DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.6.95 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

输入串联输出并联组合系统的均流控制策略

曲 璐，刘 贺，佟 强
(深圳信息职业技术学院智能制造与装备学院，深圳 518000)

摘要：DC-DC变换器输入串联输出并联的组合技术广泛应用于大功率高电压场合。为了实现模块扩展连接后的平均运行，研究模块电源串并联组合后的输入均压和输出均流特性，提出一种从输出端进行模块均流的控制策略。控制策略包含2个环路，分别为输出电压环和输出均流环。所有模块公共的输出电压环采样组合系统的输出电压进行反馈调节，每个模块具有的输出均流环采样模块的输出电流进行平均控制。所提控制策略中所有的采样和控制芯片均在低压输出侧，可省去隔离单元，提高系统可靠性。选取半桥LLC谐振拓扑作为子模块搭建原理样机，验证所提输出均流控制方法的有效性。

关键词：半桥LLC谐振变换器；均流控制；输入串联输出并联；组合系统

Current-sharing Control Strategy for Input-series Output-parallel Combined System

QU Lu, LIU He, TONG Qiang
(School of Intelligent Manufacturing and Equipment, Shenzhen Institute of Information Technology, Shenzhen 518000, China)

Abstract: The input-series output-parallel combination technology for DC-DC converters is widely applied in high-power and high-voltage fields. To realize an average operation after the expansion and connection of modules, the characteristics of input voltage-sharing and output current-sharing after the series-parallel combination of module power supplies are studied, and a control strategy for module current-sharing on the output side is proposed, which consists of an output voltage loop and an output current-sharing loop. The common output voltage loop of all the modules samples the output voltage from the combined system for feedback regulation, while the output current-sharing loop of each module samples the output current from the module for average control. All the sampling and control chips under the proposed control strategy are on the low-voltage output side, which can eliminate an isolation unit and improve the system reliability. A half-bridge LLC resonant topology was selected as a sub-module to build a prototype, and results verified the effectiveness of the proposed output current-sharing control method.

Keywords: Half-bridge LLC resonance converter; current-sharing control; input-series output-parallel; combined system

收稿日期：2023-03-09；**修回日期**：2023-04-19，2023-07-14；
录用日期：2023-07-29；**网络首发日期**：2023-08-22
基金项目：广东省区域联合基金资助项目(2020A1515111136)；深圳市科技计划基础研究资助项目(20200828191356001)；深圳信息职业技术学院校级资助项目(SZIIT2021KJ002)
This work is supported by Guangdong Province Regional Joint Fund under the grant 2020A1515111136; Basic Research Project of Shenzhen Science and Technology Plan under the grant 20200828191356001; Shenzhen Institute of Information Technology School Project under the grant SZIIT2021KJ002

电源模块的串并联组合技术在轨道交通、电动车充放电和直流输电等大功率高电压场合应用较多，组合技术能够有效降低器件的电压、电流应力。DC-DC变换器的组合方式主要有4种，分别是输入串联输出串联ISOS(input-series output-series)、输入串联输出并联ISOP(input-series output-parallel)、输入并联输出串联IPOS(input-parallel output-series)和输入并联输出并联IPOP(input-parallel output-parallel)。组合串并联技术可以方便地为系

统设计冗余，提高系统整体可靠性[1]，其中输入串联型连接方式是近年来的研究热点。

为了实现系统中各个模块的平均运行，输入串联型组合方式中现有的均压均流方法主要可分为以下 3 种类型：第 1 种是自然均压均流法，系统中没有专用的均压均流环，模块间利用自身特性自动实现平均运行。文献[2-4]提出的同占空比控制方式是一种最简单的自然均压方法，应用于 Buck 推导型拓扑 ISOP 和 IPOS 连接的平均控制中；另一种比较具有代表性的自然均压均流法是无中心控制器法，该方法中各个模块完全独立互不影响，实现真正的模块化[5-8]。自然均压方式具有控制简单、易于实现的优点，但是模块间参数的差异会影响均压均流效果。第 2 种是系统具有专用的均压均流控制环。文献[9-14]提出了具有各自特色的控制策略，从输入端进行均压的控制策略采样各个模块的输入电压进行反馈，能够精确控制各个模块的输入电压相等，这类从输入端均压的方法动态响应快；另一类是从输出端进行精确均压/均流的方法，省去高压隔离采样环节，但是动态特性略差。第 3 种是常用的均压均流方法，即有源平均法，通过在每个模块的输入端添加有源控制单元，达到功率平均的目的[15-18]。

本文提出一种输出均流控制策略，用于 ISOP 连接的系统中。该方法可有效实现模块间的精确均压均流，同时从输出端均流的方式能够省去输入端的高压隔离采样环节，提高系统可靠性。均流环具有的分布式结构使所有模块参与均流调节，提高均流的调整速度。本文选取 LLC 变换器作为子模块构成 ISOP 组合系统，对提出的控制策略进行验证。

1 提出的输出均流控制策略

对于闭环运行的 DC-DC 变换器，当输入端串联连接后，模块的负阻抗效应使系统不能平均运行，需要专用的均压方法保证系统均衡。在 ISOP 连接的系统中，所有模块的输入电流强制相等，输出电压强制相等。假设每个模块无损耗，输入功率等于输出功率，当控制策略保证模块间输出电流相等时，根据功率守恒原则，则每个模块的输入电压自动相等；反之，如果控制策略使模块的输入电压相等，则输出电流自然相等。因此 ISOP 系统的控制方式可选择输入侧均压或输出侧均流。由 N 个半桥型 LLC 模块 ISOP 连接构成的系统示意和所提输出均流控制策略如图 1 所示。

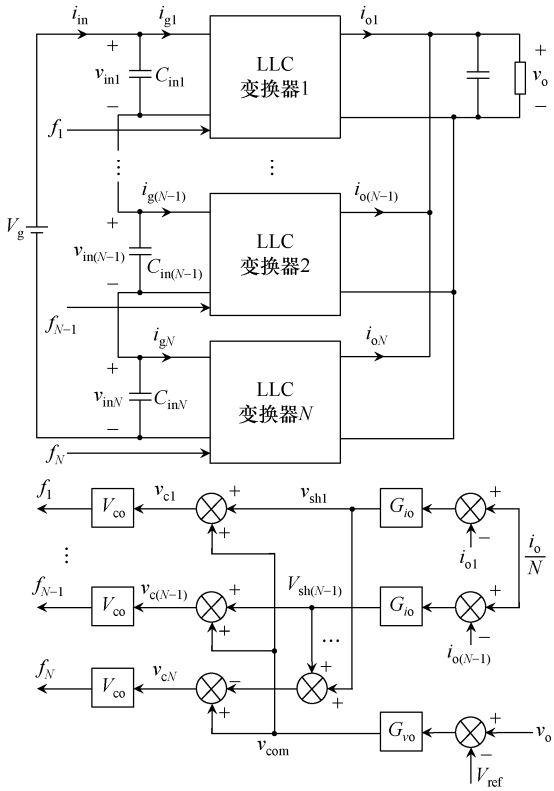


图 1 所提输出均流控制策略

Fig. 1 Proposed output current-sharing control strategy

控制策略具有 1 个公共的输出电压环和 N 个输出均流环。输出电压环采样 ISOP 系统的输出电压进行反馈，输出均流环采样每个模块的输出电流经平均后进行反馈，产生的补偿电压 v_{sh1},v_{sh2},$\cdots$,v_{shN} 分别与电压环补偿电压 v_{com} 叠加控制每个模块的频率。其中第 1~N−1 个均流环补偿电压是由模块的输出电流与参考电流相比较得到的，第 N 个模块的均流环补偿电压是由前 N−1 个模块均流环补偿电压求和取反得到。分析 ISOP 系统的平衡原理：当模块 1 的输入电压受到的扰动增加时，引起输出电流 i_{o1} 增加，均流环 1 检测到 i_{o1} 增加后使补偿电压 v_{sh1} 减小，模块 1 的频率降低，减小的频率使模

块 1 拓扑的输入电流增加，导致模块 1 输入电容上的电流减小，输入电压下降，系统回到平衡状态。

2　LLC 谐振拓扑的小信号模型

在分析本文提出的输出均流控制策略的环路模型之前，首先对 LLC 谐振拓扑的小信号模型进行归纳推导。LLC 模块的原边是半桥结构，副边采用带中心抽头的变压器绕组与 2 个二极管构成全波整流电路。经过等效变换与合并得到三阶小信号模型，如图 2 所示，模型中关键参数的表达式见表 1[19-22]。

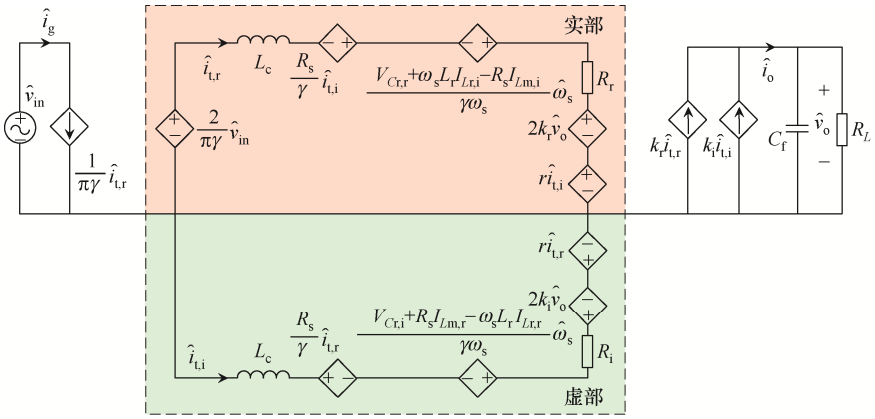


图 2　LLC 的三阶小信号模型[17]

Fig. 2 Third-order small-signal model of LLC topology[17]

表 1　小信号模型的关键参数表达式

Tab. 1 Expressions for key parameters of small-signal model

模型	关键参数定义	参数表达式
谐振网络	L_c：谐振腔的等效电感	$L_c=\dfrac{L_e+L_m(\gamma-1)^2}{\gamma^2}$
	R_s：谐振电感与谐振电容的等效阻抗	$R_s=\omega_s L_r-\dfrac{1}{\omega_s C_r}$
	γ：励磁电感与谐振电感和谐振电容等效阻抗的耦合系数	$\gamma=1+\dfrac{R_s}{\omega_s L_m}$
	R_q：励磁支路与等效负载的并联等效阻尼分量	$R_q=\dfrac{R_e\omega_s^2 L_m^2}{R_e^2+\omega_s^2 L_m^2}$
输出整流	R_r：谐振支路等效阻抗的实部	$R_r=\dfrac{R_e(R_qR_e-\omega_s L_m X)^2}{(R_e^2+\omega_s^2 L_m^2)(R_q^2+X^2)}$
	R_i：谐振支路等效阻抗的虚部	$R_i=\dfrac{R_e(\omega_s L_m R_q+R_e X)^2}{(R_e^2+\omega_s^2 L_m^2)(R_q^2+X^2)}$
	k_r：副边负载折算到原边后与谐振支路的等效耦合系数实部	$k_r=\dfrac{2n(\omega_s L_m R_q+R_e X)}{\pi\sqrt{R_e^2+\omega_s^2 L_m^2}\sqrt{R_q^2+X^2}}$
	k_i：副边负载折算到原边后与谐振支路的等效耦合系数虚部	$k_i=\dfrac{2n(R_qR_e-\omega_s L_m X)}{\pi\sqrt{R_e^2+\omega_s^2 L_m^2}\sqrt{R_q^2+X^2}}$
	r：励磁支路与谐振支路电流之间的交叉耦合系数	$r=\dfrac{R_e(\omega_s L_m R_q+R_e X)(\omega_s L_m X-R_qR_e)}{(R_e^2+\omega_s^2 L_m^2)(R_q^2+X^2)}$

表 1 中：$R_{\mathrm{e}}=\dfrac{8}{\pi^2}n^2R_L$；$L_{\mathrm{e}}=L_{\mathrm{r}}+\dfrac{1}{\omega_{\mathrm{s}}^2C_{\mathrm{r}}}$；$X=\dfrac{R_{\mathrm{e}}^2\omega_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{m}}}{R_{\mathrm{e}}^2+\omega_{\mathrm{s}}^2L_{\mathrm{m}}^2}+\omega_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{r}}-\dfrac{1}{\omega_{\mathrm{s}}C_{\mathrm{r}}}$；$L_{\mathrm{r}}$、$C_{\mathrm{r}}$、$L_{\mathrm{m}}$、$R_L$ 和 C_{f} 分别为单个 LLC 拓扑的谐振电感、谐振电容、励磁电感、负载电阻和输出电容；n 为变压器一、二次绕组的匝比；ω_{s} 为开关角频率；$V_{\mathrm{Cr,r}}$、$V_{\mathrm{Cr,i}}$ 分别为谐振电容稳态时的电压实部与虚部；$I_{Lr,\mathrm{r}}$、$I_{Lr,\mathrm{i}}$ 分别为稳态谐振电流的实部与虚部；$I_{\mathrm{Lm,r}}$、$I_{Lm,\mathrm{i}}$ 分别为稳态励磁电流的实部与虚部。为了得到输入电压 $\hat{v}_{\mathrm{in}}$、输入电流 $\hat{i}_{\mathrm{g}}$、输出电压 $\hat{v}_{\mathrm{o}}$ 和输出电流 $\hat{i}_{\mathrm{o}}$ 的二端口小信号模型，根据图 2 将虚部电流 $\hat{i}_{\mathrm{t,i}}$ 使用实部电流 $\hat{i}_{\mathrm{t,r}}$、$\hat{\omega}_{\mathrm{s}}$ 和 $\hat{v}_{\mathrm{o}}$ 进行表示，得到

$$\hat{i}_{\mathrm{t,i}}=\frac{-R_{\mathrm{s}}/\gamma-r}{sL_{\mathrm{c}}+R_{\mathrm{i}}}\hat{i}_{\mathrm{t,r}}+\frac{V_{\mathrm{Cr,i}}+R_{\mathrm{s}}I_{\mathrm{Lm,r}}-\omega_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{r}}I_{Lr,\mathrm{r}}}{\gamma\omega_{\mathrm{s}}(sL_{\mathrm{c}}+R_{\mathrm{i}})}\cdot\hat{\omega}_{\mathrm{s}}-\frac{2k_{\mathrm{i}}}{sL_{\mathrm{c}}+R_{\mathrm{i}}}\hat{v}_{\mathrm{o}}\tag{1}$$

将式(1)替换图 2 中实部电路和输出整流电路的 $\hat{i}_{\mathrm{t,i}}$，并且进行合并整理，可得到 LLC 全频率范围的二端口小信号模型，如图 3 所示，其关键参数见表 2。

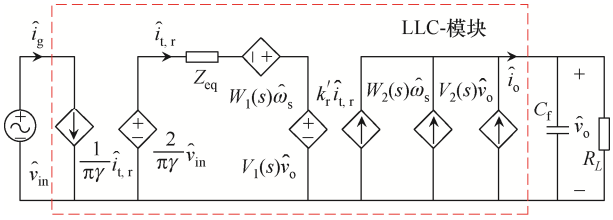


图 3 LLC 拓扑二端口小信号模型

Fig. 3 Two-port small-signal model of LLC topology

表 2 二端口 LLC 小信号模型的关键参数

Tab. 2 Key parameters of two-port small-signal model of LLC topology

模型	关键参数定义	参数表达式
谐振网络	Z_{eq}：谐振腔的等效阻抗	$Z_{\mathrm{eq}}=\dfrac{R_{\mathrm{s}}^2/\gamma^2-r^2}{sL_{\mathrm{c}}+R_{\mathrm{i}}}+sL_{\mathrm{c}}+R_{\mathrm{r}}$
	W_1：谐振腔的等效功率实部分量	$W_1(s)=\left(\dfrac{R_{\mathrm{s}}}{\gamma}-r\right)\dfrac{V_{\mathrm{Cr,i}}+R_{\mathrm{s}}I_{\mathrm{Lm,r}}-\omega_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{r}}I_{Lr,\mathrm{r}}}{(sL_{\mathrm{c}}+R_{\mathrm{i}})\gamma\omega_{\mathrm{s}}}+\dfrac{V_{\mathrm{Cr,r}}+\omega_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{r}}I_{Lr,\mathrm{i}}-R_{\mathrm{s}}I_{\mathrm{Lm,i}}}{\gamma\omega_{\mathrm{s}}}$
	V_1：谐振腔的等效电压实部分量	$V_1(s)=\dfrac{2k_{\mathrm{i}}(R_{\mathrm{s}}/\gamma-r)}{sL_{\mathrm{c}}+R_{\mathrm{i}}}+2k_{\mathrm{r}}$
输出整流	k_r'：谐振支路与励磁支路的实际耦合系数	$k_{\mathrm{r}}'(s)=k_{\mathrm{r}}-\dfrac{k_{\mathrm{i}}(R_{\mathrm{s}}/\gamma+r)}{sL_{\mathrm{c}}+R_{\mathrm{i}}}$
	W_2：谐振腔的等效功率虚部分量	$W_2(s)=\dfrac{k_{\mathrm{i}}(V_{\mathrm{Cr,i}}+R_{\mathrm{s}}I_{\mathrm{Lm,r}}-\omega_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{r}}I_{Lr,\mathrm{r}})}{(sL_{\mathrm{c}}+R_{\mathrm{i}})\gamma\omega_{\mathrm{s}}}$
	V_2：谐振腔的等效电压虚部分量	$V_2(s)=-\dfrac{2k_{\mathrm{i}}^2}{sL_{\mathrm{c}}+R_{\mathrm{i}}}$

3 输出均流控制策略的小信号模型

本文所提输出均流控制策略的控制框图如图 4 所示，其中：H_1 和 H_2 分别为输出电压和输出电流的采样比例；$G_{v\mathrm{o}}$ 和 G_{io} 分别为电压环、均流环的补偿环节；V_{co} 为频率编程单元；$\boldsymbol{H}$ 为 LLC 拓扑输出电流与角频率的关系矩阵。以此分别推导电压环和均流环的小信号模型。

3.1 输出电压环小信号模型

多个 LLC 模块进行输入串联输出并联连接后，每个模块的输入电压扰动分别为 $\hat{v}_{\mathrm{in1}},\hat{v}_{\mathrm{in2}},\cdots,\hat{v}_{\mathrm{in}N}$，输出电流扰动分别为 $\hat{i}_{\mathrm{o1}},\hat{i}_{\mathrm{o2}},\cdots,\hat{i}_{\mathrm{o}N}$，输出电压环反馈分量 $\hat{v}_{\mathrm{com}}$ 与均流环的反馈变量 $\hat{v}_{\mathrm{sh1}},\hat{v}_{\mathrm{sh2}},\cdots,\hat{v}_{\mathrm{sh}N}$ 叠加产生各个模块的工作频率。每个模块的频率变量中电压环的补偿分量是相同的，因此电压环的调整不会影响模块之间的分压，对电压环建模时每个模块的输入电压扰动 $\hat{v}_{\mathrm{in1}}=\hat{v}_{\mathrm{in2}}=\cdots=\hat{v}_{\mathrm{in}N}=0$。

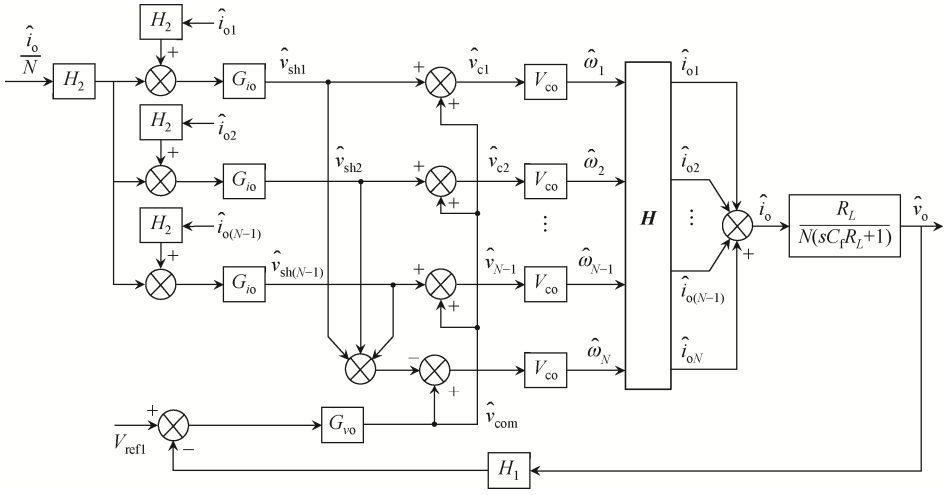


图 4　输出均流控制策略的控制框图

Fig. 4 Control block diagram of output current-sharing control strategy

为简化推导过程，选取各个模块的参数相等，系统运行于平均状态的工作点，根据图 3 列写 N 个模块的小信号方程，得

$$Z_{\mathrm{eq}}\hat{i}_{\mathrm{t},ri}-W_1(s)\hat{\omega}_{si}+V_1(s)\hat{v}_{\mathrm{o}}=0 \tag{2}$$

式中，i=1,2,…, N。

根据图 3 可推导出，每个 LLC 拓扑的谐振电流与输出电流、角频率和输出电压的关系为

$$\hat{i}_{\mathrm{t},ri}=\frac{1}{k_{\mathrm{r}}'}\hat{i}_{oi}-\frac{W_2(s)}{k_{\mathrm{r}}'}\hat{\omega}_{si}-\frac{V_2(s)}{k_{\mathrm{r}}'}\hat{v}_{\mathrm{o}} \tag{3}$$

将式(3)代入到式(2)中，整理得到输出电压、输出电流和角频率的关系表达式为

$$\begin{cases}\hat{\omega}_{\mathrm{s}1}=\dfrac{Z_{\mathrm{eq}}}{Z_{\mathrm{eq}}W_2(s)+k_{\mathrm{r}}'W_1(s)}\hat{i}_{\mathrm{o}1}+\dfrac{k_{\mathrm{r}}'V_1(s)-Z_{\mathrm{eq}}V_2(s)}{Z_{\mathrm{eq}}W_2(s)+k_{\mathrm{r}}'W_1(s)}\hat{v}_{\mathrm{o}}\\ \hat{\omega}_{\mathrm{s}2}=\dfrac{Z_{\mathrm{eq}}}{Z_{\mathrm{eq}}W_2(s)+k_{\mathrm{r}}'W_1(s)}\hat{i}_{\mathrm{o}2}+\dfrac{k_{\mathrm{r}}'V_1(s)-Z_{\mathrm{eq}}V_2(s)}{Z_{\mathrm{eq}}W_2(s)+k_{\mathrm{r}}'W_1(s)}\hat{v}_{\mathrm{o}}\\ \vdots\qquad\qquad\qquad\vdots\\ \hat{\omega}_{\mathrm{s}N}=\dfrac{Z_{\mathrm{eq}}}{Z_{\mathrm{eq}}W_2(s)+k_{\mathrm{r}}'W_1(s)}\hat{i}_{\mathrm{o}N}+\dfrac{k_{\mathrm{r}}'V_1(s)-Z_{\mathrm{eq}}V_2(s)}{Z_{\mathrm{eq}}W_2(s)+k_{\mathrm{r}}'W_1(s)}\hat{v}_{\mathrm{o}}\end{cases} \tag{4}$$

将式(4)中所有表达式相加，其中根据图 4 可得 $\hat{\omega}_{\mathrm{s}1}+\hat{\omega}_{\mathrm{s}2}+\cdots+\hat{\omega}_{\mathrm{s}N}=NV_{\mathrm{co}}\hat{v}_{\mathrm{com}}$，并且将输出电流由输出电压与阻抗的比进行替换，即 $(\hat{i}_{\mathrm{o}1}+\hat{i}_{\mathrm{o}2}+\cdots+\hat{i}_{\mathrm{o}N})=\hat{i}_{\mathrm{o}}=\dfrac{\hat{v}_{\mathrm{o}}}{R_L/[N(sC_{\mathrm{f}}R_L+1)]}$，推导化简后可得，电压环增益 T_{vo} 的表达式为

$$T_{vo}=\frac{NV_{\mathrm{co}}G_{\mathrm{vo}}H_1}{\dfrac{Z_{\mathrm{eq}}}{[k_{\mathrm{r}}'W_1(s)+Z_{\mathrm{eq}}W_2(s)]Z_{\mathrm{o}}}+\dfrac{N[k_{\mathrm{r}}'V_1(s)-Z_{\mathrm{eq}}V_2(s)]}{k_{\mathrm{r}}'W_1(s)+Z_{\mathrm{eq}}W_2(s)}} \tag{5}$$

式中：G_{vo} 为电压环的补偿器；H_1 为输出电压的采样系数。则 ISOP 系统的负载 Z_{o} 的表达式为：$Z_{\mathrm{o}}=\dfrac{R_{\mathrm{L}}}{N(sC_{\mathrm{f}}R_{\mathrm{L}}+1)}$。

3.2 输出均流环小信号模型

各个模块输出均流环产生的频率分量不同，均流环的频率扰动会引起各个模块间输入电压的调整，因此在均流环的小信号模型分析过程中，每个模块的输入电压扰动不为 0。分析过程中设 $\hat{i}_{\mathrm{c}1},\hat{i}_{\mathrm{c}2},\cdots,\hat{i}_{cN}$ 为输入电容的电流，$\hat{i}_{\mathrm{g}1},\hat{i}_{\mathrm{g}2},\cdots,\hat{i}_{\mathrm{g}N}$ 为 LLC 拓扑的输入电流。所有模块输入端串联后，每个 LLC 谐振拓扑的输入电流 $\hat{i}_{gi}$（i=1,2,…, N）与输入电容电流 $\hat{i}_{ci}$ 构成 ISOP 系统的总输入电流。在平均控制过程中，均流环的频率变量调整各个 LLC 拓扑的输入电流，进而改变各个输入电容的电流，达到调整模块输入电压的目标。根据图 3 的小信号模型，推导 LLC 谐振模块的输入电流 $\hat{i}_{gi}$ 与输出电流 $\hat{i}_{oi}$ 的关系为

$$\hat{i}_{gi}=\frac{1}{\pi\gamma}\hat{i}_{\mathrm{t},\mathrm{r}1}=\frac{1}{\pi\gamma k_{\mathrm{r}}'}\hat{i}_{oi}-\frac{W_2(s)}{\pi\gamma k_{\mathrm{r}}'}\hat{\omega}_{si}-\frac{V_2(s)}{\pi\gamma k_{\mathrm{r}}'}\hat{v}_{\mathrm{o}} \tag{6}$$

每个模块的输入电压可以由电容电流进行计

算，并代入式(6)，可得到

$$\hat{v}_{ini}=\frac{1}{sC_{in}}\hat{i}_{ci}=\frac{1}{sC_{in}}(\hat{i}_{in}-\hat{i}_{gi})=\frac{1}{sC_{in}}\hat{i}_{in}-\frac{1}{sC_{in}\pi\gamma k_r'}\cdot\hat{i}_{oi}+\frac{W_2(s)}{sC_{in}\pi\gamma k_r'}\hat{\omega}_{si}+\frac{V_2(s)}{sC_{in}\pi\gamma k_r'}\hat{v}_o \tag{7}$$

根据图 3 列写输入电压的小信号模型为

$$\frac{2}{\pi\gamma}\hat{v}_{ini}=Z_{eq}\hat{i}_{t_ri}-W_1(s)\hat{\omega}_{si}+V_1(s)\hat{v}_o \tag{8}$$

将式(3)、式(6)和式(7)代入式(8)，可得每个模块的输出电流对角频率的关系为

$$\hat{i}_{oi}=X_1(s)\hat{\omega}_{si}+X_2(s)\hat{i}_{in}+X_3(s)\hat{v}_o \tag{9}$$

式中：$X_1(s)=\dfrac{2W_2(s)/[sC_{in}(\pi\gamma)^2k_r']+Z_{eq}W_2(s)/k_r'+W_1(s)}{2/[sC_{in}(\pi\gamma)^2k_r']+Z_{eq}/k_r'}$；

$X_2(s)=\dfrac{2/(sC_{in}\pi\gamma)}{2/[sC_{in}(\pi\gamma)^2k_r']+Z_{eq}/k_r'}$；$X_3(s)=\dfrac{2V_2(s)/[sC_{in}(\pi\gamma)^2k_r']+Z_{eq}V_2(s)/k_r'-V_1(s)}{2/[sC_{in}(\pi\gamma)^2k_r']+Z_{eq}/k_r'}$。

均流环的控制目标是每个模块输出电流与参考电流的差为 0，以模块 1 为例，均流环的控制框图如图 5 所示，均流环的控制目标为 $x_i=\dfrac{\hat{i}_o}{N}-\hat{i}_{oi}$ (i=1,2,…, N)。根据图 5 和式(9)，有

$$\begin{cases}\hat{i}_{o1}=(x_1-I_{ref})G_{io}V_{co}X_1(s)+X_2(s)\hat{i}_{in}+X_3(s)\hat{v}_o\\ \hat{i}_{o2}=(x_2-I_{ref})G_{io}V_{co}X_1(s)+X_2(s)\hat{i}_{in}+X_3(s)\hat{v}_o\\ \quad\vdots\\ \hat{i}_{oN}=-G_{io}V_{co}X_1(s)[x_1+\cdots+x_{N-1}-(N-1)I_{ref}]+\\ \quad X_2(s)\hat{i}_{in}+X_3(s)\hat{v}_o\end{cases} \tag{10}$$

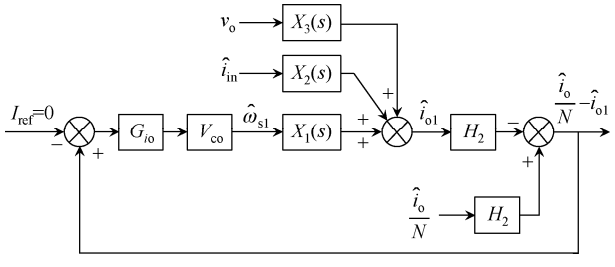


图 5 均流环的控制框图

Fig. 5 Control block diagram of current-sharing loop

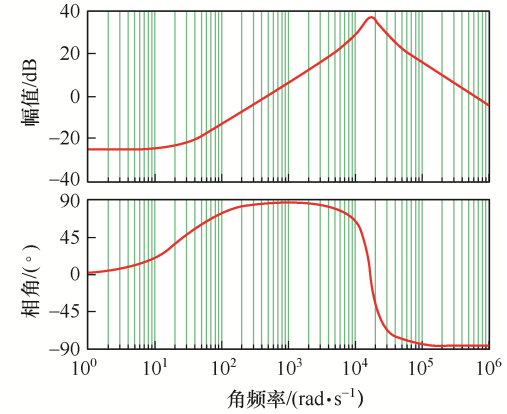
对均流环 1 的控制目标 x_1 进行展开，可得

$$x_1=\left[\frac{1-N}{N}\hat{i}_{o1}+\frac{1}{N}(\hat{i}_{o2}+\hat{i}_{o3}+\cdots+\hat{i}_{oN})\right]H_2 \tag{11}$$

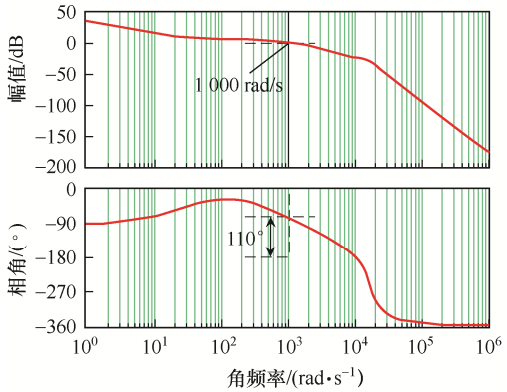
将式(10)代入式(11)中，可以推导得到均流环的增益表达式为

$$T_{io}=-G_{io}V_{co}X_1(s)H_2 \tag{12}$$

为了验证本文提出的控制策略，设计一个 ISOP 连接的组合系统，由 2 个 LLC 谐振变换器组成。每个 LLC 拓扑的输入电压为 100~130 V(额定输入 120 V)，额定输出电压为 20 V，满载电流为 4 A。LLC 模块中谐振电感为 15 μH，励磁电感为 40 μH，谐振电容为 154 nF，变压器匝比 3:1:1，输入电容为 20 μF，输出电容为 150 μF。代入参数后，在额定工作点计算 2 个模块构成的 ISOP 系统电压环传递函数，是一个典型的双极点系统，设计电压环的补偿器为 $G_{vo}=1\,000/s$，补偿后额定工作点电压环的穿越角频率为 2 100 rad/s，相角裕度 90°。未补偿与补偿后的均流环 Bode 图如图 6 所示。在额定工作点将 2 个 LLC 模块的参数代入式(12)，设



(a) 未补偿的均流环Bode图



(b) 补偿后的均流环Bode图

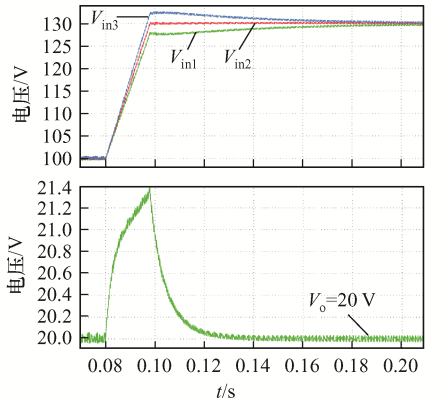
图 6 未补偿与补偿后的均流环 Bode 图

Fig. 6 Bode plots of current-sharing loop with and without compensation

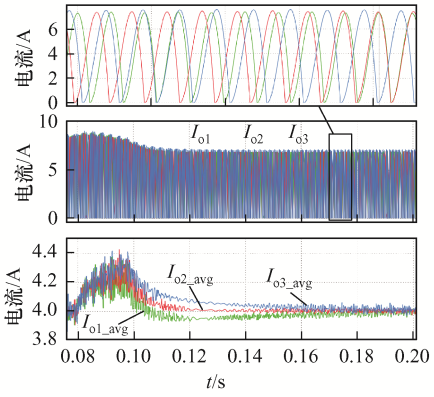
置补偿器 G_{io}=1，采样环节 H_2=1，则未补偿的均流环 Bode 图如图 6(a)所示。从图中能看到，均流环具有 1 个低频零点和 2 个极点，可设计补偿器由一个纯积分器级联极点补偿器构成，即 $G_{io}=1\,200/[s(0.001\,6s+1)]$，纯积分器消除环路稳态误差，极点补偿环路原本具有的零点环节。输出电流包含平均滤波采样环节 H_2，滤波时间常数为 0.002 s，补偿后均流环的穿越角频率 1 000 rad/s，相角裕度 110°，如图 6(b)所示。

4　仿真分析

根据上文设计的单个 LLC 变换器，在 PLECS 软件中搭建了 3 个 LLC 构成的 ISOP 系统，采用提出的均流控制策略，设置模块的 L_r 参数之间具有 10%的误差(13.5 μH，15.0 μH，16.5 μH)，仿真多个模块的均压均流情况，仿真波形如图 7 所示。ISOP 系统总输入电压在 300 V 和 390 V 之间阶跃，3 个模块的输入电压经过近 0.08 s 的时间后进入稳定平均状态，输出电压的超调为 1.4 V(7%)，调整时间为 0.02 s。在该工况下输出均流仿真波形如图 7(b)所示，分别为 3 个模块的输出电流 I_{o1}、I_{o2} 和 I_{o3} 以及滤波后的平均电流 I_{o1_avg}、I_{o2_avg} 和 I_{o3_avg}，各个模块的输出电流经过短暂的调整后达到平均状态。测试结果表明提出的控制策略应用在 3 个模块的 ISOP 系统也具有较好的平均效果。



(a)输入电压及输出电压



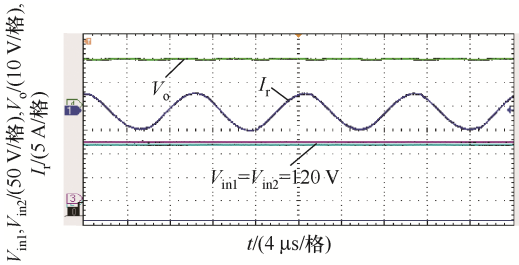
(b)输出电流

图 7　具有 3 个模块的 ISOP 系统的仿真波形

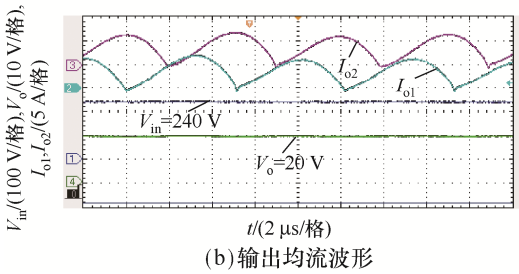
Fig. 7 Simulation waveforms of ISOP system with three modules

5　实验验证

本文搭建具有 2 个 LLC 模块的 ISOP 系统样机，其中单个 LLC 模块的参数与上文相同，测试提出的控制策略。图 8 为输入 240 V、输出满载时的稳态测试波形，在稳态输入 200~260 V、输出 20 V 满载范围系统均能平均稳定运行，从图中可看到模块间的输入电压和输出电流几乎均分别相等。在该输入电压范围内使用万用表测试 2 个模块的稳态输入均压误差在 0.4~1.5 V 之间，该误差主要受到以下 3 个因素影响：



(a)输入均压波形



(b)输出均流波形

图 8　ISOP 系统的稳态测试波形

Fig. 8 Steady-state test waveforms of ISOP system

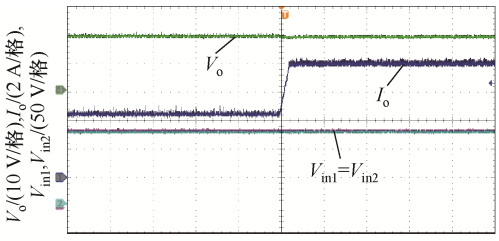
(1)提出的控制策略是通过控制各个模块的频率实现输出平均电流相等这一目标，当 2 个模块效

率相等时，输入电压相等，因此稳态的输入均压误差首先受到模块间效率差别的影响；

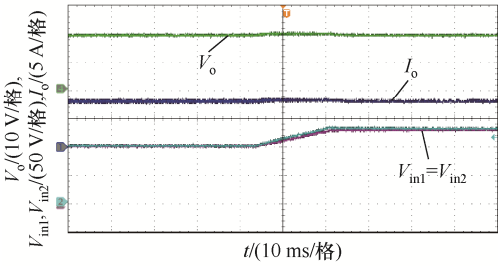
(2)输出电流进行采样时采样电阻的误差、采样电路的误差会影响均流误差及输入均压误差；

(3)控制电路调整每个模块的频率，补偿模块间的差异达到平衡，当 LLC 工作在高频段，增益小于 1 的区间，增益曲线较平频率对增益的调整不明显，会使在该区间段的均压误差较增益大于 1 的区间略大。

图 9 为当输入电压动态阶跃、负载动态阶跃时的测试结果。当输入电压和输出负载阶跃时，测试输入电压和输出电流的波形。测试结果表明，切换过程中 2 个 LLC 模块能够平均稳定运行。图 9(a)为负载阶跃测试波形，在输入电压最高 260 V，输出电流在半载 4 A 到满载 8 A 之间切换。从图(a)中可看到，在切换过程中输出电压 V_o 和 2 个模块的输入电压 V_{in1} 和 V_{in2} 几乎不受影响。图 9(b)为负载满载的条件下，输入电压在 200 V 和 260 V 之间切换。由图(b)可见，阶跃过程中，系统的输出电流和输出电压几乎均没有变化，同时 2 个模块的功率也能较好地平均。稳态和动态的测试结果表明提出的输出均流控制策略能够实现 DC-DC 模块 ISOP 连接的平均运行。



(a)输出负载在50%和100%阶跃



(b)输入电压在200 V和260 V阶跃

图 9 ISOP 系统的动态测试波形

Fig. 9 Dynamic test waveforms of ISOP system

6 结语

为解决 DC-DC 模块 ISOP 连接后运行不平均的问题，本文提出一种输出均流控制策略，实现模块间的精确均流。首先推导了 LLC 拓扑全频率段的小信号模型，基于此建立由 LLC 拓扑构成的 ISOP 系统电压环和均流环的控制环路模型，合理设计电压环和均流环的补偿器；然后搭建由 2 个 LLC 谐振拓扑构成的 ISOP 实验样机，测试系统的稳态特性和动态特性，实验结果表明提出的控制方法具有较好的输出特性和平均特性。

参考文献：

[1] 余伟臣, 高明, 干方宇, 等. 基于组合双重移相的双有源桥 DC-DC 变换器电流应力优化控制[J]. 电源学报, 2025, 23(2): 21-30.
Yu Weichen, Gao Ming, Gan Fangyu, et al. Optimal control of current stress of dual-active-bridge DC-DC converter based on combined dual-phase-shifting [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(2): 21-30. (in Chinese)

[2] Giri R, Choudhary V, Ayyanar R, et al. Common-duty-ratio control of input-series connected modular DC-DC converters with active input voltage and load-current sharing [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 42(4): 1101-1111.

[3] Choudhary V, Ledezma E, Ayyanar R, et al. Fault tolerant circuit topology and control method for input-series and output-parallel modular DC-DC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(1): 402-411.

[4] Liu Fei, Zhou Guangjun, Ruan Xinbo, et al. An input-series-output-parallel converter system exhibiting natural input-voltage sharing and output-current sharing [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(2): 1166-1177.

[5] 陈武, 王广江, 阮新波. 基于输出电压上翘特性的串-并型组合变换器无互联均压控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(10): 188-194.
Chen Wu, Wang Guangjiang, Ruan Xinbo. Input voltage

sharing control strategy for ISOP converter without interconnection based on positive output voltage gradient method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(10): 188-194. (in Chinese)

[6] 史旭, 刘雪山, 周群, 等. 基于无源均流的谐振式无桥型 Boost LED 驱动电源[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 369-377.
Shi Xu, Liu Xueshan, Zhou Qun, et al. Resonant bridgeless boost LED driver based on passive current balancing [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 369- 377. (in Chinese)

[7] Chen Wu, Jiang Xiaojian, Cao Wu, et al. A fully modular control strategy for input-series output-parallel (ISOP) inverter system based on positive output-voltage- amplitude gradient [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 2878-2887.

[8] Shu Liangcai, Chen Wu, Jiang Xiaojian. Decentralized control for fully modular input-series output-parallel (ISOP) inverter system based on the active power inverse-droop method [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 7521-7530.

[9] Ma Dajun, Chen Wu, Ruan Xinbo. A review of voltage/current sharing techniques for series-parallel- connected modular power conversion systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 12383- 12400.

[10] Meng Tao, Song Yilin, Wang Zhongxian, et al. Investigation and implementation of an input-series auxiliary power supply scheme for high-input-voltage low-power applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 437-447.

[11] 张捷频, 刘建强, 杨景熙, 等. 输入串联输出并联变换器的控制器设计及稳定性分析方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(17): 180-188.
Zhang Jiepin, Liu Jianqiang, Yang Jingxi, et al. Controller design and stability analysis method for input-series-output-parallel converters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(17): 180-188. (in Chinese)

[12] Wang Yu, Guan Yuanpeng, Fosso O B, et al. An input-voltage-sharing control strategy of input-series-output-parallel isolated bidirectional DC/DC converter for DC distribution network [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 1592-1604.

[13] Sha Deshang, Guo Zhiqiang, Liao Xiaozhong. Cross-feedback output-current-sharing control for input-series-output-parallel modular DC–DC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(11): 2762-2771.

[14] 李林柘, 邹旻洋, 吴京驰, 等. 基于周期组合序列调制的三电平双有源桥均压策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 514-524.
Li Linzhe, Zou Minyang, Wu Jingchi, et al. The voltage balance scheme of three level-dual active bridge based on cycle combination sequence modulation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(2): 514-524. (in Chinese)

[15] Jaritz M, Rogg T, Biela J. Analytical modeling and controller design of a modular series parallel resonant converter system for a solid state 2.88-MW/115-kV long pulse modulator [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 9047-9063.

[16] Choi S W, Lee J M, Lee J Y. High-efficiency portable welding machine based on full-bridge converter with ISOP-connected single transformer and active snubber [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(8): 4868-4877.

[17] Li Wuhua, Jiang Qun, Mei Ye, et al. Modular multilevel DC/DC converters with phase-shift control scheme for high-voltage DC-based systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 99-107.

[18] 王仁龙, 李永建, 李珊瑚, 等. 双有源桥变换器电流应力优化的双重移相调制方式[J]. 电源学报, 2023, 21(1): 35-44.
Wang Renlong, Li Yongjian, Li Shanhu, et al. Improved dual phase-shift modulation mode based on current stress optimization of dual active bridge DC-DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(1): 35-44. (in Chinese)

[19] Zhou Guangjun, Ruan Xinbo, Wang Xuehua. Input voltage feed-forward control strategy for cascaded DC/DC converters with wide input voltage range [C]//2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia). Hefei, China: IEEE, 2016: 603-608.

[20] Liu Fei, Ruan Xinbo, Huang Xinze, et al. Second harmonic current reduction for two-stage inverter with DCX-LLC resonant converter in front-end DC–DC converter: Modeling and control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 4597-4609.

[21] Tian Shuilin, Lee F C, Li Qiang. Equivalent circuit modeling of LLC resonant converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8833-8845.

[22] Tian Shuilin, Lee F C, Li Qiang. A simplified equivalent circuit model of series resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(5): 3922-3931.



曲璐

作者简介：

曲璐(1988—)，女，通信作者，博士，讲师。研究方向：电力电子与电力传动、车载电源、DC/DC 变换器的组合技术。E-mail：2020000165@sziit.edu.cn。

刘贺(1989—)，女，博士研究生，讲师。研究方向：电力电子与电气传动。E-mail：liuhe_power@163.com。

佟强(1982—)，男，博士研究生，讲师。研究方向：电力电子与电气传动。E-mail：83295627@qq.com。

(责任编辑：陈国珍)



公益广告来源：文明上海