采用闭环控制重新计算, 确保 DAB 变换器可

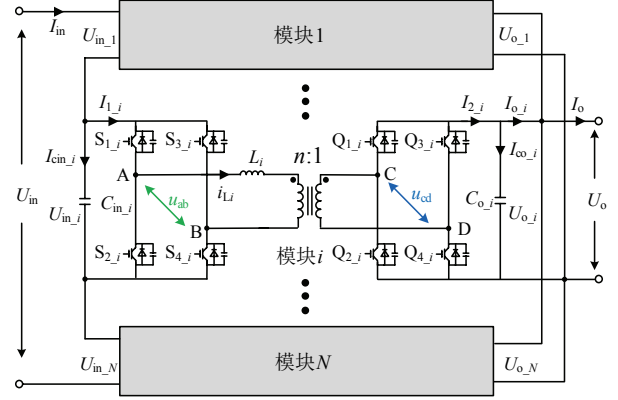


图 1 输入串联输出并联 DAB 变换器

Fig.1 Input-in-series output-in-parallel DAB converter

表 1 功率范围与最优移相比

Table 1 Power range and optimal phase shift ratio

功率范围	最优移相比组合
$0 \leq P_{ni} \leq \frac{d_i^2 + 2d_i - 3}{2d_i^2}$	$\begin{cases} D_{1_i,opt} = 1 - (d_i + 1) \sqrt{\frac{P_{ni}}{2(d_i + 3)(d_i - 1)}} \\ D_{2_i,opt} = \sqrt{\frac{(d_i - 1)P_{ni}}{2(d_i + 3)}} \end{cases}$
$\frac{d_i^2 + 2d_i - 3}{2d_i^2} \leq P_{ni} \leq 1$	$\begin{cases} D_{1_i,opt} = (d_i - 1) \sqrt{\frac{1 - P_{ni}}{2(d_i^2 - 2d_i + 3)}} \\ D_{2_i,opt} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1 - P_{ni}}{2(d_i^2 - 2d_i + 3)}} \end{cases}$

以达到所需电压或功率。

## 1.2 DAB 的传统 MPC 方法

建立单模块 DAB(以第  $i$  个子模块为例)的输出电压动态预测模型:

$$C_{o_i} \frac{dU_{o_i}}{dt} = I_{2_i} - I_{o_i} \quad (5)$$

根据功率范围与前向欧拉定律, 在一个周期内将式(5)进行离散化, 得到输出电压的预测模型:

$$U_{o_i}(k+1) = \begin{cases} U_{o_i}(k) + \frac{nU_{in_i}}{4f_s^2L_iC_{o_i}}u_1(X) - \frac{I_{o_i}(k)}{C_{o_i}f_s} \\ U_{o_i}(k) + \frac{nU_{in_i}}{4f_s^2L_iC_{o_i}}u_2(X) - \frac{I_{o_i}(k)}{C_{o_i}f_s} \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $U_{o_i}(k+1)$  为预测的输出电压;  $I_{o_i}(k)$  与  $U_{o_i}(k)$  分别为  $k$  时刻的输出负载电流与输出电压;  $u_1(X)$  与  $u_2(X)$  分别为 DAB 变换器在不同功率范围下移相比组合, 具体表示为:

$$\begin{cases} u_1(X) = 2D_{2_i} - 2D_{1_i}D_{2_i} - D_{2_i}^2 \\ u_2(X) = 2D_{2_i} - D_{1_i}^2 - 2D_{2_i}^2 \end{cases} \quad (7)$$

为了方便分析, 下文统一用  $u_f(X)$  ( $f=1,2$ ) 表示, 并且移相比组合的功率范围可表示为:

$$u_f(X) = \begin{cases} u_1(X), & 0 \leq P_{ni} \leq \frac{d_i^2 + 2d_i - 3}{2d_i^2} \\ u_2(X), & \frac{d_i^2 + 2d_i - 3}{2d_i^2} \leq P_{ni} \leq 1 \end{cases} \quad (8)$$

为实现输出电压快速跟踪上期望电压, 针对第  $i$  个子模块设计输出电压的成本函数  $J_{opt\_i}$  为:

$$J_{opt\_i} = (U_{oref}(k+1) - U_{o\_i}(k+1))^2 \quad (9)$$

式中:  $U_{oref}(k+1)$  为在  $(k+1)$  时刻的期望输出电压。

在固定最优内移相比  $D_{1\_i,opt}$  (如表 1 所示) 的前提下。根据成本函数, 可以在每个采样周期内实时计算出外移相比的集合  $D_{2\_i} = \{D_{2\_i}(1), D_{2\_i}(2), D_{2\_i}(3)\}$ 。针对外移相比的集合, 依据误差最小化的原则, 实时比较出局部最优解。

然而 MPC 的控制性能依赖于精确的系统模型参数, 在实际工况中, 由于无源器件参数变化、死区时间、高频模型简化等原因均会造成电压预测模型式(6)的偏差。

## 2 DAB 无模型预测控制

### 2.1 无源器件参数敏感性分析

根据第  $i$  个子模块的输出电压预测模型式(6)可知, DAB 变换器中无源器件储能电感  $L_i$  和输出侧电容  $C_{o\_i}$  参数不准均可能导致输出电压模型失配, 影响变换器控制精度<sup>[27]</sup>。

定义  $U_{o\_i}(k+1)$  和  $U_{oreal}(k+1)$  分别为 DAB 变换器在  $(k+1)$  时刻输出电压的理想值与实际值,  $\Delta L_i$  和  $\Delta C_{o\_i}$  分别为储能电感与输出侧电容实际值与理想值的偏差量。假定  $k$  时刻的输出电压值为实际值, 则 DAB 变换器在  $(k+1)$  时刻理想值的输出电压如式(6)所示, 而实际电路中在  $(k+1)$  时刻的输出电压为:

$$U_{oreal}(k+1) = U_{o\_i}(k) - \frac{I_{o\_i}(k)}{(C_{o\_i} + \Delta C_{o\_i})f_s} + \frac{nU_{in\_i}}{4f_s^2(L_i + \Delta L_i)(C_{o\_i} + \Delta C_{o\_i})} u_f(X) \quad (10)$$

当 DAB 变换器跟踪上期望电压, 并保持系统稳定时, 输出电压可表示为:

$$U_{o\_i}(k+1) = U_{o\_i}(k) = U_{oref}(k+1) \quad (11)$$

将式(6)、(7)、(10)与式(11)联立可得:

$$U_{oref}(k+1) = U_{oref}(k) + \frac{I_{o\_i}(k)\Delta L_i}{f_s(L_i + \Delta L_i)(C_{o\_i} + \Delta C_{o\_i})} \quad (12)$$

由式(12)可知, 储能电感参数  $L_i$  的准确度是影响系统输出电压产生偏差的决定性因素。当储能电感参数准确, 即  $\Delta L_i=0$  时, 输出电压无偏差, 且不受输出电容参数误差的影响; 当储能电感参数存在误差( $\Delta L_i \neq 0$ )时, 输出电压存在偏差, 电容模型误差也会影响输出电压的精度。

### 2.2 基于超局部模型的无模型预测控制

针对 MPC 模型参数依赖性强的问题, 本文研究了基于超局部模型的无模型预测控制(model free predictive control, MFPC)。针对式(5)的数学模型, 考虑无源器件参数(仅需分析储能电感  $L_i$ )、死区时间以及采样误差等因素的影响, 可将输出电压动态方程重新改写为:

$$\frac{dU_{o\_i}}{dt} = \left( \frac{1}{L_i + \Delta L_i} - \alpha_i \right) H_i u_f(X) - \frac{I_{o\_i}}{C_{o\_i}} + \gamma_i + \alpha_i H_i u_f(X) = F_i + \alpha_i H_i u_f(X) \quad (13)$$

式中:  $\alpha_i$  为大于零的非物理常数(通常设为  $1/L_i$ );  $H_i = nU_{in\_i}/(4f_s C_{o\_i})$  为控制输出系数;  $\gamma_i$  为死区时间以及未知扰动;  $F_i$  为子模块系统中的集总扰动, 具体包含无源器件电感  $L_i$  的参数、负载电流  $I_{o\_i}$ 、电压电流采样误差、死区时间以及未知扰动。未知扰动是指使用理想的简化模型替代实际模型所造成的模型精度误差, 如寄生电容、寄生电感等。

由式(13)可知,  $\alpha_i H_i u_f(X)$  是系统中可以确定的参数变量,  $F_i$  是系统的已知结构、未知结构和一些扰动变量之和,  $F_i$  可以看作是超局部模型中的集总扰动<sup>[24,28-29]</sup>。而集总扰动  $F_i$  的计算是实现 MFPC 系统鲁棒性的关键。如若系统工作在一个很短的时间内,  $F_i$  可以近似为一个线性函数, 根据式(13)采用参数辨识技术, 在  $[0, T_F]$  内进行 Laplace 变换, 则集总扰动  $F_i$  可表示为:

$$\hat{F}_i = -\frac{3!}{T_F^3} \int_0^{T_F} \alpha_i x (T_F - x) H_i u_f(X) dx \quad (14)$$

式中:  $\hat{F}_i$  是集总扰动的计算值;  $T_F$  为窗口序列长度;  $T_F = \tau T$  ( $T$  为开关周期),  $\tau$  是大于零的常系数,  $U_{o\_i}$  为输出电压采样值,  $x$  为时间变量 ( $i=1, \dots, N$ )。利用复合梯形公式计算一阶积分, 则集总扰动方程可表示为:

$$\hat{F}_i = -\frac{3!}{\tau^3 T} \sum_{\xi} (\tau - 2(\xi - 1)) U_{o\_i}(\xi - 1) + \alpha_i (\xi - 1) T (\tau - 2(\xi - 1)) H_i u_f(\xi - 1) + (\tau - 2\xi) U_{o\_i}(\xi) + \alpha_i \xi T (\xi - 1) H_i u_f(\xi) \quad (15)$$

式中:  $\xi$ 为控制系统获取 DAB 变换器输出电压、输入电压、开关频率的采样时刻。控制系统在每个采样时刻均需要滚动计算,以便实时获取系统的集总扰动值,保证控制系统的快速动态响应能力。

附录 A 图 A2 为基于 MFPC 的单模块 DAB 全局优化流程图。当 DAB 变换器运行时,全局优化流程为:①根据电压、电流采样值计算 DAB 变换器的传输功率。②根据功率范围,采用查表法(表 1)计算最优内移相比  $D_{1\_i,opt}(k)$ ,达到优化电感电流应力值(电流尖峰值),提升 DAB 变换器稳态运行效率的目的。③通过参数辨识技术<sup>[24,28-29]</sup>式(15),利用历史电压采样值与不同功率范围下移相比组合  $u_f(X)$ ,计算集总扰动  $F_i$  的实际数值。④将集总扰动  $F_i$  带入到超局部模型式(13)中,可以得到准确的输出电压动态方程。最后将参数辨识后的超局部模型代入到成本函数式(9)中,进行无模型预测控制。该策略可以增强控制系统的参数鲁棒性,提高控制精准度(消除静态误差),摆脱传统 MPC 对模型参数的依赖。

### 3 基于 MFPC 的 DCT 系统功率均衡控制

ISOP-DAB 直流变压器功率均衡的充要条件是子模块输入均压。在此条件下,ISOP-DAB 直流变压器的成本函数约束为:

$$\begin{cases} \min_{D_{2\_i} \sim D_{2\_N}} J_{opt\_i}(X) \\ \text{s.t.} \\ U_{in\_i} = U_{in} / N, i=1,2,\dots,N \\ X = [D_{1\_i}, D_{2\_i}] \end{cases} \quad (16)$$

根据基尔霍夫电压定律,其输出端电压-电流的动态方程可表示为:

$$\sum_{i=1}^N C_{o\_i} \frac{dU_o}{dt} = \sum_{i=1}^N I_{2\_i} - \sum_{i=1}^N I_{o\_i} = \sum_{i=1}^N \frac{nU_{in\_i}}{4f_s L_i} u_f(X) - I_o \quad (17)$$

为了方便分析,系统简化下的等效平均值模型如附录 A 图 A3 所示。在考虑无源器件参数敏感性前提下,式(17)可以改写为:

$$\sum_{i=1}^N C_{o\_i} \frac{dU_o}{dt} = \sum_{i=1}^N \frac{nU_{in\_i}}{4f_s (L_i + \Delta L_i)} u_f(X) - I_o \quad (18)$$

根据单模块 DAB 超局部模型的动态方程式(13)可知,ISOP-DAB 直流变压器超局部模型的动态方程为:

$$\begin{cases} \frac{dU_o}{dt} = \frac{1}{\sum_{i=1}^N C_{o\_i}} \sum_{i=1}^N \frac{nU_{in\_i}}{4f_s (L_i + \Delta L_i)} u_f(X) - \frac{I_o}{\sum_{i=1}^N C_{o\_i}} = \\ \left( \left( \frac{1}{L_i + \Delta L_i} - \alpha_i \right) M_i u_f(X) - \frac{I_o}{\sum_{i=1}^N C_{o\_i}} + \gamma_i \right) + \\ \alpha_i M_i u_f(X) = F_i + \alpha_i M_i u_f(X) \\ M_i = \frac{NnU_{in\_i}}{4f_s \sum_{i=1}^N C_{o\_i}} \end{cases} \quad (19)$$

将式(19)在一个开关周期内进行前向欧拉变换,得到输出电压离散化的预测方程为:

$$U_o(k+1) = U_o(k) + TF_i + \alpha_i \frac{NnU_{in\_i} T^2}{4 \sum_{i=1}^N C_{o\_i}} u_f(X) \quad (20)$$

如附录 A 图 A4(a)所示,在多模块系统中,当输入侧串联时,输入电流自然相等。如若系统里一个模块输入电压受到扰动,则至少影响另一个模块输入电压发生变化。假定各模块为恒功率模块且效率相等,由于输入电压产生波动,则至少两个模块输入电流会出现一个上升,一个下降。当模块(1)的输入电压  $U_{in\_1}$  增加使得  $I_{1\_1}$  下降,  $I_{1\_2}$  自然上升。如附录 A 图 A4(b)所示, A 和 B 分别为系统的平衡点与工作点。由于  $I_{1\_1}$  小于  $I_{in}$ ,  $C_{in\_1}$  在充电,  $U_{in\_1}$  持续上升,不会回到平衡点。同理,模块(2)的  $U_{in\_2}$  持续下降。综上所述,对于输入串联输出并联型拓扑结构,要想系统量受到扰动并保持稳定,需采用输入均压的控制策略。

考虑到上述原因,将式(20)中的子模块输入电压  $U_{in\_i}$  替换为其余模块的平均输入电压,实现子模块之间的输入电压自均衡,达到平均功率的目的。根据以上分析,将式(19)的输出电压离散化预测模型重新改写为:

$$U_o(k+1) = U_o(k) + TF_{\hat{F}_i}(k) + \alpha_i \frac{Nn(U_{in}(k) - U_{in\_i}(k))T^2}{4(N-1) \sum_{i=1}^N C_{o\_i}} u_f(X) \quad (21)$$

式中:  $\hat{F}_i(k)$  为  $k$  时刻集总扰动的计算值。在理想情况下,控制系统采样、逻辑计算以及信号输出应该同时作用。然而实际工况下,必须考虑时间延迟的问题。延迟补偿策略通常会提前预测一步,以便取消系统固有的延迟<sup>[20]</sup>。因此将原有预测时刻变为  $(k+2)$ ,则输出电压预测方程可改写为:

$$U_o(k+2) = U_o(k+1) + T\hat{F}_i(k+1) + \frac{\alpha_i Nn(U_{in}(k+1) - U_{in,i}(k+1))T^2}{4(N-1)\sum_{i=1}^N C_{o,i}} u_f(X) \quad (22)$$

式中:  $U_o(k+2)$ 为输出电压( $k+2$ )时刻的预测方程;  $\hat{F}_i(k+1)$ 为( $k+1$ )时刻集总扰动的计算值。

为追踪上期望电压, 并考虑到实际电路中采样与计算的延迟, 重新设计成本函数  $J_{opt,i}$  为:

$$J_{opt,i} = (U_{oref}(k+2) - U_o(k+2))^2 \quad (23)$$

式中:  $U_{oref}(k+2)$ 为( $k+2$ )时刻的期望输出电压。

图2为基于超局部模型的 ISOP-DAB MFPC 方法, 旨在利用 MFPC 实现 ISOP-DAB 各模块之间功率均衡, 同时提高传统 MPC 的鲁棒性。整体控制方法可分为4部分, 其具体内容如下:

第1部分: 通过数据采集环节, 对单模块 DAB 变换器进行功率范围划分, 选择出对应功率范围下的  $u_f(X)$ 。第2部分: 采用查表法(表1)与参数辨识技术式(15), 得到最优内移相比  $D_{1,i,opt}$  与集总扰动计算值。第3部分: 将集总扰动计算值、最优内移相比  $D_{1,i,opt}$  与不同功率范围内移相比组合  $u_f(X)$  代入式(19)中, 得到 ISOP-DAB 直流变压器的超局部模型动态方程。第4部分: 根据前向欧拉定律对 ISOP-DAB 的超局部模型进行离散化处理, 并将原本的子模块输入电压  $U_{in,i}$  替换为其余模块的平均输入电压  $(U_{in} - U_{in,i}(k))/(N-1)$ , 输入电压将不断进行均分, 间接实现各子模块之间的功率均衡。最后为了取消固有的延迟<sup>[30-31]</sup>, 将原有预测时刻提前, 计算( $k+2$ )时刻的输出电压预测方程式(22), 并通过成本函数集优化得到移相比  $\{D_{1,i,opt}, D_{2,i,opt}\}$ 。

附录 A 图 A5 为成本函数  $J_{opt,i}$  与控制最终输出的关系。由于各子模块之间的控制实现了解耦, 所以仅需一个成本函数集合对应一个子模块。在每一次开关周期内, 对所列成本函数进行求导计算, 会求得一组外移相比集合  $\{D_{2,i}(1), D_{2,i}(2), D_{2,i}(3), D_{2,i}(4)\}$ , 其对应的成本函数集合为  $\{J_{opt,i}(1), J_{opt,i}(2), J_{opt,i}(3), J_{opt,i}(4)\}$ 。并在成本函数集合中进行比较与寻优, 选取最小的成本函数。该成本函数下的输出电压与期望输出电压之间差值最小, 其对应的移相比就是最优输出  $D_{2,i,mpc}(k)$ , 并将最优输出  $D_{2,i,mpc}(k)$  作为 DPS 调制下的最优外移相比  $D_{2,i,opt}$  传递到开关驱动信号。

#### 4 实验验证

为了进一步验证所提控制方法的有效性。搭建

了一台 ISOP-DAB 直流变压器的小型实验平台, 该平台包含两个 DAB 模块单元, 其实验平台如图3所示, 实验电路参数如表2所示。

#### 4.1 电流应力优化实验

图4为单个 DAB 高频变压器的稳态波形图, 其输入电压  $U_{in}=100\text{ V}$ , 输出电压  $U_o=60\text{ V}$ , 输出端电阻  $R=26.7\ \Omega$ 。从图4中可以看出, 图4(a)为 SPS 调制, 电流应力约为  $7.06\text{ A}$ ; 图4(b)为 DPS 调制 ( $D_1=0.2$ ), 电流应力约为  $6.5\text{ A}$ ; 图4(c)为所提效率优化调制策略, 电流应力约为  $6.22\text{ A}$ 。

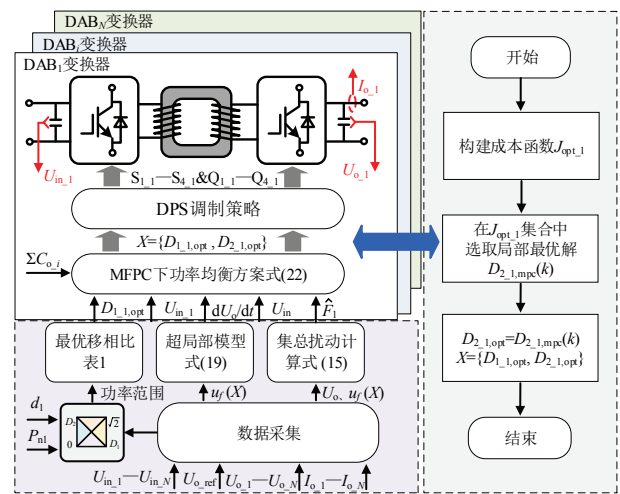


图2 基于超局部模型的 ISOP-DAB MFPC 方法

Fig.2 ISOP-DAB MFPC method based on ultra-local model

表2 实验电路参数

Table 2 Experimental circuit parameters		
拓扑参数	符号	数值
变压器匝数比	$n_1, n_2$	1
开关频率	$f_s$	40 kHz
储能电感模型值	$L_1, L_2$	53.5 $\mu\text{H}$ , 40 $\mu\text{H}$
储能电感理论值	$L$	50 $\mu\text{H}$
输入电容	$C_{in,1}, C_{in,2}$	940 mF
输出电容	$C_{o,1}, C_{o,2}$	940 mF

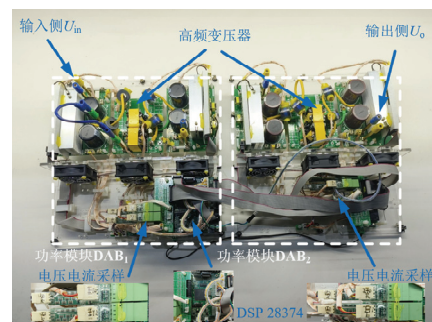


图3 实验平台装置图

Fig.3 Diagram of experimental platform installation

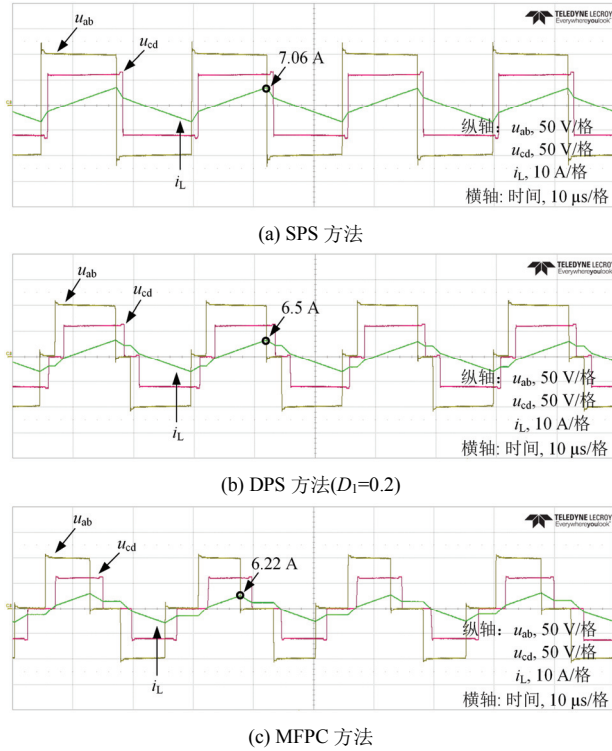


图4 高频变压器稳态波形图( $U_{in}=100\text{ V}$ ,  $U_o=60\text{ V}$ ,  $R=26.7\ \Omega$ )  
Fig.4 Steady state waveforms of high frequency transformer ( $U_{in}=100\text{ V}$ ,  $U_o=60\text{ V}$ ,  $R=26.7\ \Omega$ )

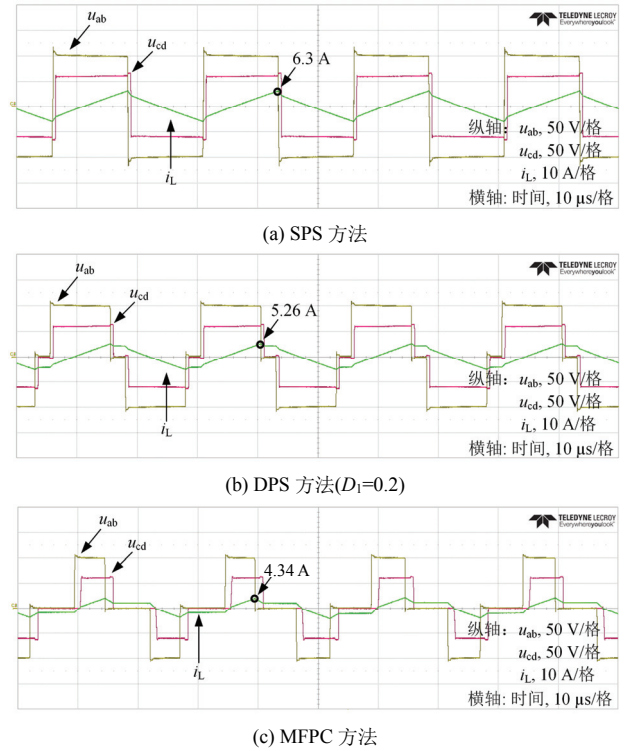


图5 高频变压器稳态波形图( $U_{in}=100\text{ V}$ ,  $U_o=60\text{ V}$ ,  $R=53\ \Omega$ )  
Fig.5 Steady state waveforms of high frequency transformer ( $U_{in}=100\text{ V}$ ,  $U_o=60\text{ V}$ ,  $R=53\ \Omega$ )

图5为其他条件不变,输出端电阻 $R=53\ \Omega$ 时的稳态波形图。从图5中可以看出,图5(a)为SPS调制,电流应力约为6.3 A;图5(b)为DPS调制( $D_1=0.2$ ),电流应力约为5.26 A;图5(c)电流应力最小,约为4.34 A。通过上述实验验证,可知所提调制策略可以很好地与MFPC相结合,优化电流应力值,实现降低器件与磁性元件通态损耗的目的,提升DAB的稳态运行效率。

#### 4.2 输出电压精度与功率均衡能力实验

图6为ISOP-DAB在总的传输功率 $P=600\text{ W}$ ,总的输入电压 $U_{in}=120\text{ V}$ ,输出电压 $U_o=80\text{ V}$ 时,PI、MPC与MFPC3种控制方法下电压、电流以及传输功率的稳态实验波形。

从图6中可以看出,基于PI方法(图6(a))与MFPC(图6(c))方法下的两个子模块输入电压 $U_{in_1}=U_{in_2}=60\text{ V}$ ,输出电压 $U_o=80\text{ V}$ ,传输功率 $P_1=P_2=300\text{ W}$ ,输出电压精度与子模块功率均衡能力良好。而MPC(图6(b))方法下,由于模型参数存在误差,以及两个子模块参数不一致,其输入电压会产生偏差( $\Delta U_{in}=6\text{ V}$ ),输出电压 $U_o$ 与期望输出电压 $U_{oref}$ 存在静态误差( $\Delta U_o=2.3\text{ V}$ ),并且两个子模块传输功率没有达到均衡( $\Delta P=30\text{ W}$ )。

#### 4.3 ISOP-DAB 动态响应实验

在输出电压期望值突变与功率突变情况下,3种控制方法的实验对比如图7和图8所示。在实际工况下,由于温度、采样、模型精准程度的不同,都会造成控制的不精准,特别是MPC严重依赖参数准确度。同时,由2.1节分析可知,高频变压器上的储能电感 $L$ 对MPC稳态误差影响最为明显。ISOP-DAB直流变压器中 $DAB_1$ 的储能电感 $L_1=53.5\ \mu\text{H}$ , $DAB_2$ 的储能电感 $L_2=40\ \mu\text{H}$ ,控制器的电感 $L$ 设定为 $50\ \mu\text{H}$ 。并且无源器件电感 $L$ 的测量不会十分精准,其电感值会随着温度的改变实时变化<sup>[25]</sup>。

图7为ISOP-DAB直流变压器的输出电压突变波形图,其总的输入电压 $U_{in}=120\text{ V}$ ,输出电压 $U_o$ 由 $60\text{ V}$ 突变为 $80\text{ V}$ 时,PI、MPC与MFPC3种控制下的电压、电流实验波形。从图7中可知,PI的动态调节时间较长,约为 $20.5\text{ ms}$ 。MPC方法下的动态调节时间约为 $6.7\text{ ms}$ ,但是会存在静态误差,输出电压静态误差值 $\Delta U_o=2.3\text{ V}$ ,同时模块之间的输入均压效果会变差。而MFPC方法下的动态调节时间约为 $5.8\text{ ms}$ ,输出电压不存在静态误差,输入均压效果良好。

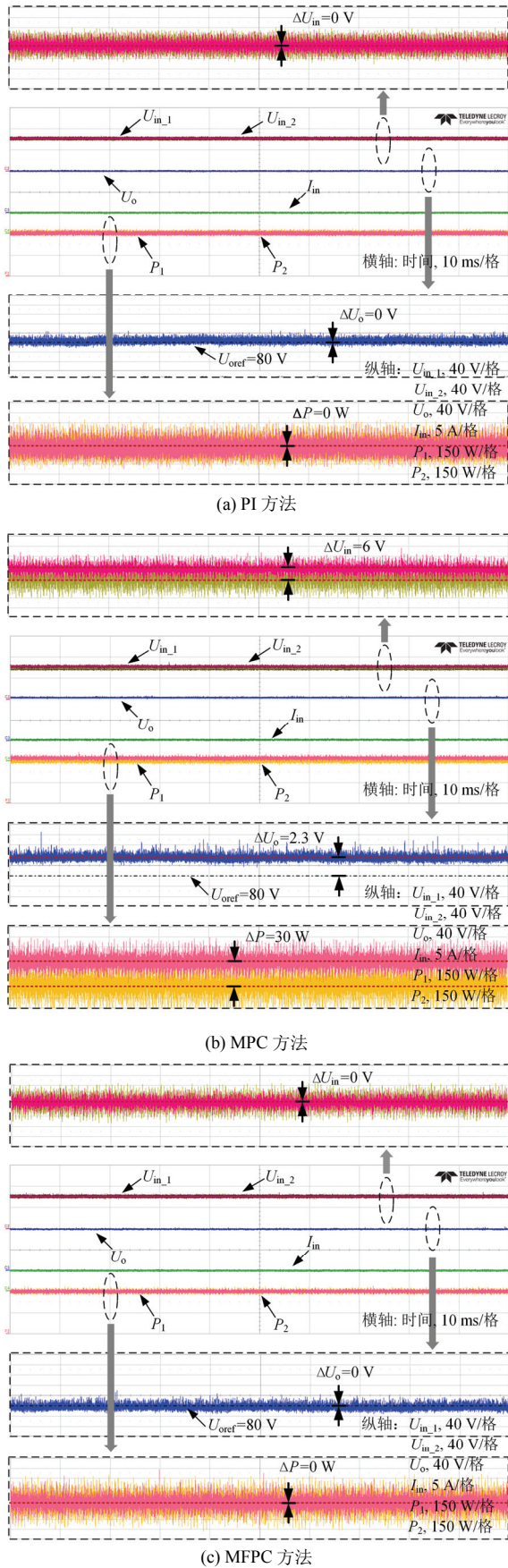


图 6 输出电压精度与功率均衡能力波形图

Fig.6 Waveform diagram of output voltage accuracy and power balance capability

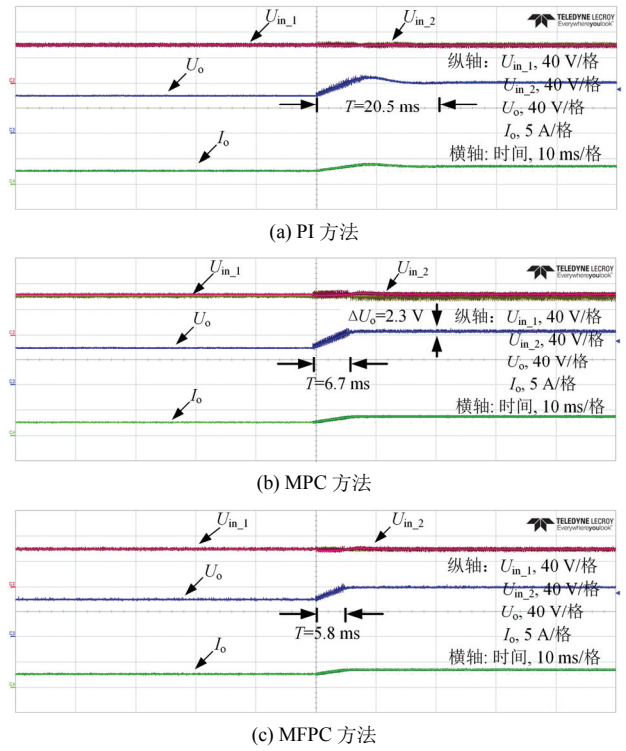


图 7 输出电压突变波形图

Fig.7 Waveform diagram of output voltage mutation

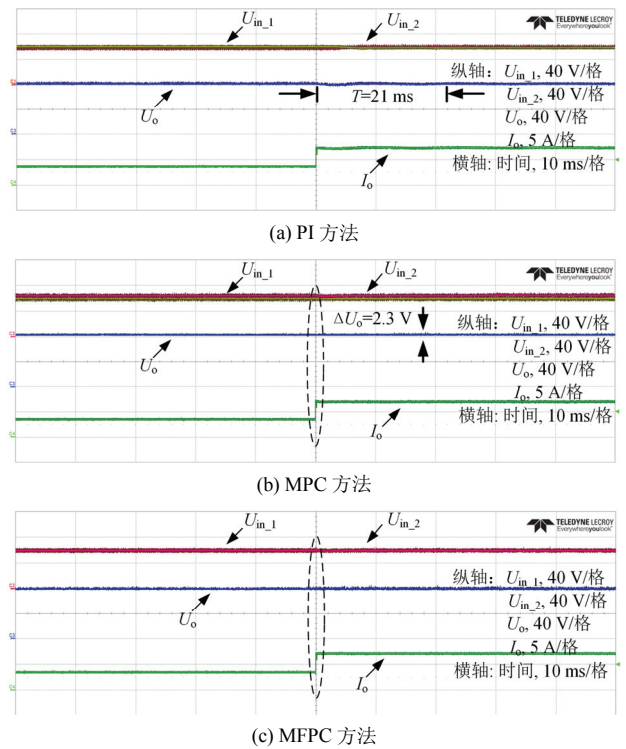


图 8 功率突变波形图

Fig.8 Waveform diagram of power mutation

如图 8 为输入电压为  $U_{in}=120\text{ V}$ , 输出电压  $U_o=80\text{ V}$ , 传输功率由  $300\text{ W}$  突变至  $600\text{ W}$  时, PI、MPC 与 MFPC 3 种方法下的电压、电流实验波形。

从图 8 中可知 PI 方法的动态调节时间约为 21 ms, 稳态效果良好。MPC 与 MFPC 的动态调节时间均小于 1 ms, 但是 MPC 均压效果并不理想, 并且存在静态误差。

图 9 和图 10 分别为 MFPC 方法在参数偏差较大工况下, 输出电压突变与功率突变的动态响应实验。其中控制器理想值  $L=50 \mu\text{H}$ , 实际电路 DAB<sub>1</sub> 的串联储能电感  $L_1=101.5 \mu\text{H}$ , DAB<sub>2</sub> 的串联储能电感  $L_2=40 \mu\text{H}$ 。

从图 9 中可以看出, 输出电压  $U_o$  由 60 V 突变为 80 V, DAB 响应时间约为 8.6 ms。而图 10 传输功率由 300 W 切换至 600 W 时, 动态响应时间不到 1 ms。两种工况下输入均压效果与动态响应良好, 无静态误差。

4.4 综合分析

通过比较 3 种控制策略的稳态性能与暂态性能, 可知 MFPC 方法在达到功率要求的工况下, 能实现电流应力的在线优化, 提升 DAB 的传输效率。在实际工况条件下, 由于温度、运行工况与测量等原因均会存在模型参数的不精准。其中 PI 控制无稳态误差, 有很好的控制效果, 但是动态速度较为缓慢; 而 MPC 会出现稳态误差, 输入均压与输出电压均出现偏差量, 并随着功率与期望值的突变, 偏差量也在实时改变; 而 MFPC 由于使用超局部模型, 可以将未知误差进行参数辨识。在保持动态响应速度的前提下, 提高系统的鲁棒性, 实现 ISOP-DAB 直流变压器子模块之间的功率均衡。

图 11 为 DAB 3 种调制策略稳态运行的效率对比曲线。根据所提优化调制策略, 将 SPS 调制与 DPS 调制( $D_1=0.2$ )作为参考项, 并依据式(23)以及输入功率、传输功率计算得到 DAB 变换器的稳态运行效率, 实验数据如表 3 所示。从图 11 可知, 采用所提调制策略, 稳态效率得到提升。

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \times 100\% = \frac{U_o I_o}{U_{\text{in}} I_{\text{in}}} \times 100\% \quad (24)$$

式中:  $P_{\text{out}}$  与  $P_{\text{in}}$  分别为 DAB 变换器的输入功率与传输功率。

5 结论

针对 ISOP-DAB 直流变压器, 本文提出了一种基于超局部模型的 MFPC 方法。其优势如下:

1) 将 MFPC 方法作为主控制方法, 克服了传统 MPC 依赖模型参数的难题, 采用参数辨识技术

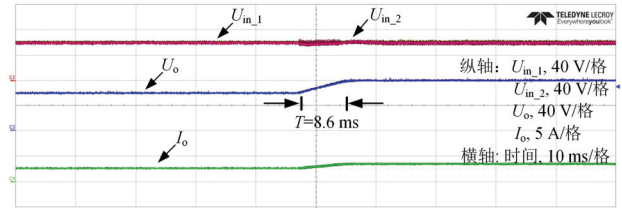


图 9 输出电压突变波形图( $L_1=2.03L, L_2=0.8L$ )

Fig.9 Waveform diagram of output voltage mutation ( $L_1=2.03L, L_2=0.8L$ )

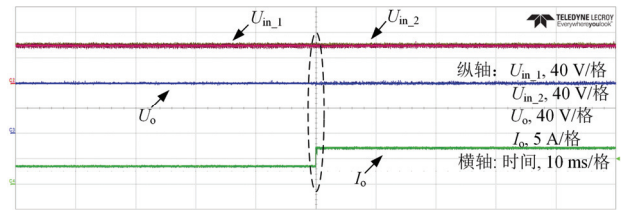


图 10 功率突变波形图( $L_1=2.03L, L_2=0.8L$ )

Fig.10 Waveform diagram of power mutation ( $L_1=2.03L, L_2=0.8L$ )

表 3 DAB 变换器稳态运行效率对比

Table 3 Comparison of steady-state operating efficiency of

调制策略	DAB converter						
	运行效率/%						
	100 W	150 W	200 W	250 W	300 W	350 W	400 W
SPS	88.93	92.24	93.56	94.57	95.02	94.83	94.73
DPS	91.77	93.53	94.67	95.29	95.59	95.45	95.21
MFPC	93.05	94.39	95.69	95.88	95.97	95.90	95.78

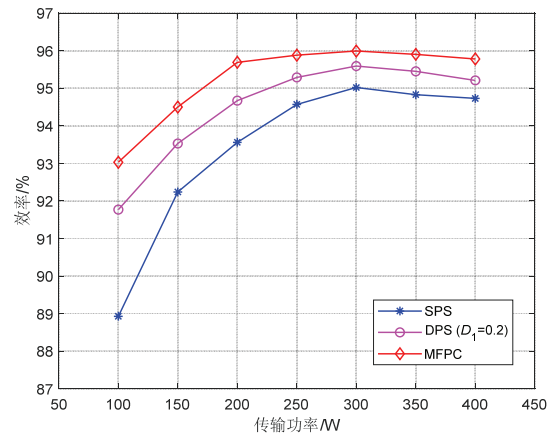


图 11 DAB 变换器效率曲线

Fig.11 Efficiency curve of DAB converter

对超局部模型中的集总扰动进行计算, 实时计算了无源器件与未建模部分的参数, 增强了控制系统的参数鲁棒性。

2) 将电流应力优化方法与 MFPC 相结合, 根据 DAB 的功率范围, 在达到传输功率需求的情况

下, 进行电流应力优化, 减小 DAB 的通态损耗, 使得 DAB 稳态性能得到提升。

3) 将输入电压平均化控制加到输出电压的超局部离散模型中, 消除均衡机理的正反馈回路, 实现各模块控制之间的解耦, 仅通过输出端口的成本函数就实现输入电压的均分, 使得各模块的传输功率自均衡。

附录见本刊网络版(<http://hve.epri.sgcc.com.cn>)。

## 参考文献 References

- [1] 熊 雄, 季 宇, 李 蕊, 等. 直流配电系统关键技术及应用示范综述[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(23): 6802-6813.  
XIONG Xiong, JI Yu, LI Rui, et al. An overview of key technology and demonstration application of DC distribution and consumption system[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(23): 6802-6813.
- [2] 刘 贝, 涂春鸣, 肖 凡, 等. 中低压直流变压器拓扑与控制综述[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(5): 232-246.  
LIU Bei, TU Chunming, XIAO Fan, et al. Review of topology and control strategy of medium- and low-voltage DC transformer[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(5): 232-246.
- [3] ZHAO B, SONG Q, LI J G, et al. A modular multilevel DC-link front-to-front DC solid-state transformer based on high-frequency dual active phase shift for HVDC grid integration[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(11): 8919-8927.
- [4] 刘 闯, 张 艳, 朱 帝, 等. 中低压直流配电系统: 关键装备阻抗建模与稳定性分析[J]. 高电压技术, 2021, 47(11): 3968-3980.  
LIU Chuang, ZHANG Yan, ZHU Di, et al. Medium and low-voltage DC distribution system: impedance modeling and stability analysis of the key equipment[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(11): 3968-3980.
- [5] 刘海洋, 崔淑梅, 孙赫阳. 开关缓冲电容与死区效应对双有源桥式变换器传输功率影响[J]. 高电压技术, 2023, 49(2): 727-737.  
LIU Haiyang, CUI Shumei, SUN Heyang. Impact of snubber capacitance and dead-time effects on dual active bridge converters power transmission[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(2): 727-737.
- [6] 武 涵, 贾燕冰, 韩肖清, 等. 基于卡尔曼滤波器及深度强化学习的双有源全桥变换器控制策略[J]. 高电压技术, 2024, 50(2): 714-724.  
WU Han, JIA Yanbing, HAN Xiaoqing, et al. Research on control strategy of dual-active full-bridge converter based on deep reinforcement learning and Kalman filter[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(2): 714-724.
- [7] DENG Y R, SONG W S, YIN S, et al. A model predictive control scheme without current sensor of dual active bridge DC-DC converters: improving dynamic performance and reducing hardware cost[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(2): 2916-2928.
- [8] 赵 佩, 贾燕冰, 孟祥齐, 等. 双有源全桥变换器的超局部模型控制策略[J]. 高电压技术, 2023, 49(4): 1735-1742.  
ZHAO Pei, JIA Yanbing, MENG Xiangqi, et al. Ultra-local model control strategy of dual active full-bridge converter[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(4): 1735-1742.
- [9] 安 峰, 宋文胜, 杨柯欣. 电力电子变压器的双有源全桥 DC-DC 变换器模型预测控制及其功率均衡方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(13): 3921-3929.  
AN Feng, SONG Wensheng, YANG Kexin. Model predictive control and power balance scheme of dual-active-bridge DC-DC converters in power electronic transformer[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(13): 3921-3929.
- [10] 王素娥, 张 帅, 郝鹏飞, 等. LCL 并网逆变器的自适应事件触发模型预测控制[J]. 高电压技术, 2023, 49(10): 4267-4277.  
WANG Su'e, ZHANG Shuai, HAO Pengfei, et al. Adaptive event-triggered model predictive control for LCL grid-connected inverters[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(10): 4267-4277.
- [11] 安 峰, 杨柯欣, 王 嵩, 等. 基于模型前馈的双有源全桥 DC-DC 变换器电流应力优化方法[J]. 电工技术学报, 2019, 34(14): 2946-2956.  
AN Feng, YANG Kexin, WANG Song, et al. Current stress optimized scheme with model-based feedforward for dual-active-bridge DC-DC converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(14): 2946-2956.
- [12] YU B, SONG W S, LI J X, et al. Improved finite control set model predictive current control for five-phase VSIs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(6): 7038-7048.
- [13] 于新红, 操建生, 许立斌, 等. 基于自适应线性扩张状态观测器的双有源桥变换器无模型预测电压控制[J]. 高电压技术, 2024, 50(9): 4184-4194.  
YU Xinhong, CAO Jiansheng, XU Libin, et al. Model-free predictive voltage control of dual active bridge converter based on adaptive linear extended state observer[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(9): 4184-4194.
- [14] ZHANG H, LI Y H, LI Z X, et al. Model predictive control of input-series output-parallel dual active bridge converters based DC transformer[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(6): 1144-1152.
- [15] KONG D H, GAO X N, ZHANG Z B, et al. Minimization of current stress for dual active bridge converters based on model predictive control with enhanced ZVS ability[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(8): 8970-8980.
- [16] LI X M, DONG Z, CAO Y, 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): 10880-10894.
- [17] AN F, SONG W S, YU B, et al. Model predictive control with power self-balancing of the output parallel DAB DC-DC converters in power electronic traction transformer[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(4): 1806-1818.
- [18] 袁 栋, 袁宇波, 贾勇勇, 等. 一种混合型输入串联输出并联直流变压器[J]. 电网技术, 2021, 45(1): 179-188.  
YUAN Dong, YUAN Yubo, JIA Yongyong, et al. An ISOP hybrid DC transformer[J]. Power System Technology, 2021, 45(1): 179-188.
- [19] 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.
- [20] ZHANG H, LI Y H, LI Z X, et al. Extended-state-observer based model predictive control of a hybrid modular DC transformer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(2): 1561-1572.
- [21] ZHANG X G, ZHANG L, ZHANG Y C. Model predictive current control for PMSM drives with parameter robustness improvement[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1645-1657.
- [22] BHATTARAI R, GURUNG N, GHOSH S, et al. Parametrically robust dynamic speed estimation based control for doubly fed induction generator[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(6): 6529-6542.

- [23] FLIESS M, JOIN C. Model-free control[J]. International Journal of Control, 2013, 86(12): 2228-2252.
- [24] ZHANG Y C, JIANG T, JIAO J. Model-free predictive current control of a DFIG using an ultra-local model for grid synchronization and power regulation[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 35(4): 2269-2280.
- [25] HUANG J, WANG Y, LI Z Q, et al. Unified triple-phase-shift control to minimize current stress and achieve full soft-switching of isolated bidirectional DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(7): 4169-4179.
- [26] ZHAO B, SONG Q, LIU W H, et al. Current-stress-optimized switching strategy of isolated bidirectional DC-DC converter with dual-phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(10): 4458-4467.
- [27] 孙孝哲, 张祯滨, 韩明昊, 等. 双有源全桥变换器无电流传感器鲁棒预测控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(10): 3093-3104. SUN Xiaozhe, ZHANG Zhenbin, HAN Minghao, et al. An enhanced current sensorless predictive control for dual active bridge converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(10): 3093-3104, 3140.
- [28] WANG Y C, LI H M, LIU R D, et al. Modulated model-free predictive control with minimum switching losses for PMSM drive system[J]. IEEE Access, 2020, 8: 20942-20953.
- [29] ZHOU Y N, LI H M, LIU R D, et al. Continuous voltage vector model-free predictive current control of surface mounted permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(2): 899-908.
- [30] ZHENG C M, DRAGIČEVIĆ T, ZHANG Z B, et al. Model predictive control of LC-filtered voltage source inverters with optimal switching sequence[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 3422-3436.
- [31] ZHU Y, YANG Y, WEN H Q, et al. Model predictive control with a novel parameter identification scheme for dual-active-bridge converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(5): 4704-4713.



SUN Heyang  
Ph.D. candidate

孙赫阳

1995—, 男, 博士生

研究方向为固态变压器、双向 DC-DC 变换器、预测控制等

E-mail: sunheyang0307@163.com



LIU Chuang  
Ph.D., Professor  
Corresponding author

刘 闯(通信作者)

1985—, 男, 博士, 教授, 博导

主要研究方向为电力电子柔性功率变换在电力系统中的应用

E-mail: victorliuchuang@163.com

收稿日期 2024-09-29 修回日期 2025-01-26 编辑 陈 蔓

附录 A

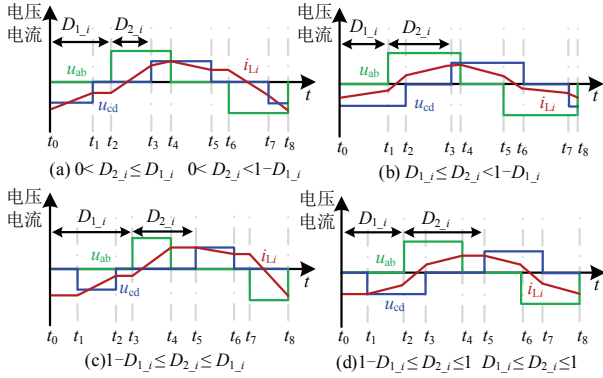


图 A1 DPS 调制下的 4 种工作波形

Fig.A1 Four operating waveforms under DPS modulation

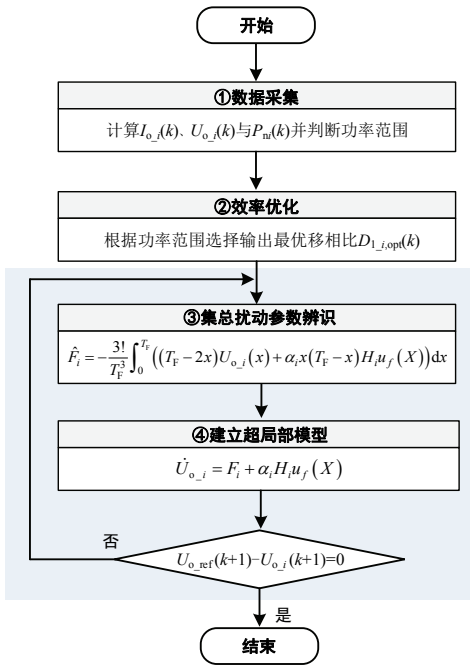


图 A2 基于 MFPC 的单模块 DAB 全局优化流程图

Fig.A2 Global optimization flowchart for single module DAB based on MFPC

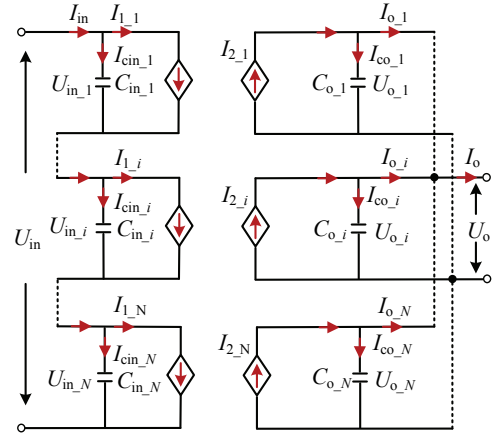
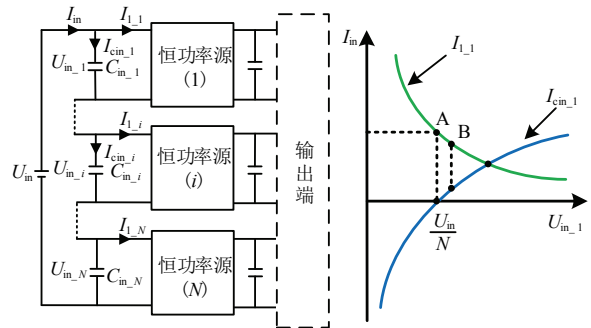


图 A3 ISOP-DAB 简化动态平均值模型

Fig.A3 Simplified dynamic average model of ISOP-DAB



(a)多模块系统拓扑示意图 (b)输入侧电流与电压关系

图 A4 DCT 的电压均衡机理

Fig.A4 Schematic diagram of DCT voltage equalization mechanism

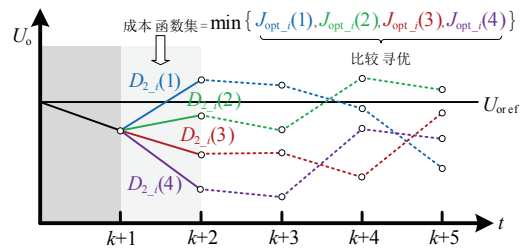


图 A5 成本函数集与控制最终输出的关系

Fig.A5 The relationship between cost function set and control final output