

# 考虑模块输入阻抗影响的ISOP-DAB变换器系统 输入均压控制策略

李善寿<sup>1</sup>,夏虎<sup>1</sup>,方潜生<sup>1</sup>,叶伟<sup>2</sup>,王浩<sup>2</sup>

(1. 安徽建筑大学 智能建筑与建筑节能安徽省重点实验室,安徽 合肥 230022;

2. 安徽南瑞继远电网技术有限公司,安徽 合肥 230088)

**摘要:**针对输入串联输出并联双有源全桥(ISOP-DAB)直流变换器系统的子模块元器件参数不一致所导致的输出功率不均分问题,提出一种基于输入阻抗的ISOP-DAB直流变换器系统输入均压控制策略。通过改进传统单移相控制方法,得到一种能够减小回流功率的新型单移相(NSPS)控制方法;进一步,基于NSPS分析ISOP-DAB直流变换器系统的输入电压均分、输出功率均分与各模块输入阻抗之间的关系,通过调节NSPS的内移相比,使各模块输入阻抗幅值相等,实现系统输入电压均分以及模块输出功率相等,同时减小双有源全桥变换器的回流功率,提高系统工作功率。通过仿真和实验验证了所提控制策略的正确性和有效性。

**关键词:**双有源全桥变换器;单移相控制;输入串联输出并联;输入电压均分;输出功率均分

**中图分类号:**TM46

**文献标志码:**A

**DOI:**10.16081/j.epae.202403016

## 0 引言

在“双碳”目标下,各种新型电力应用场景层出不穷,电-氢多能互补型微电网<sup>[1]</sup>结合光伏发电和燃料电池的优点,有效规避了光伏发电受天气影响、燃料电池动态响应慢等问题。其中,DC/DC变换器面临高输入电压、大输出功率的问题,而由多个模块组成的输入串联输出并联双有源全桥(input-series output-parallel dual active bridge, ISOP-DAB)直流变换器系统<sup>[2-3]</sup>具有结构简单、易于控制、可拓展性强等优点,可以减小输入侧开关管的电压应力、输出侧开关管的电流应力。

ISOP-DAB直流变换器系统能长期稳定工作的关键是系统输出功率均分,但由于制造工艺、器件老化等因素影响,不同模块的元器件参数存在差异,在相同的控制信号作用下,ISOP-DAB直流变换器系统难以实现输出功率均分<sup>[4]</sup>,且参数差异越大,输出功率均分效果越差,这将导致高电压、电流应力问题,甚至会损坏器件。因此,ISOP-DAB直流变换器系统需要额外的功率均分控制。根据ISOP-DAB直流变换器系统的各模块输入端口串联、输出端口并联的结构特点,每个模块的输入电流、输出电压都是相等

的,因此ISOP-DAB直流变换器系统的输入、输出功率均分,本质上分别是系统的输入电压均分(input voltage sharing, IVS)、输出电流均分(output current sharing, OCS)。不考虑变换器的损耗,每个模块的输入功率等于输出功率,因此只需要实现IVS或OCS,就能实现系统功率均分。文献[5]通过稳态扰动分析得出如下结论:相较于OCS,输入串联输出并联(input-series output-parallel, ISOP)系统在IVS控制下更稳定,因此ISOP-DAB直流变换器系统更适合采用IVS控制。

文献[6]提出了一种输出电压调节和输入均压控制的双闭环控制策略,能够实现系统输入均压控制,但是双闭环控制信号之间会相互影响,可能导致系统不稳定。文献[7]提出了一种与输出电压调节解耦的IVS控制策略,各模块的IVS控制与输出电压调节之间相互独立,提升了系统的稳定性。结合下垂控制<sup>[8]</sup>,文献[9]提出了一种基于二次调压的上翘控制,各模块的输出电压参考值随着输入电压的增大而增大,实现了系统的输入均压控制,并通过周期性通信修正系统的输入电压信息,消除了输出电压静差,但系统的模块化程度降低,系统调整率差。文献[10-11]采用逐模块扰动算法在线估算模块的参数不匹配度,补偿参数误差,最终实现了两模块IVS控制,不需要输入电压传感器,但需要选择适合的移相比扰动量,参数估算的准确性将严重影响功率均分效果,且由于逐模块扰动算法会改变所有模块的输入电压,无法拓展到多模块ISOP-DAB直流变换器系统。直接功率控制<sup>[12]</sup>具有更快的动态响应速度,但需要准确的电感、变压器变比参数信息,可移植性较差。文献[13]通过模块之间的开关谐振支

收稿日期:2023-10-08;修回日期:2024-02-29

在线出版日期:2024-03-20

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61901006);国家重点研发计划项目(2023YFC3807704);博士科研启动项目(2020QDZ40)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(61901006), the National Key Research and Development Program of China(2023YFC3807704) and the Doctoral Research Support Project(2020QDZ40)

路,实现了系统输入电压自均衡,减小了控制复杂度,但增加了额外的器件成本。文献[14]借鉴逆变器输出并联均流控制的虚拟阻抗思想,在传统双闭环的基础上,引入虚拟阻抗来增大环流阻抗,以抑制输出环流,但其动态实验中,输入电压波动大、恢复稳定所用时间较长。

此外,上述控制策略使用单移相、双重移相控制方法,模块内的回流功率大,系统工作效率低。相关研究以减小回流功率为目标,基于扩展移相、双重移相、三重移相等控制方法提出了一系列优化算法<sup>[15-16]</sup>或优化的移相控制方法<sup>[17-18]</sup>,有效减小了双有源全桥(dual active bridge, DAB)变换器的回流功率,但增加了系统的控制复杂度。文献[15]将模型预测控制与梯度下降算法相结合,减小了DAB变换器的回流功率,但控制算法复杂,在工程应用中难以实现。文献[18]通过改变一次侧开关管的占空比,延长逆变器桥臂中点电压中零电平序列的作用时间,改进了扩展移相控制方法,减小了回流功率,但该方法仍比单移相控制复杂。

综合上述问题,本文首先改进DAB变换器的传统单移相(traditional single phase shift, TSPS)控制方法,减小ISOP-DAB直流变换器系统的回流功率,提高能量传输效率;然后,基于改进的新型单移相(new single phase shift, NSPS)控制方法,分析影响ISOP-DAB直流变换器系统输入均压、功率均分与各模块输入阻抗之间的关系,并通过建立DAB变换器的小信号模型,分析影响输入阻抗的因素,从改变DAB变换器输入阻抗使系统输入均压的角度出发,得到基于输入阻抗的ISOP-DAB直流变换器系统的输入均压控制策略;最后,通过仿真和实验验证所提控制策略的可行性与有效性。

## 1 DAB变换器的单移相控制方法

由多模块组成的ISOP-DAB直流变换器系统能够显著提高直流变换器的输入电压等级和传输功率容量,但也保留了DAB变换器回流功率大的缺点。通过增加移相比自由度的一系列回流功率优化算法,虽然可以减小回流功率,但增加了控制程序的复杂度,且难以实现。而单移相控制是最简单的DAB变换器控制方法,只有一个移相比自由度,可以对其进行改进,在不增加控制复杂度的同时,减小DAB变换器的回流功率。

DAB变换器拓扑结构如图1所示,由高频变压器、电感、H桥以及输入/输出滤波电容组成。图中: $L$ 为变换器的电感; $C_1$ 、 $C_o$ 分别为输入、输出滤波电容; $n:1$ 为变压器变比;开关管 $S_1$ — $S_4$ 组成一次侧H桥,为变换器的逆变器;开关管 $S_5$ — $S_8$ 组成二次侧H桥,为变换器的整流桥; $U_{in}$ 、 $i_{in}$ 分别为变换器的输

入电压、输入电流; $U_o$ 、 $i_o$ 分别为变换器的输出电压、输出电流; $v_{ab}$ 、 $v_{cd}$ 分别为逆变器、整流桥桥臂中点电压; $i_p$ 、 $i_s$ 分别为逆变器输入电流、整流桥输出电流; $i_{ci}$ 、 $i_{co}$ 分别为输入滤波电容、输出滤波电容电流; $v_L$ 、 $i_L$ 分别为电感电压、电流。为了简化分析过程,本文忽略变换器的损耗,即假设输入功率等于输出功率。令电压传输比 $K=U_{in}/(nU_o)$ 。

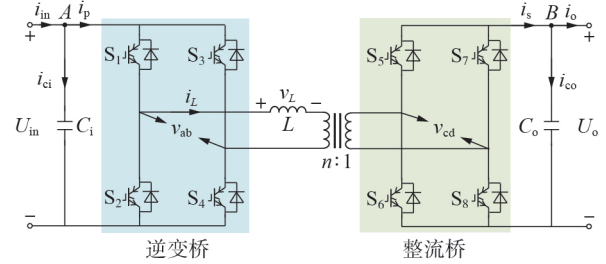


图1 DAB变换器的拓扑结构

Fig.1 Topology structure of DAB converter

### 1.1 TSPS控制方法

TSPS控制的工作波形如附录A图A1所示。2个H桥之间的外移相比 $D_y$ 为变量,控制DAB变换器的输出功率大小和方向,逆变器的内移相比 $D_n$ 为固定值0。TSPS控制下DAB变换器的输出功率 $P_{TSPS}$ 可表示为<sup>[19]</sup>:

$$P_{TSPS} = \frac{nU_{in}U_o}{f_s L} D_y (1 - 2D_y) \quad (1)$$

式中: $f_s$ 为系统的开关频率。当 $D_y=0.25$ 时,DAB变换器的输出功率最大,为 $P_N = \frac{nU_{in}U_o}{8f_s L}$ 。

### 1.2 NSPS控制方法

与TSPS控制方法不同的是,NSPS控制方法的外移相比为固定值0.25,内移相比为变量,用于控制DAB变换器的输出功率大小和方向,其工作波形如附录A图A2所示。扩展移相控制方法的输出功率 $P_{EPS}$ 表达式<sup>[19]</sup>如式(2)所示,令其外移相比为0.25,可得到NSPS控制下DAB变换器的输出功率 $P_{NSPS}$ ,如式(3)所示。当 $D_n=0$ 时,DAB变换器的输出功率最大,为 $P_N$ 。

$$P_{EPS} = \begin{cases} \frac{nU_{in}U_o}{f_s L} \left( D_y - 2D_y^2 + 2D_y D_n - \frac{D_n}{2} - D_n^2 \right) & D_n < D_y \\ \frac{nU_{in}U_o}{f_s L} \left( D_y - 2D_y D_n - \frac{D_n}{2} + D_n^2 \right) & D_n \geq D_y \end{cases} \quad (2)$$

$$P_{NSPS} = \begin{cases} \frac{nU_{in}U_o}{f_s L} \left( \frac{1}{8} - D_n^2 \right) & D_n < 0.25 \\ \frac{nU_{in}U_o}{f_s L} \left( \frac{1}{2} - D_n \right)^2 & D_n \geq 0.25 \end{cases} \quad (3)$$

### 1.3 2种单移相控制方法的回流功率大小对比

根据各时刻的电感电流大小,可以分别求解得

到TSPS、NSPS控制下的回流功率,并以最大输出功率 $P_N$ 为基准进行标么化处理,分别如式(4)和式(5)所示。

$$P_{\text{TSPS}}^* = \begin{cases} 0 & D_y \leq \frac{1-K}{4} \\ \frac{(K-1+4D_y)^2}{2(K+1)} & D_y > \frac{1-K}{4} \end{cases} \quad (4)$$

$$P_{\text{NSPS}}^* = \begin{cases} \frac{[2D_n(K+2)-K]^2}{2(K+1)} & D_n < \frac{K}{2(K+2)} \\ 0 & \frac{K}{2(K+2)} \leq D_n \leq 0.25; 0.25 \leq D_n \leq 0.5, K \leq 2 \\ \frac{(2D_n-1)^2(K-2)^2}{2(K-1)} & 0.25 < D_n < 0.5, K > 2 \end{cases} \quad (5)$$

式中: $P_{\text{TSPS}}^*$ 、 $P_{\text{NSPS}}^*$ 分别为TSPS、NSPS控制下DAB变换器的输出功率标么值。

根据式(1)和式(3),求得TSPS控制的 $D_y$ 、NSPS控制的 $D_n$ 关于输出功率的表达式,分别如式(6)和式(7)所示。

$$D_y = \frac{1}{4} - \sqrt{\frac{1}{16} - \frac{f_s L}{2nU_{\text{in}}U_o} P} \quad (6)$$

$$D_n = \begin{cases} \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{f_s L}{nU_{\text{in}}U_o} P} & P \leq \frac{P_N}{2} \\ \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{f_s L}{nU_{\text{in}}U_o} P} & P > \frac{P_N}{2} \end{cases} \quad (7)$$

式中: $P$ 为DAB变换器的输出功率。

将式(6)和式(7)代入式(4)和式(5),可得到 $P_{\text{TSPS}}^*$ 、 $P_{\text{NSPS}}^*$ 关于输出功率的关系曲线,如图2所示,图中 $P^*$ 为DAB变换器的输出功率标么值。从图中可以看出,在各种电压传输比条件下,NSPS控制下DAB变换器的回流功率都比TSPS控制下的回流功率小,即NSPS控制在全功率范围内具有减小回流功

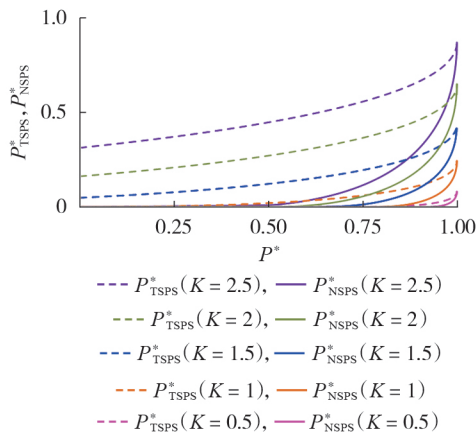


图2 TSPS、NSPS控制下的回流功率对比

Fig.2 Comparison of return power between TSPS control and NSPS control

率、降低系统损耗的作用,可以应用到多模块ISOP-DAB直流变换器系统中,以提高系统效率。

## 2 基于输入阻抗的ISOP-DAB直流变换器系统输入均压控制分析

### 2.1 ISOP-DAB直流变换器系统功率均分控制分析

由 $m$ 台DAB变换器组成的ISOP系统拓扑结构如附录A图A3所示,系统输入电压、电流分别为 $V_{\text{in}}$ 、 $I_{\text{in}}$ ,输出电压、电流分别为 $U_o$ 、 $I_o$ 。下面分析该ISOP系统在NSPS控制下,当所有模块的控制信号相同时,系统输出功率的分配关系。

当系统稳态工作时,输入滤波电容作为储能器件不消耗能量,其平均输入电流 $I_{\text{ci}}=0$ ,每个模块的输入电流 $I_{\text{pi}}$ 都等于系统输入电流 $I_{\text{in}}$ ;同样地,输出滤波电容的平均输入电流 $I_{\text{co}}=0$ ,每个模块的输出电流 $I_{\text{so}}=I_o$ 。各模块的输出端并联,其输出电压相等。理论上,当这 $m$ 个模块完全相同时,各模块的输入电压、输出电流相等,输入、输出功率相同,如式(8)所示。由文献[5]的分析可知,相较于OCS控制,ISOP-DAB系统在IVS控制下更加稳定,因此可得ISOP-DAB系统的功率均分条件:如果系统输入电压 $V_{\text{in}}$ 均分,则各模块的输入、输出功率相等,同时系统输出电流 $I_o$ 均分。

$$P_{\text{in}l} = \frac{V_{\text{in}}}{m} I_{\text{in}} = P_{\text{ol}} = U_o \frac{I_o}{m} \quad (8)$$

式中: $P_{\text{in}l}$ 、 $P_{\text{ol}}$  ( $l=1, 2, \dots, m$ )分别为模块 $l$ 的输入、输出功率。

实际上,因为制造工艺、电路老化等因素的影响,即使是工厂生产的同一批变换器,其参数也会存在一些差异,这会导致系统输入电压、输出电流、输入功率、输出功率在各模块间分配不均。根据ISOP-DAB变换器系统的功率均分条件,本文通过控制系统IVS,从而实现功率均分,因此下面讨论系统输入电压分压与元器件参数之间的关系,并基于系统输入端的电压、电流关系,得到简化电路,如图3所示,图中 $Z_1$ 、 $Z_2$ 、 $\dots$ 、 $Z_m$ 为各模块的输入阻抗。

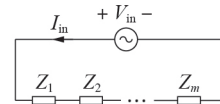


图3 ISOP-DAB变换器系统简化电路

Fig.3 Simplified circuit of ISOP-DAB converter system

当元器件参数不同时,各模块的输入阻抗 $Z_l$ 不相等,由分压公式可知,各模块的输入电压 $U_l = V_{\text{in}} Z_l / \sum_{l=1}^m Z_l$ ,与输入阻抗 $Z_l$ 成正比,即输入阻抗不相等,输入电压不均分。特别地,当某模块的输入阻抗改变时,所有模块的输入电压都将发生变化,因此文



献[11]基于两模块ISOP-DAB变换器系统提出的扰动均压控制策略在多模块系统中无法满足单控制变量的要求,并不适合推广到多模块ISOP-DAB变换器系统。

由上述分析可知,模块输入阻抗的不同将导致输入电压不同,使系统输出功率不均分,且输入阻抗越大的模块,其输入电压越大,将输出越大的功率,产生越大的输出电流,甚至会导致器件电压、电流应力过大,损坏功率开关。因此,ISOP-DAB变换器系统需要IVS控制,以确保电路安全稳定运行,而系统IVS的关键在于各模块的输入阻抗相等。下面将通过构建DAB变换器的小信号模型,分析影响模块输入阻抗的具体因素。

## 2.2 DAB变换器的输入阻抗分析

下文分析 $D_n < 0.25$ 时DAB变换器在NSPS控制下的小信号工作状态, $D_n \geq 0.25$ 时的情况同理。由式(3)可得平均输入电流和平均输出电流分别为:

$$\begin{cases} I_p = I_{in} = \frac{nU_o}{f_s L} \left( \frac{1}{8} - D_n^2 \right) \\ I_s = I_o = \frac{nU_{in}}{f_s L} \left( \frac{1}{8} - D_n^2 \right) \end{cases} \quad (9)$$

对逆变桥输入电流 $I_p$ 和整流桥输出电流 $I_s$ 分别施加小信号扰动<sup>[20]</sup>,得到其小信号关系,如式(10)所示。DAB变换器关于扰动的开环小信号模型等效电路如附录A图A4所示。

$$\begin{cases} \hat{i}_p = g_1 \hat{u}_o + g_2 \hat{d}_n \\ \hat{i}_s = g_3 \hat{u}_{in} + g_4 \hat{d}_n \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} g_1 = \frac{n}{f_s L} \left( \frac{1}{8} - D_n^2 \right), \quad g_2 = -2 \frac{nU_o}{f_s L} D_n \\ g_3 = \frac{n}{f_s L} \left( \frac{1}{8} - D_n^2 \right), \quad g_4 = -2 \frac{nU_{in}}{f_s L} D_n \end{cases}$$

式中: $\hat{u}_{in}$ 、 $\hat{u}_o$ 分别为输入电压扰动、输出电压扰动; $\hat{i}_p$ 、 $\hat{i}_s$ 分别为逆变桥输入电流、整流桥输出电流扰动; $\hat{d}_n$ 为内移相比扰动。

DAB变换器的输出电压单闭环控制策略框图如附录A图A5所示。在DAB变换器的输出电压单闭环负反馈控制中,输出电压参考值是固定值,因此可以得到内移相比扰动 $\hat{d}_n$ 与输出电压扰动 $\hat{u}_o$ 之间的关系,如式(11)所示。

$$\hat{d}_n = -\hat{u}_o G_{c1} \quad (11)$$

式中: $G_{c1}$ 为输出电压闭环补偿器的传递函数。

联立式(10)和式(11),并根据输出电压与输出电流的关系 $\hat{u}_o = \hat{i}_s Z_o$  ( $Z_o = R_o / (R_o C_o s + 1)$ ,  $R_o$ 为输出负载),可以求出DAB变换器的闭环输入阻抗 $Z_{in-close}$ ,如式(12)所示。

$$Z_{in-close} = \frac{\hat{u}_{in}}{\hat{i}_p} = \frac{1 + g_4 G_{c1} Z_o}{g_3 (g_1 - g_2 G_{c1}) Z_o} \quad (12)$$

DAB变换器闭环输入阻抗和输入滤波电容阻抗的Bode图如附录A图A6所示。由图可知:在低频段,输入滤波电容阻抗 $Z_c$ 远大于DAB变换器的闭环输入阻抗 $Z_{in-close}$ ,由电路的分流原理可知,图1中DAB变换器的输入侧节点A的阻抗越大,电流越小,即输入滤波电容电流 $i_{C1}$ 远小于逆变桥输入电流 $i_p$ ;在高频段,输入滤波电容阻抗 $Z_c$ 远小于DAB变换器的闭环输入阻抗 $Z_{in-close}$ ,即输入滤波电容电流 $i_{C1}$ 远大于逆变桥输入电流 $i_p$ 。而DAB变换器的功率传输主要发生在直流低频段,高频部分的电流只是一些微小的扰动,可以忽略不计,即可以认为DAB变换器的输入滤波电容在低频段不起作用,在高频段吸收来自输入电源的杂波,起到输入滤波的作用。

由上述分析可知,在进行DAB变换器稳态工作分析时,可以认为输入滤波电容阻抗为无穷大,其电流 $i_{C1}$ 可忽略不计。因此,在下文对ISOP系统输入分压的稳态工作状态分析中,将不考虑输入滤波电容,仅讨论DAB变换器的闭环输入阻抗 $Z_{in-close}$ 对输入分压的影响。

在DAB变换器的输入电压、输出电压、工作频率相同的条件下,不同参数以及移相比变化对闭环输入阻抗 $Z_{in-close}$ 的影响如附录A图A7所示。由图A7(a)可知,电感越大,输入阻抗幅值越大。由图A7(b)可知,变压器变比越小,输入阻抗幅值越大。图A7(c)所示元器件参数相同的输入阻抗 $Z_1$ 、 $Z_2$ 、 $Z_3$ 的幅频特性曲线表明,在低频段,内移相比越大,输入阻抗幅值越大;由 $Z_4$ 与其他输入阻抗的幅频特性曲线对比可知,元器件参数不同,即DAB变换器的输入阻抗不同,在不同的内移相比信号控制下,其输入阻抗低频段的幅值可能会相等。

由上述分析可知,在输入、输出状态相同的情况下,DAB变换器的输入阻抗大小与其自身元器件参数以及移相比控制信号有关,而根据2.1节的分析结论可知,ISOP-DAB直流变换器系统IVS的关键是各模块的输入阻抗相等,或输入阻抗低频段的幅值相等(系统功率传输主要发生在直流、低频段)。在制造工艺不可控、参数误差不可避免的情况下,可以通过调节各模块的内移相比,实现输入阻抗低频段幅值相等,从而实现ISOP-DAB直流变换器系统的输入电压相等。

## 3 基于输入阻抗的ISOP-DAB直流变换器系统的IVS控制策略

以3台DAB变换器组成的ISOP系统为例,提出基于输入阻抗的ISOP-DAB直流变换器系统的IVS

控制策略,如图4所示,并使用NSPS控制方法减小DAB变换器的回流功率,提高能量传输效率。图中: $G_{c2}$ 为IVS环补偿器的传递函数; $U_{oref}$ 为输出电压给定值; $U_{iref}$ 为输入电压给定值; $U_i (i=1, 2, 3)$ 为模块*i*的输入电压; $G_{vd}$ 为DAB变换器内移相比与输出电压的传递函数; $d_{n1}$ 为输出电压环的内移相比分量; $d_{n2}$ 为输入电压环的内移相比分量。

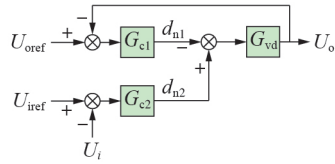


图4 基于输入阻抗的ISOP-DAB直流变换器系统的IVS控制策略框图

Fig.4 Block diagram of IVS control strategy of ISOP-DAB DC converter based on input impedance

下面分析在基于输入阻抗的ISOP-DAB直流变换器系统的IVS控制策略的作用下ISOP-DAB直流变换器系统模块输入阻抗的变化情况。

对输入电压、输出电压施加小信号扰动,可分别得到输出电压扰动 $\hat{u}_o$ 与内移相比扰动分量 $\hat{d}_{n1}$ 、输入电压扰动 $\hat{u}_{in}$ 与内移相比扰动分量 $\hat{d}_{n2}$ 之间的关系,分别如式(13)和式(14)所示。

$$\hat{d}_{n1} = -\hat{u}_o G_{c1} = -Z_o G_{c1} \hat{i}_s \quad (13)$$

$$\hat{d}_{n2} = -G_{c2} \hat{u}_{in} \quad (14)$$

联立式(10)、(13)、(14),最终可得到DAB变换器的输入阻抗 $Z_{in}$ 为:

$$Z_{in} = \frac{\hat{i}_p}{\hat{u}_{in}} = \frac{(g_1 - g_2 G_{c1}) g_3 Z_o - g_4 G_{c2}}{1 + g_4 Z_o G_{c1}} - g_2 G_{c2} \quad (15)$$

3台电感参数不同的DAB变换器组成的ISOP-DAB系统在所提IVS控制策略补偿前、后各模块输入阻抗的Bode图如图5所示。由图可知:补偿前,在相同的控制信号作用下,3台DAB变换器的输入阻

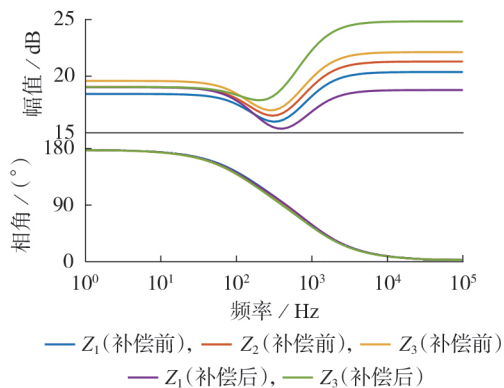


图5 IVS控制策略控制下各模块输入阻抗的Bode图

Fig.5 Bode diagram of input impedance for each module under IVS control strategy

抗幅频特性不同,系统输入电压不均分;经过移相比补偿后,模块1、模块3的输入阻抗在低频段的幅值与模块2相同,可以实现该ISOP-DAB系统的IVS。

## 4 仿真及实验验证

### 4.1 仿真实验

为验证本文所提基于输入阻抗的ISOP-DAB直流变换器系统IVS控制策略的有效性,在MATLAB平台搭建三模块ISOP-DAB直流变换器系统的仿真模型,主要参数见附录A表A1。

当ISOP-DAB直流变换器系统的输出功率为2000W时,从无IVS控制的输出稳压调节切换为基于输入阻抗的IVS控制策略,各模块的输入、输出电压波形如附录A图A8所示。由图可知:当无IVS控制时,电感越大的模块,其输入电压越高,这验证了上文理论分析的准确性,即电感越大,闭环输入阻抗越大,分得的电压越高;在0.02s切换到本文所提IVS控制策略后,能在极短的时间(3ms)内实现IVS和功率均衡控制。

特别地,在系统启动到输出电压稳定在48V的过程中(0~0.01s),3个DAB变换器模块的控制信号相同,但输入电压并不是根据电感所占比例固定分配,而是变化的。因为启动过程中随着模块输入、输出电压的变化,每个模块的输入阻抗也在改变,且不是等比例增加,因此出现了输入电压分配比例变化的现象,即系统输入电压分压不仅受元器件参数、控制信号的影响,还会受模块输入、输出电压控制。

输出功率从2000W突变为1500W再突变为2000W过程中各模块的输入、输出电压波形如附录A图A9所示。由图可知,在功率突变的情况下,输出电压稳定在(48±1.5)V,输入电压基本稳定不变。输入电压从375V突变为275V再突变为375V过程中各模块的输入、输出电压波形如附录A图A10所示。由图可知,当输入电压突变时,输入电压立即响应,而输出电压稳定在(48±1.2)V。

不同ISOP-DAB直流变换器系统IVS控制策略的动态性能仿真结果对比如附录A表A2所示,其中负载突变测试条件为系统输出功率从1500W变化为2000W,输入电压突变测试条件为系统输入电压从375V变化为275V。由表可知:虚拟控制策略的动态性能最好,能够最快响应外界条件的变化,调节过程中输入、输出电压波动也最小,但是需要提供准确的电路参数信息;基于二次调压的上翘控制策略通过周期性通信弥补上翘控制的输出电压静差,保留了系统原有的可拓展性,但动态性能较差;本文所提IVS控制策略的效果比传统双闭环控制策略略差。

### 4.2 实验验证

为了验证基于输入阻抗的 ISOP-DAB 直流变换器系统的 IVS 控制策略的可行性和实际性能,基于 TMS320F28062 芯片搭建实验平台,对由 2 台 DAB 变换器组成的 ISOP 系统进行实验测试,实验平台如附录 A 图 A11 所示,其中 2 个电感分别为 100、110  $\mu\text{H}$ ,其他元器件参数见表 A1。

对于输入电压为 50 V、给定输出电压为 24 V 的 DAB 变换器而言,其在 TSPS、NSPS 控制方法作用下逆变桥输出功率  $p_{\text{hi}}$  ( $p_{\text{hi}} = v_{\text{ah}} i_L$ ) 的瞬时波形如图 6 所示。由图可知,在相同的条件下,NSPS 控制下的回流功率始终比 TSPS 控制下的回流功率小,且输出功率越大,回流功率越大。

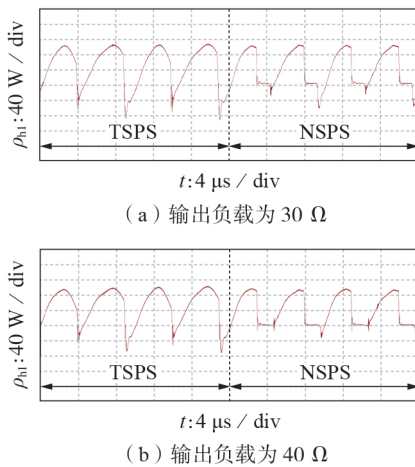


图 6 DAB 逆变桥输出功率的瞬时波形

Fig.6 Instantaneous waveforms of DAB inverter bridge output power

系统输入电压为 125 V,给定输出电压为 24 V,从无 IVS 控制(基于 TSPS 控制方法)切换到本文所提 IVS 控制策略(基于 NSPS 控制方法)过程的实验结果如图 7 所示。由图可知:当无 IVS 控制时,模块 1 的输入电压约为 29.2 V,模块 2 的输入电压约为 95.8 V;而当切换到本文所提 IVS 控制策略后,模块 1 和模块 2 的输入电压均约为 62.5 V,输出电压稳定在 24 V,输出电流为 2.4 A,说明系统在本文所提 IVS 控制策略下的 IVS 效果较好。且在此过程中,2 台

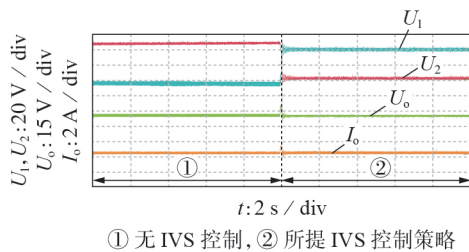


图 7 切换为本文所提 IVS 控制策略前、后的实验结果

Fig.7 Experimental results before and after switching to proposed IVS control strategy

DAB 变换器的逆变桥输出功率瞬时波形的变化与图 6 得到的结论一致,即对于 ISOP-DAB 直流变换器系统,相比于 TSPS 控制方法,NSPS 控制方法能够减小回流功率。

系统动态响应的实验波形如图 8 所示。图 8(a)为系统输入电压从 100 V 突变为 125 V 再突变为 100 V 时各模块的输入电压、输出电压、输入电流、输出电流波形。由图可知,当输入电压状态切换时,均压控制环迅速响应,各模块的输入电压随总输入电压变化,但仍保持均分状态,输出电压、电流稳定不变。图 8(b)为系统负载从 10  $\Omega$  突变为 20  $\Omega$  再突变为 10  $\Omega$  时各模块的输入电压、输出电压、输入电流、输出电流波形。由图可知,当负载状态切换时,输入电压仍维持均分状态,输出电压基本保持不变,输出电流随负载变化,迅速切换。

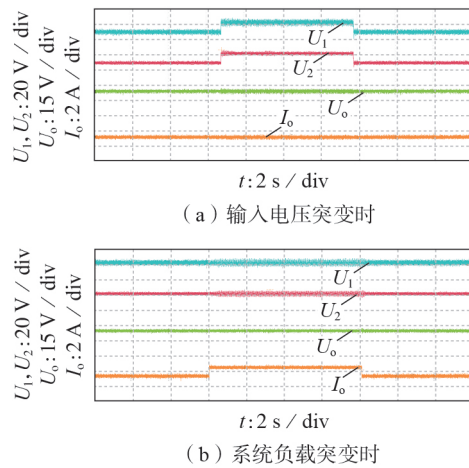


图 8 系统动态实验波形

Fig.8 Dynamic experimental waveforms of system

上述稳态、动态实验结果表明,本文所提基于输入阻抗的 ISOP-DAB 直流变换器系统的 IVS 控制策略具有良好的均压效果以及控制稳定性。

### 5 结论

针对 TSPS 控制下回流功率大以及 ISOP-DAB 变换器系统元器件参数不同所导致的系统输出功率不均分的问题,本文提出了一种基于输入阻抗的 ISOP-DAB 变换器 IVS 控制策略,通过仿真和实验可得到以下结论:

- 1) 相较于 TSPS 控制,本文所提 NSPS 控制能够减小 DAB 变换器的回流功率,提高系统工作效率,在 ISOP-DAB 变换器系统中同样能够发挥作用;
- 2) 分析并总结了 DAB 变换器输入阻抗与 ISOP-DAB 系统输入电压均压之间的关系,即各模块输入阻抗相等,或输入阻抗低频段的幅值相等,就可以实现系统 IVS;
- 3) 本文所提基于输入阻抗的 ISOP-DAB 变换器



系统的IVS控制策略能够实现系统IVS、输出功率均分,且动态性能良好。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

### 参考文献:

- [1] 孙孝峰,张绘欣,张涵,等.一种用于电-氢多能互补型微网的双有源桥集成Boost拓扑及其控制[J].电工技术学报,2021,36(10):2092-2104.  
SUN Xiaofeng, ZHANG Huixin, ZHANG Han, et al. Topology and control strategy of dual active bridge integrated Boost circuit for electro-hydrogen multi-energy complementary microgrid [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(10):2092-2104.
- [2] 聂川杰,熊飞,陈晓雷,等.基于能量回馈的电力电子变压器软启动策略[J].电力自动化设备,2022,42(12):107-114.  
NIE Chuanjie, XIONG Fei, CHEN Xiaolei, et al. Soft start strategy of power electronic transformer based on energy feedback[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(12): 107-114.
- [3] 王志刚,侯凯,王小红,等.中压侧双极短路故障下改进型ISOP直流变压器的参数关系和直流电抗器电感计算[J].电力自动化设备,2022,42(6):218-224.  
WANG Zhigang, HOU Kai, WANG Xiaohong, et al. Parameter relationship and inductance calculation of DC reactor for improved ISOP type DCT during bipolar short circuit fault at medium voltage side[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(6):218-224.
- [4] ZENG Y, POU J, SUN C J, et al. Autonomous input voltage sharing control and triple phase shift modulation method for ISOP-DAB converter in DC microgrid: a multiagent deep reinforcement learning-based method [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(3):2985-3000.
- [5] CHEN W, RUAN X B, YAN H, et al. DC/DC conversion systems consisting of multiple converter modules: stability, control, and experimental verifications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(6):1463-1474.
- [6] RUAN X B, CHEN W, CHENG L L, et al. Control strategy for input-series-output-parallel converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(4):1174-1185.
- [7] ZUMEL P, ORTEGA L, LAZARO A, et al. Modular dual-active bridge converter architecture [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(3):2444-2455.
- [8] XU G, SHA D S, LIAO X Z. Decentralized inverse-droop control for input-series-output-parallel DC-DC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9):4621-4625.
- [9] 高帅,张兴,赵文广,等.基于二次调压的串-并型双有源桥变换器模块化均压控制策略[J].太阳能学报,2021,42(5):113-119.  
GAO Shuai, ZHANG Xing, ZHAO Wenguang, et al. Input voltage sharing modular control strategy for ISOP-DAD converter based on secondary voltage regulation [J]. Acta Energeticae Solaris Sinica, 2021, 42(5):113-119.
- [10] SUN Z F, WANG Q, XIAO L, et al. A simple sensorless current sharing control for input-parallel output-parallel dual active bridge converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(11):10819-10833.
- [11] 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.
- [12] 武明义,侯聂,宋文胜,等.独立输入并联输出全桥隔离DC-DC变换器直接功率平衡控制[J].中国电机工程学报,2018,38(5):1329-1337.  
WU Mingyi, HOU Nie, SONG Wensheng, et al. Direct power balance control scheme of the input-independent-output-parallel operated full-bridge isolated DC-DC converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(5):1329-1337.
- [13] 刘海洋,崔淑梅,刘闯,等.基于开关谐振支路的电压自平衡型ISOP直流变压器[J].电力系统自动化,2022,46(20):139-146.  
LIU Haiyang, CUI Shumei, LIU Chuang, et al. Voltage self-balancing input-series output-parallel DC transformer based on switched resonant branch [J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(20):139-146.
- [14] 孟祥齐,贾燕冰,任春光,等.直流固态变压器环流抑制策略[J].电网技术,2021,45(1):356-363.  
MENG Xiangqi, JIA Yanbing, REN Chunguang, et al. DC solid state transformer circulation current suppression strategy [J]. Power System Technology, 2021, 45(1):356-363.
- [15] 农仁飏,杨晓峰,周兵凯,等.ISOP-DAB变换器动态特性及回流功率混合优化控制技术[J].北京交通大学学报,2021,45(6):10-21.  
NONG Renbiao, YANG Xiaofeng, ZHOU Bingkai, et al. Multi-objective optimization control of dynamic performance and backflow power for ISOP-DAB converter [J]. Journal of Beijing Jiaotong University, 2021, 45(6):10-21.
- [16] 孙标广,李静争,张迁迁,等.基于ZVS的双向全桥DC-DC变换器最小回流功率双重移相分段控制[J].太阳能学报,2023,44(9):39-48.  
SUN Biaoguang, LI Jingzheng, ZHANG Qianqian, et al. Dual phase-shift segment control of minimum return power of bidirectional full-bridge DC-DC converter based on ZVS [J]. Acta Energeticae Solaris Sinica, 2023, 44(9):39-48.
- [17] 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):14-23.  
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):14-23.
- [18] CHEN G, CHEN Z Y, CHEN Y, et al. Asymmetric phase-shift modulation strategy of DAB converters for improved light-load efficiency [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(8):9104-9113.
- [19] 王浩.双有源桥变换器电流应力优化的双重移相控制策略研究[D].合肥:安徽建筑大学,2022.  
WANG Hao. Research on dual phase shift control strategy for current stress optimization of dual active bridge converter [D]. Hefei: Anhui Jianzhu University, 2022.
- [20] 刘英培,杨博超,石金鹏,等.含ISOP-DAB变换器的中低压直流配电系统阻抗建模及稳定性分析[J].电力自动化设备,2023,43(2):51-59.  
LIU Yingpei, YANG Bochao, SHI Jinpeng, et al. Impedance modeling and stability analysis of MV/LV voltage DC distribution system with ISOP-DAB converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(2):51-59.

### 作者简介:

李善寿(1979—),男,副教授,博士,主要研究方向为电力电子变换技术、光伏发电技术、电能质量治理技术(E-mail: xliisq79@163.com);

夏虎(1998—),男,硕士研究生,研究方向为电力电子变换技术(E-mail: xiahvu@163.com)。

(编辑 陆丹)

(下转第154页 continued on page 154)

### Series-connected 24-pulse rectifier with square-wave current injector

WANG Jingfang<sup>1</sup>, ZHAO Chen<sup>1</sup>, YAO Xuliang<sup>1</sup>, LI Lei<sup>1</sup>, LIU Yuchao<sup>1</sup>, CHEN Qiming<sup>2</sup>

- (1. College of Intelligent Science and Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China;  
2. College of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

**Abstract:** To solve the problem of high harmonic content in the input current of the conventional series-connected 12-pulse rectifier, a series-connected 24-pulse rectifier with a square-wave current injector (SWCI) is proposed. The single-phase bridge rectifier in SWCI is connected in series in the load path, and it alternately conducts according to the polarity of the input voltage to increase the number of levels of the output current of the bridge rectifier. Then, according to the corresponding relation between the currents on AC and DC sides, the number of steps of the input current of the rectifier is increased to 24, thus realizing the effective suppression of the input current harmonics. The analysis results show that when SWCI is designed with the optimal turns ratio, the input current is improved to a standard 24-step wave, eliminating the 11th and 13th harmonics. The proposed SWCI scheme does not require any active devices, and the capacity of the auxiliary transformer in SWCI is only 1.95% of the rectifier output power, so the proposed method has the advantages of simple circuit structure, easy implementation and low cost. To verify the correctness of the theoretical analysis, an experimental prototype with an output power of 2 kW is established. The experimental results show that the total harmonic distortion of the input current is reduced from 12.1% to 3.6% after adopting SWCI, and the harmonics of the input current are effectively reduced.

**Key words:** series-connected multi-pulse rectifier; harmonic suppression; current injection; pulse doubling; power quality

(上接第130页 continued from page 130)

### Input voltage sharing control strategy of ISOP-DAB converter system considering influence of module input impedance

LI Shanshou<sup>1</sup>, XIA Hu<sup>1</sup>, FANG Qiansheng<sup>1</sup>, YE Wei<sup>2</sup>, WANG Hao<sup>2</sup>

- (1. Key Laboratory of Intelligent Building & Building Energy Saving, Anhui Jianzhu University, Hefei 230022, China;  
2. Anhui Nari-Jiyuan Power Grid Technology Co., Ltd., Hefei 230088, China)

**Abstract:** In order to solve the problem of uneven output power distribution caused by the sub-module parameter inconsistency of input-series output-parallel dual active bridge (ISOP-DAB) DC converter system, an input voltage sharing control strategy of ISOP-DAB DC converter system based on input impedance is proposed. By improving the traditional single phase shift control method, a new single phase shift (NSPS) control method is obtained, which can reduce the return power. Further, based on the NSPS, the relationship between input voltage sharing, output power sharing and the input impedance of each module in the ISOP-DAB DC converter system is analyzed. By adjusting the inner shift ratio of NSPS, the amplitude of input impedance of each module is equal, so that the input voltage sharing of the system and the output power sharing of the module are realized, the return power of the dual active bridge converter is reduced, and the working power of the system is increased. The correctness and effectiveness of the proposed control strategy are verified by simulation and experiment.

**Key words:** dual active bridge converter; single phase shift control; input-series output-parallel; input voltage sharing; output power sharing



# 附录 A

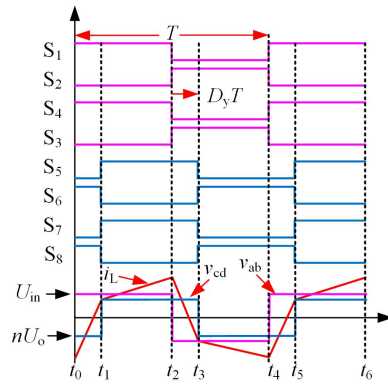
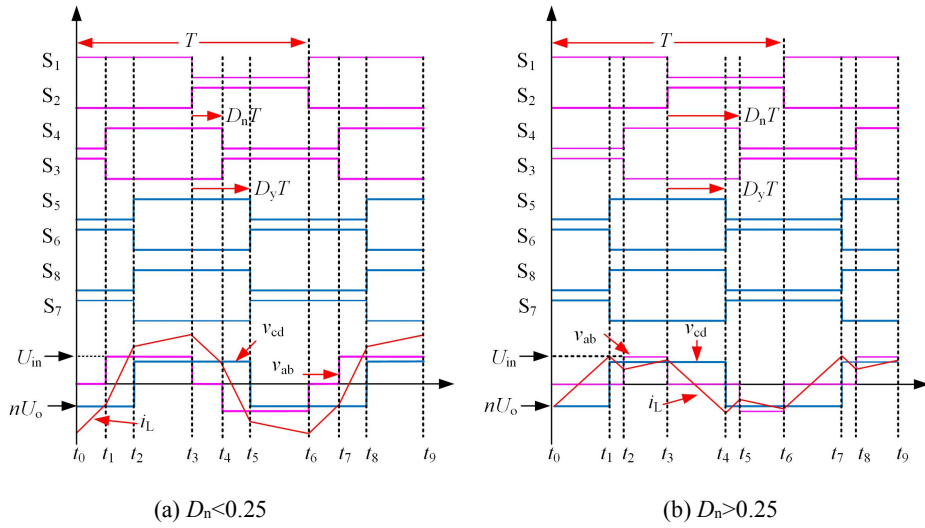


图 A1 TSPS 控制工作波形

Fig.A1 Working waveforms of TSPS control



(a)  $D_n < 0.25$

(b)  $D_n > 0.25$

图 A2 NSPS 工作波形

Fig.A2 Working waveforms of NSPS control

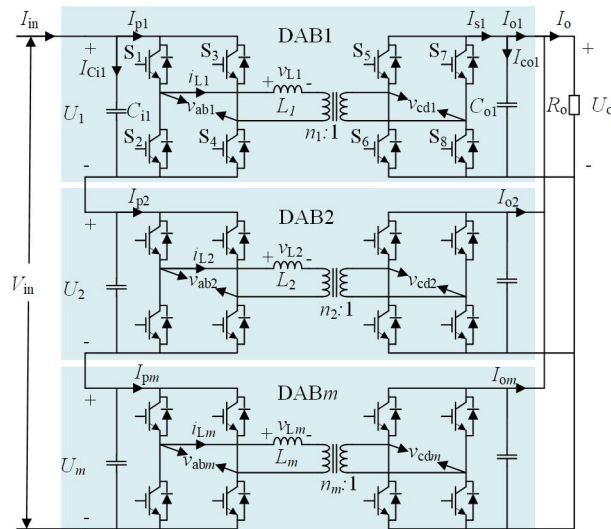


图 A3 ISOP-DAB 系统

Fig.A3 ISOP-DAB system

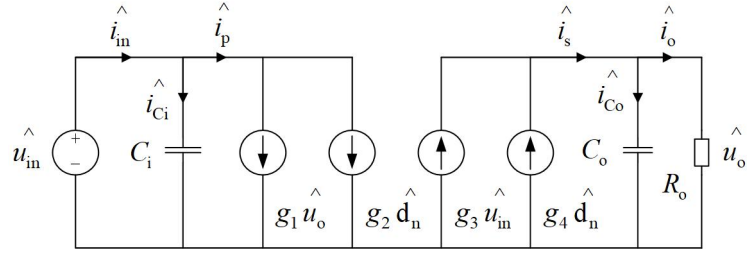


图 A4 DAB 变换器的开环小信号模型等效电路

Fig.A4 Equivalent circuit of open-loop small-signal model of DAB converter

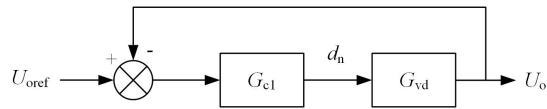


图 A5 DAB 变换器的输出电压单闭环控制策略

Fig.A5 Output voltage closed-loop control strategy of DAB converter

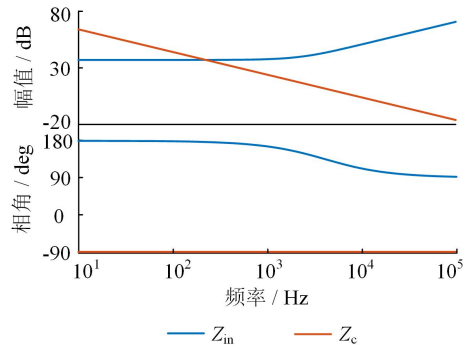
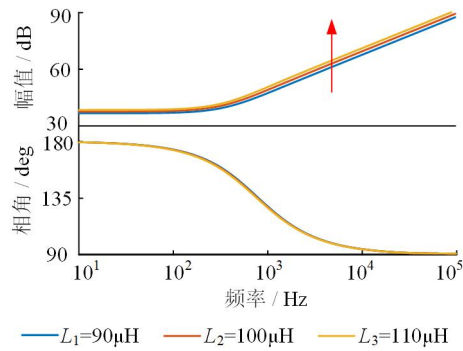
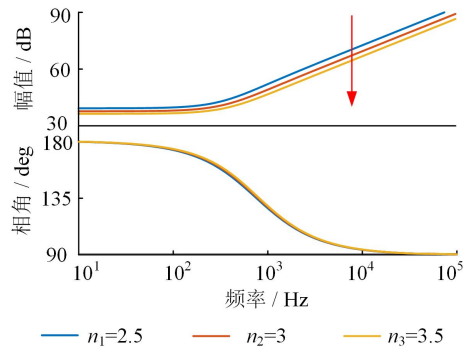


图 A6 DAB 变换器的闭环输入阻抗和输入电容阻抗的 Bode 图

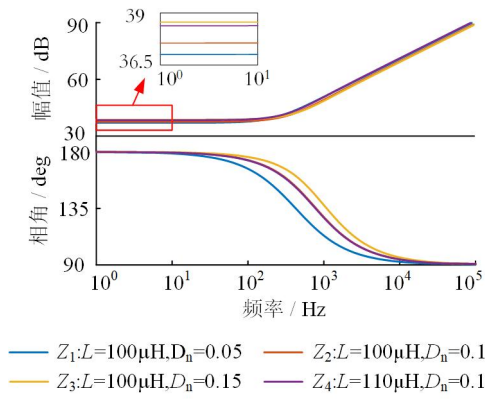
Fig.A6 Bode diagram of closed-loop input impedance and input capacitance impedance for DAB converter



(a) 电感不同



(b) 变压器变比不同



(c) 内移相比不同

图 A7 参数变化时 DAB 变换器的闭环输入阻抗 Bode 图

Fig.A7 Bode diagram of closed-loop input impedance for DAB converter when parameters change

表 A1 三模块 ISOP-DAB 系统参数

Table A1 Parameters of three module ISOP-DAB system

参数	数值
输入电压 $V_{in}/V$	375
输出电压 $U_o/V$	48
电感 $L_1-L_3/\mu H$	18、20、22
变压器变比 $n$	3
输入滤波电容 $C_{i1}-C_{i3}/\mu F$	480、440、400
输出滤波电容 $C_{o1}-C_{o3}/\mu F$	440
开关频率 $f_s/kHz$	100

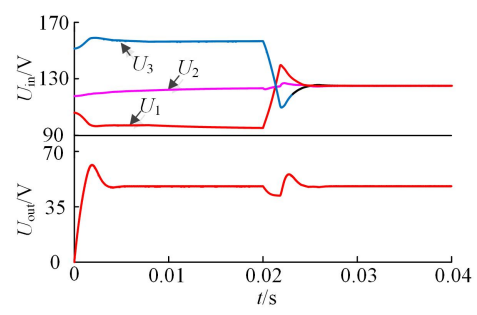


图 A8 无输入均压控制切换到 II-IVS 控制时的系统电压波形

Fig.A8 Voltage waveforms of system when no input voltage sharing control switches to II-IVS control



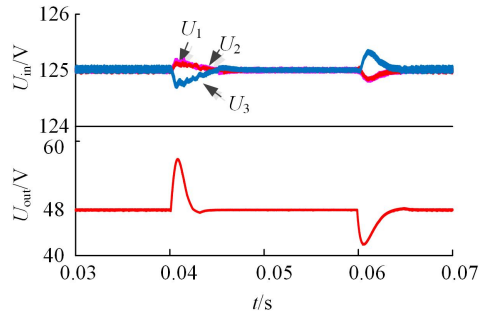


图 A9 II-IVS 控制下功率突变时的系统电压波形

Fig.A9 Voltage waveforms of system when power changes under II-IVS control

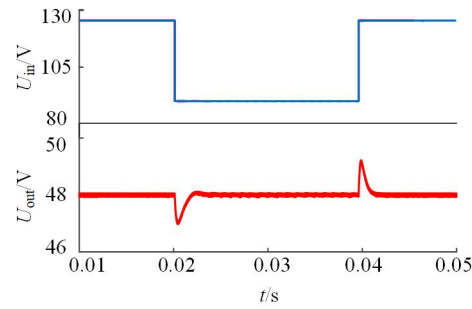


图 A10 II-IVS 控制下输入电压突变时的系统电压波形

Fig.A10 Voltage waveforms of system when input voltage changes under II-IVS control

表 A2 各种 IVS 控制策略的动态性能对比

Table A2 Dynamic performance comparison of various input voltage sharing control strategy

控制策略	负载突变			电压突变		
	$\Delta U_o/V$	$\Delta U_i/V$	$t/ms$	$\Delta U_o/V$	$\Delta U_i/V$	$t/ms$
双闭环 <sup>[6]</sup>	1.1	0.33	1.7	0.33	0.067	2.5
II-IVS	1.59	0.2	2.7	1.1	0.26	3.4
二次调压 <sup>[9]</sup>	1.78	1.72	9	0.45	0.42	6.89
虚拟功率 <sup>[13]</sup>	1	0.3	5	0.18	0.13	1.5

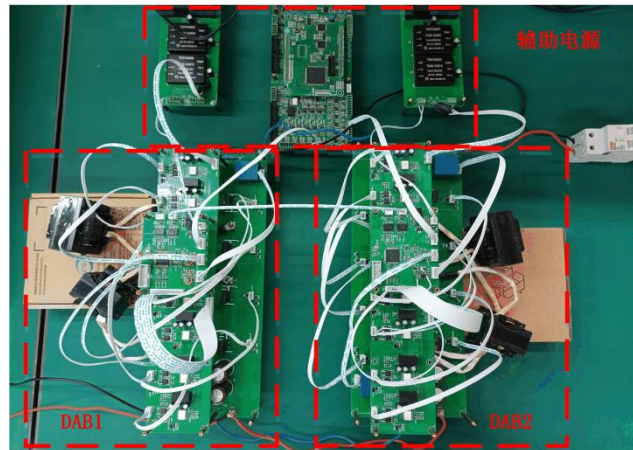


图 A11 两模块 ISOP-DAB 系统样机

Fig.A11 Prototype of two module ISOP-DAB system