

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.240753

# 基于解耦模型预测控制的三相交错并联三电平 DC-DC 变换器均流控制策略

孙曙光, 徐永海, 袁 敬, 宋昕一, 陈怡薇

(华北电力大学电气与电子工程学院, 北京 102206)

**摘要:** 针对三相交错并联三电平 DC-DC 变换器相间电流易受参数失配影响而不均衡的问题, 提出一种基于解耦模型预测控制的均流控制策略。基于虚拟电压源对变换器进行拓扑等效, 建立了变换器的平均状态方程。在此基础上, 引入扩张状态观测器补偿相间电流差值中的耦合扰动, 并基于控制环路的解耦关系提出一种具有间接控制变量与归一化代价函数的解耦模型预测控制。所提均流控制策略通过多控制环节的独立寻优, 在实现变换器相间均流的同时可兼顾输入电压均压与平均输出电流跟踪的控制目标。同时, 对解耦电流内环进行降阶等效, 简化电压外环控制参数设计。最后, 通过实验验证了所提均流控制策略的有效性。

**关键词:** 三相交错并联三电平 DC-DC 变换器; 均流; 扩张状态观测器; 解耦模型预测控制; 降阶等效

## Current sharing control strategy for three-phase interleaved three-level DC-DC converters based on decoupled model predictive control

SUN Shuguang, XU Yonghai, YUAN Chang, SONG Xinyi, CHEN Yiwei

(School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

**Abstract:** A current sharing control strategy based on decoupled model predictive control (MPC) is proposed to address the issue of unbalanced phase current in three-phase interleaved parallel three-level DC-DC converters caused by parameter mismatches. Based on the topological equivalence of the converter using a virtual voltage source, the average state equation of the converter is established. An extended state observer is introduced to compensate for the coupling disturbance in the inter-phase current differences. Based on the decoupled nature of the control loops, a decoupled MPC approach with indirect control variables and normalized cost function is proposed. The proposed current sharing control strategy can take into account the control objectives of input voltage sharing and average output current tracking while realizing the inter-phase current sharing of the converter through independent optimization of multiple control links. Furthermore, the reduced-order equivalence of the decoupled inner current loop simplifies the design of the outer voltage loop control parameters. Finally, the effectiveness of the proposed current sharing control strategy is verified through experiments.

This work is supported by the National Key Research and Development Program of China (No. 2021YFB2601403).

**Key words:** three-phase interleaved parallel three-level DC-DC converter; current sharing; extended state observer; decoupled model predictive control; reduced-order equivalence

## 0 引言

随着新能源发电与储能技术的快速发展, 直流微网与储能系统的功率等级逐渐提高。典型的直流微网系统中采用共直流母线结构, 使用了较多的

DC-DC 变换器连接储能系统与直流母线<sup>[1-3]</sup>。由于储能系统平抑功率波动需要较大的容量, 因此大功率双向 DC-DC 变换器逐步成为研究热点<sup>[4-8]</sup>。

为了提高双向 DC-DC 变换器的功率等级, 文献[9]设计了基于 SiC 器件的交错并联三电平 DC-DC 变换器, 满载效率达到 99.16%。该拓扑结合了交错并联与三电平技术的优势, 具有提升变换器功率与

**基金项目:** 国家重点研发计划项目资助 (2021YFB2601403)

减小开关管电压应力的优点<sup>[8-10]</sup>, 适用于在直流微网中连接高压直流母线与新能源发电系统、储能设备及充电桩等, 实现大功率的能量传输。此外, 在电池储能系统中, 电池浮地, 无需强制隔离, 该变换器的非隔离型拓扑结构具有低成本的优势, 因而受到广泛青睐。但由于各桥臂的开关器件制造及寄生参数等差异, 变换器存在相间电流不平衡与电容电压不平衡的问题<sup>[11-18]</sup>。

近年来, 国内外学者为解决相间均流问题提出了多种控制策略。下垂均流法通过改变每一相的输出阻抗实现相间均流, 使各相的电压-电流外特性斜率改变达到均衡电流的目的<sup>[11-13]</sup>。文献[11]提出了一种改进电压外环下垂控制以提高电压外环响应速度。下垂均流法虽易于实现, 但均流效果与电压调节的矛盾难以解决。因此除下垂均流法外, 还有主从均流法<sup>[14]</sup>、平均均流法<sup>[15]</sup>, 但这两种均流方法涉及到了较多的控制环路, 可能会引起系统失稳。因此, 文献[16]从均流原理出发, 推导了非基准相的补偿占空比, 但该方法涉及到了寄生电阻的测量, 实际应用较为困难。文献[17]利用输出电容电压纹波推导各相电流大小, 根据各相电流差异调整占空比, 但该方法对负载变化敏感且计算复杂。文献[18]根据电容电荷平衡原理, 分析得到相邻相满足相位差要求即可实现均流, 但只适用于占空比大于 0.5 的工况。文献[19]提出一种双有源桥(dualactive bridge, DAB)变换器逐级自动均流的方法。文献[20]分析得出交错并联双向 DC-DC 变换器工作在临界导通模式下具有自动均流的特性, 通过改变开关频率控制谷值电流, 实现均衡目标, 但变频控制较为复杂。

此外, 在三电平 DC-DC 变换器中, 需要对分压电容进行均压控制。文献[21]针对单相三电平拓扑结构, 提出了一种通过改变驱动信号移相角平衡输入电压的均压方法, 但难以应用于交错并联结构。文献[22]在分析飞跨电容三电平电路平均状态方程的基础上, 将均压环节等效为积分控制对象, 引入比例控制进行均压, 但其工作原理依靠飞跨电容结构, 不适用于串联电容拓扑。文献[23]提出了串联电容三电平 DC-DC 变换器的无传感器自动均压控制方法, 通过改变开关频率使变换器运行在临界导通状态, 实现电压自均衡, 但对电感电流纹波有一定要求。

交错并联三电平 DC-DC 变换器由于拓扑结构的特殊性, 稳态运行时需要保证串联电容均压、各相桥臂均流。为此, 文献[24]通过改变移相角、调整变换器的工作模态抵消流入直流母线电容中点的电流, 但需根据负载大小改变载波移相角。文献[25]

提出了一种功率均衡解耦控制方法, 通过对输入电流的倍频采样减少了传感器的使用。文献[26]提出了一种三相交错并联三电平 DC-DC 变换器的零电压软开关(zero-voltage switching, ZVS)控制, 通过变频控制使变换器工作在近似临界导通模式, 从而实现了自动均压、均流, 但难以应用于电感电流连续导通模式。

针对三相交错并联三电平 DC-DC 变换器的电流不平衡问题, 本文提出一种基于解耦模型预测控制的均流策略。首先, 基于虚拟电压源对拓扑进行等效并建立数学模型, 得到影响相间电流均衡的主要因素是电压偏移与参数失配; 其次, 引入扩张状态观测器(extended state observer, ESO)补偿耦合扰动, 实现均流控制环节的解耦, 并提出基于间接控制变量与归一化代价函数的解耦模型预测控制进行多控制环节独立寻优, 同时实现均流、均压和平均输出电流跟踪的控制目标; 最后, 通过 DC-DC 变换器样机对所提均流策略进行了验证。

## 1 变换器建模与电感电流分析

三相交错并联三电平 DC-DC 变换器的拓扑结构如图 1 所示。该变换器包括高压侧输入端分压电容  $C_{b1}$ 、 $C_{b2}$ , 每相桥臂电感  $L_1 \sim L_6$  及其等效电阻  $r_{L1} \sim r_{L6}$ , 输出稳压电容  $C_o$ ,  $V_{in}$  为变换器输入电压,  $I_{in}$  为输入电流。

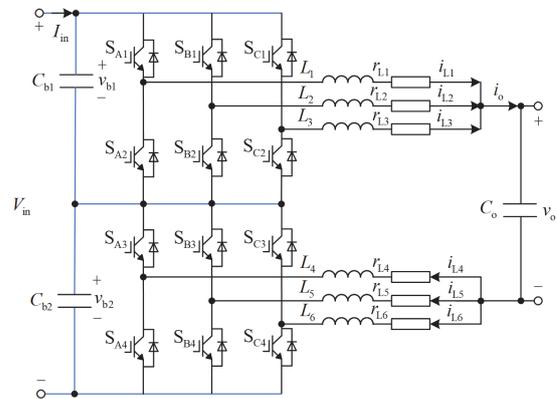


图 1 三相交错并联三电平 DC-DC 变换器拓扑

Fig. 1 Topology of the interleaved three-phase three-level DC-DC converter

变换器的每一相都可以视作上下两个半桥组成, 每个半桥由主控开关管及其互补开关管组成。以 A 相为例, 变换器运行在 Buck 模式下  $S_{A1}$  和  $S_{A4}$  为主控开关管, Boost 模式下  $S_{A2}$  和  $S_{A3}$  为主控开关管, 以下分析基于 Buck 模式。

同一桥臂开关管  $S_{A1}$  与  $S_{A4}$  载波之间移相  $180^\circ$ ,

同时, 上半部分三相主控开关管  $S_{A1}$ 、 $S_{B1}$ 、 $S_{C1}$  为交错并联结构, 载波相互移相  $120^\circ$ , 图 2 为平均占空比  $4/6 < D < 5/6$  时的载波和各开关管的驱动信号。

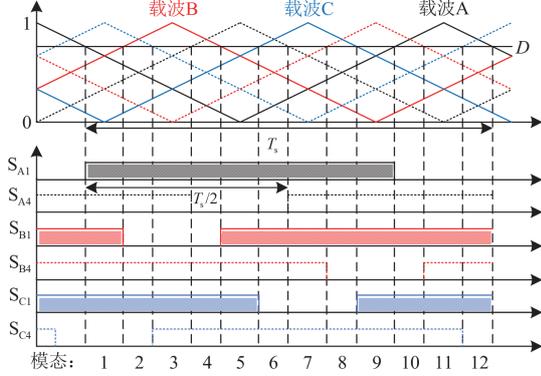


图 2 单个开关周期内的载波与驱动信号

Fig. 2 Carrier and driving signals for one switching cycle

图 2 中,  $T_s$  表示变换器的开关周期, 单个周期内 6 个主控开关管根据导通和关断状态的不同, 共组成了 12 种变换器运行模态。然而, 由于拓扑上下两部分相互影响, 基于变换器的 12 种开关组合分析电路运行模态非常困难。为此, 在输入电容中点与输出电容中点间引入虚拟电压源  $V_{GO}$ , 等效拓扑如图 3 所示<sup>[27]</sup>, 其中  $v_o$  为输出电压,  $i_{L1} - i_{L6}$  为电感电流。

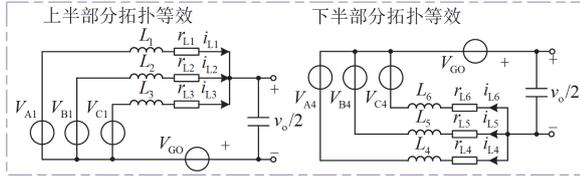


图 3 等效拓扑

Fig. 3 Equivalent topology

图 3 中开关管半桥以受控电压源  $V_{A1}$ 、 $V_{A4}$  等表示 ( $V_{A1} = S_{A1}v_{b1}$ 、 $V_{A4} = S_{A4}v_{b2}$ ), 其中  $v_{b1}$ 、 $v_{b2}$  为电容  $C_{b1}$ 、 $C_{b2}$  两端电压,  $S_{A1}$ 、 $S_{A4}$  为开关管  $S_{A1}$ 、 $S_{A4}$  的驱动信号。由电感电流  $i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} = i_{L4} + i_{L5} + i_{L6}$  在等效前后保持不变, 可以得到

$$\Delta V_{L1} + \Delta V_{L2} + \Delta V_{L3} = \Delta V_{L4} + \Delta V_{L5} + \Delta V_{L6} \quad (1)$$

基于 KCL 方程,  $\Delta V_{L1} = V_{A1} - (v_o/2 + V_{GO})$ ,  $\Delta V_{L4} = V_{A4} - (v_o/2 - V_{GO})$ , 其余项同理, 代入式(1)可求得  $V_{GO}$  如式(2)所示。

$$V_{GO} = \frac{(S_{A1} + S_{B1} + S_{C1})v_{b1} - (S_{A4} + S_{B4} + S_{C4})v_{b2}}{6} \quad (2)$$

对照图 2 所示驱动信号, 得到对应的虚拟电压源  $V_{GO}$  波形如图 4 所示。

图 4 所示  $V_{GO}$  波形在单个开关周期内同样有 12

个模态。 $V_{GO}$  相当于等效了一半拓扑, 在其作用下作出  $i_{L1}$  的波形, 与文献[26]直接分析方法得到的波形一致, 验证了虚拟电压源  $V_{GO}$  等效的准确性。

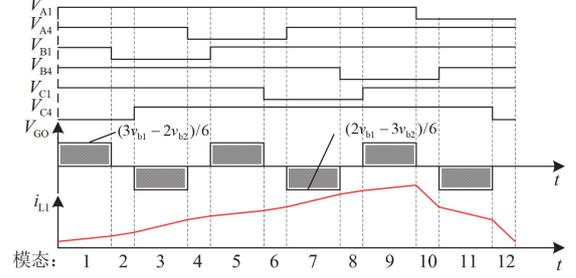


图 4 单个开关周期内  $V_{GO}$  波形

Fig. 4  $V_{GO}$  waveform within a single switching cycle

在  $V_{GO}$  等效简化的基础上, 可分别对电路的上、下拓扑进行建模。以模态 1 的上半部分拓扑为例, 选取状态变量  $\mathbf{x} = [i_{L1} \ i_{L2} \ i_{L3} \ v_{b1} \ v_{b2} \ v_o]^T$ , 输入变量  $\mathbf{u} = [I_{in}]$ , 该模态电路状态方程如式(3)所示。

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u} \quad (3)$$

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} a_1 & b_1 \\ c_1 & d_1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{B}_1 = [0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0]^T \quad (5)$$

其中, 系数矩阵  $\mathbf{A}_1$  中的元素分别为

$$\mathbf{a}_1 = \text{diag}(-r_{L1}/L_1 \ -r_{L2}/L_2 \ -r_{L3}/L_3)$$

$$\mathbf{b}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{2L_1} & \frac{1}{3L_1} & -\frac{1}{2L_1} \\ \frac{1}{2L_2} & \frac{1}{3L_2} & -\frac{1}{2L_2} \\ \frac{1}{2L_3} & \frac{1}{3L_3} & -\frac{1}{2L_3} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{c}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{b1}} & \frac{1}{C_{b1}} & -\frac{1}{C_{b1}} \\ -\frac{i_{L4}}{C_{b2}} & -\frac{i_{L5}}{C_{b2}} & 0 \\ \frac{1}{C_o} & \frac{1}{C_o} & \frac{1}{C_o} \end{bmatrix} \quad \mathbf{d}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/(RC_o) \end{bmatrix}$$

由图 2 可知, 模态 1 在一个周期中持续时间为  $T_1 = T_s(d_1/2 + d_2/2 - 2/3)$ ,  $d_1$ 、 $d_2$  分别为  $S_{A1}$ 、 $S_{B1}$  的占空比。联立其余各模态的电路状态方程和持续时间, 可得到变换器的平均状态方程如式(6)所示。

$$\frac{d}{dt} \langle \mathbf{x} \rangle_{T_s} = \mathbf{A} \langle \mathbf{x} \rangle_{T_s} + \mathbf{B} \mathbf{u} \quad (6)$$

式中:  $\langle \cdot \rangle_T$  表示单个周期内的变量均值; 系数矩阵  $A$  和  $B$  分别为

$$A = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$B = [0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0]^T \quad (8)$$

其中, 系数矩阵  $A$  中的元素为

$$\begin{aligned} a &= \text{diag}(-r_{L1}/L_1 \quad -r_{L2}/L_2 \quad -r_{L3}/L_3) \\ b &= \begin{bmatrix} \frac{5d_1 - d_2 - d_3}{6L_1} & \frac{d_4 + d_5 + d_6}{6L_1} & -\frac{1}{2L_1} \\ \frac{5d_2 - d_1 - d_3}{6L_2} & \frac{d_4 + d_5 + d_6}{6L_2} & -\frac{1}{2L_2} \\ \frac{5d_3 - d_1 - d_2}{6L_3} & \frac{d_4 + d_5 + d_6}{6L_3} & -\frac{1}{2L_3} \end{bmatrix} \\ c &= \begin{bmatrix} -\frac{d_1}{C_{b1}} & -\frac{d_2}{C_{b1}} & -\frac{d_3}{C_{b1}} \\ \frac{d_4 i_{L4}}{C_{b2}} & \frac{d_5 i_{L5}}{C_{b2}} & \frac{d_6 i_{L6}}{C_{b2}} \\ \frac{1}{C_o} & \frac{1}{C_o} & \frac{1}{C_o} \end{bmatrix} \quad d = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/(RC_o) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

式中:  $d_3$  为  $S_{C1}$  的占空比;  $d_4$ 、 $d_5$ 、 $d_6$  分别为  $S_{A4}$ 、 $S_{B4}$ 、 $S_{C4}$  的占空比。在平均状态方程中引入状态变量和占空比的小信号扰动, 保留直流分量, 得到直流方程(A相)为

$$\begin{cases} \frac{V_{b1}(5D_1 - D_2 - D_3)}{6} + \frac{V_{b2}(D_4 + D_5 + D_6)}{6} = \frac{V_o}{2} + I_{L1}r_{L1} \\ \frac{V_{b2}(D_1 + D_2 + D_3)}{6} + \frac{V_{b1}(5D_4 - D_5 - D_6)}{6} = \frac{V_o}{2} + I_{L4}r_{L4} \end{cases} \quad (9)$$

式中:  $D_1$ — $D_6$ 、 $V_{b1}$  和  $V_{b2}$ 、 $V_o$ 、 $I_o$ 、 $I_{L1}$  和  $I_{L4}$  分别为占空比  $d_1$ — $d_6$ 、输入电压  $v_{b1}$  和  $v_{b2}$ 、输出电压  $v_o$ 、输出电流  $i_o$ 、电感电流  $i_{L1}$  和  $i_{L4}$  的直流分量。联立三相的直流方程, 可得

$$\begin{cases} I_{L1} = \frac{V_{b1}[r_{L2}(D_1 - D_3) + r_{L3}(D_1 - D_2)] + I_o r_{L2} r_{L3}}{r_{L1}r_{L2} + r_{L1}r_{L3} + r_{L2}r_{L3}} \\ I_{L4} = \frac{V_{b2}[r_{L5}(D_4 - D_6) + r_{L6}(D_4 - D_5)] + I_o r_{L5} r_{L6}}{r_{L4}r_{L5} + r_{L4}r_{L6} + r_{L5}r_{L6}} \end{cases} \quad (10)$$

式(10)表明, 电感电流的稳态值不仅会受到自身相及其他相等效电阻失配、不同半桥占空比的影响, 还会受到输入侧电压偏移的影响, 即输入侧不均压会影响相间电流均衡。

## 2 基于解耦模型预测控制的均流控制策略

基于式(6)中变换器的平均状态方程, 以相间均

流和输入侧均压控制目标为导向, 选取相间电流差值与输入电压差值为分析变量。均流的控制目标为  $i_{L1} - i_{L3}$  和  $i_{L4} - i_{L6}$  的分别均流, 对任意两相电流的微分方程作差, 结果如式(11)所示。

$$L_i \frac{di_{L_i}}{dt} - L_j \frac{di_{L_j}}{dt} = v_b(d_i - d_j) - r_{L_i}i_{L_i} + r_{L_j}i_{L_j} \quad (11)$$

式中:  $i = 1, 2, 3$  or  $4, 5, 6$ ,  $j = 1, 2, 3$  or  $4, 5, 6$ ,  $i \neq j$ ,  $v_b$  在上、下拓扑中分别对应  $v_{b1}$ 、 $v_{b2}$ 。均压控制目标为输入电压  $v_{b1}$  和  $v_{b2}$  差值为 0, 对式(6)中  $v_{b1}$ 、 $v_{b2}$  的微分方程作差得到

$$C_{b1} \frac{dv_{b1}}{dt} - C_{b2} \frac{dv_{b2}}{dt} = -(i_{L1}d_1 + i_{L2}d_2 + i_{L3}d_3 - i_{L4}d_4 - i_{L5}d_5 - i_{L6}d_6) \quad (12)$$

首先考虑理想情况下变换器电感参数、电感等效电阻、电容参数相等, 即:  $L_i = L$ ,  $r_{L_i} = r_L$  ( $i = 1, 2, \dots, 6$ ),  $L$ 、 $r_L$  分别为电感及其等效电阻的标称值;  $C_{b1} = C_{b2} = C_b$ ,  $C_b$  为电容的标称值。

在此无偏差模型下, 式(11)和式(12)中状态变量与占空比组合对应关系如图 5 所示。

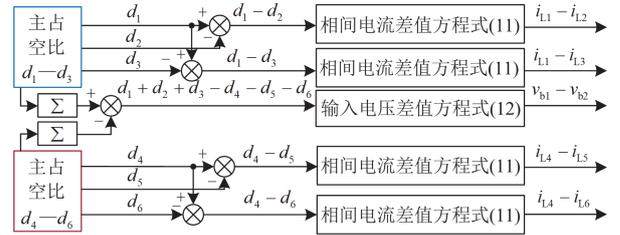


图 5 控制目标与占空比组合关系

Fig. 5 Relationship between control objectives and duty cycle combination

图 5 表明在理想状态下, 相间电流差值与输入电压差值仅与对应占空比差值的组合有关, 调整占空比可改变均衡程度。实际情况下不可避免地出现电感  $L_i$  及其等效电阻  $r_{L_i}$  参数失配。

### 2.1 基于 ESO 的控制环路解耦

#### 2.1.1 基于 ESO 的均流控制解耦

为解决元件参数误差的非理想模型不均流问题, 提出采用 ESO 补偿均流模型中的输入电压偏移和参数失配扰动。定义  $i_{L1-2} = i_{L1} - i_{L2}$ ,  $d_{1-2} = d_1 - d_2$ , 电流差值模型  $i_{L1-2}$  动态方程如式(13)所示。

$$\dot{i}_{L1-2} = b_0 d_{1-2} + F \quad (13)$$

式中:  $b_0$  表示均流系统状态增益  $b$  的估计值,  $b = v_{b1}/L$ ;  $F$  表示各元件参数误差与输入电压偏移等不确定因素构成的耦合扰动项。其定义如式(14)所示。

$$\begin{cases} b_0 = \frac{V_b}{L} \\ F = \frac{(v_b - V_b) - r_{L1}i_{L1} + r_{L2}i_{L2} - \Delta L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + \Delta L_2 \frac{di_{L2}}{dt}}{L} \end{cases} \quad (14)$$

式中: 输入电压  $V_b = V_{in}/2$ ; 电感参数误差  $\Delta L_1 = L_1 - L$ ,  $\Delta L_2 = L_2 - L$ ;  $F$  作为耦合扰动项, 可通过 ESO 进行估计。根据微分方程的一阶表达式, 设计二阶 ESO 如式(15)所示。

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + b_0 d_{1-2} + \beta_1 (i_{L1-2} - z_1) \\ \dot{z}_2 = \beta_2 (i_{L1-2} - z_1) \end{cases} \quad (15)$$

式中:  $z_1$ 、 $z_2$  分别表示 ESO 计算得到的  $i_{L1-2}$  观测值及耦合扰动  $F$  观测值;  $\beta_1$ 、 $\beta_2$  表示观测器增益系数。由李雅普诺夫稳定性原理, 式(15)观测器的特征方程可表示为

$$\lambda(s) = s^2 + \beta_1 s + \beta_2 = (s + \omega_0)^2 \quad (16)$$

式中:  $\omega_0$  为观测器带宽。为使观测器保持稳定, 令特征根始终保持在负半轴, 因此将观测器增益系数设计为

$$\begin{cases} \beta_1 = 2\omega_0 \\ \beta_2 = \omega_0^2 \end{cases} \quad (17)$$

在此基础上, 提出基于 ESO 的模型预测控制 (model predictive control, MPC) 策略求解均流控制变量  $d_{1-2}$ , 对式(15)所示的 ESO 进行离散化, 采用前向欧拉法差分公式, 结果如式(18)所示。

$$\begin{cases} z_1^{(k+1)} = z_1^{(k)} + T_z z_2^{(k)} + T_z b_0 d_{1-2}^{(k)} + T_z \beta_1 [i_{L1-2}^{(k)} - z_1^{(k)}] \\ z_2^{(k+1)} = z_2^{(k)} + T_z \beta_2 [i_{L1-2}^{(k)} - z_1^{(k)}] \end{cases} \quad (18)$$

式中:  $z_1^{(k+1)}$ 、 $z_1^{(k)}$  分别为下一时刻和当前时刻相间电流差值  $i_{L1-2}^{(k)}$  的观测值;  $z_2^{(k+1)}$ 、 $z_2^{(k)}$  分别为下一时刻和当前时刻耦合扰动项  $F$  的观测值;  $T_z$  表示控制周期。

对式(13)采用前向欧拉法差分公式离散化:

$$i_{L1-2}^{(k+1)} = i_{L1-2}^{(k)} + T_s b_0 d_{1-2} + T_s F^{(k)} \quad (19)$$

将离散化方程代入目标函数  $J_1$  进行寻优求解, 其中  $I_{ref0}$  为均流控制环节参考值, 在均流控制环节中设为 0。

$$J_1 = [I_{ref0} - i_{L1-2}^{(k+1)}]^2 = [I_{ref0} - i_{L1-2}^{(k)} - T_s b_0 d_{1-2} - T_s F^{(k)}]^2 \quad (20)$$

对式(20)中  $d_{1-2}$  求偏导, 令求导结果为 0, 直接得到占空比变量  $d_{1-2}$  的显式表达式为

$$d_{1-2} = \frac{I_{ref0} - i_{L1-2}^{(k)} - T_s F^{(k)}}{T_s b_0} \quad (21)$$

式(21)中的耦合扰动项  $F$  使用观测器输出  $z_2$  进行替代, 在每个控制周期中计算更新, 在元件参数

失配及寄生参数随温度等变化时可及时被 ESO 观测并进行补偿。 $d_{1-2}$  表达式中无输入电压  $v_{b1}$  相关变量, 实现了均流环节与输入电压的解耦。

### 2.1.2 稳定性分析

一般情况下使用 ESO 补偿时, 系统模型参数  $b$  为定值, 但在本文变换器应用场景中,  $b = v_{b1}/L$ ,  $v_{b1}$  会随输入电压均衡程度而改变, 因此需对相间均流模型预测控制进行稳定性分析。

在离散域对式(18)和式(21)进行  $z$  变换, 可以得到  $z_2(z)$  和  $d_{1-2}(z)$  分别为

$$z_2(z) = \frac{-b_0 \beta_2 T_s^2 d_{1-2}(z) + \beta_2 (z-1) T_s i_{L1-2}(z)}{(z-1)^2 + \beta_1 (z-1) T_s + \beta_2 T_s^2} \quad (22)$$

$$d_{1-2}(z) = \frac{(z-1)^2 + \beta_1 (z-1) T_s + \beta_2 T_s^2}{b_0 T_s [(z-1)^2 + \beta_1 (z-1) T_s]} I_{ref0}(z) - \frac{(z-1)^2 + \beta_1 (z-1) T_s + \beta_2 T_s^2 z}{b_0 T_s [(z-1)^2 + \beta_1 (z-1) T_s]} i_{L1-2}(z) \quad (23)$$

将式(13)中变量增益  $b_0$  替换为实际模型参数  $b$  以表示无误差的实际均流控制对象, 并进行  $z$  变换, 如式(24)所示。

$$(z-1) i_{L1-2}(z) = b T_s d_{1-2}(z) + T_s F(z) \quad (24)$$

结合式(21)和式(24), 得到均流控制模型框图如图 6 所示。

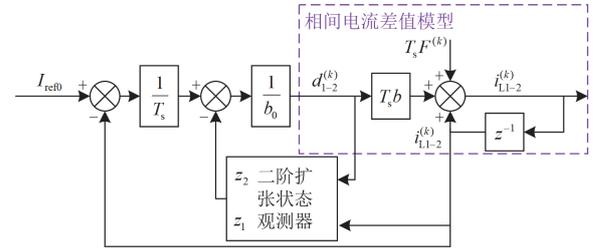


图 6 均流控制模型框图

Fig. 6 Block diagram of current sharing control

以  $k_b = b/b_0$  来表示图 6 中实际模型参数  $b$  与  $b_0$  的误差, 联立式(22)一式(24), 则相间均流控制对象  $i_{L1-2}$  的闭环传递函数可表示为

$$\frac{i_{L1-2}(z)}{I_{ref0}(z)} = \frac{k_b [(z-1)^2 + \beta_1 (z-1) T_s + \beta_2 T_s^2]}{m + n} \quad (25)$$

式中:  $m = [(z-1)^3 + \beta_1 (z-1)^2 T_s]$ ;  $n = k_b [(z-1)^2 + \beta_1 (z-1) T_s + \beta_2 T_s^2 z]$ 。

因  $b_0 = V_b/L$ , 而实际参数  $b = v_{b1}/L$ ,  $v_{b1}$  在不均压情况下最大达到  $2V_b$ ,  $k_b$  最大值为 2。图 7 表示  $k_b$  从 0.1 逐渐增加至 2.5 的闭环极点轨迹。

图 7 表明  $i_{L1-2}$  的闭环传递函数有 3 个极点, 其中一个随  $k_b$  增加逐渐向单位圆外移动, 其余两个随

$k_b$  增加变化不大, 均在单位圆内, 当  $k_b = 2$  时到达临界稳定状态。因此, 所提均流控制策略在输入电压不平衡的工况依然可以保持稳定, 验证了均流控制环路不受  $v_{b1}$  影响。同理, 输入电压差值  $v_{b1} - v_{b2}$  的控制变量  $d_1 + d_2 + d_3 - d_4 - d_5 - d_6$  可由相同方法得到。

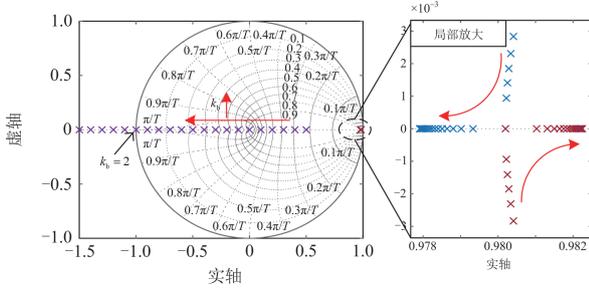


图 7 均流控制闭环极点轨迹

Fig. 7 Closed-loop pole trajectory of current sharing control

## 2.2 基于解耦模型预测控制的均流控制策略

仅由 2.1 节并不能直接得到占空比  $d_1 - d_6$ , 故在控制模型中加入平均输出电流控制, 并提出解耦模型预测控制策略。对式(6)作算术平均处理, 平均输出电流  $i_{avg}$  的微分方程为

$$\sum_{i=1}^6 L_i \frac{di_{L_i}}{6dt} = \frac{v_{b1}(d_1 + d_2 + d_3) + v_{b2}(d_4 + d_5 + d_6)}{6} - \sum_{i=1}^6 r_{L_i} i_{L_i} / 6 - \frac{v_o}{2} \quad (26)$$

稳态时  $v_{b1} = v_{b2} = V_b$ ,  $i_{L_i} = i_{avg}$  ( $i = 1, 2, \dots, 6$ ), 且式中关于参数  $L_i$ 、 $r_{L_i}$  ( $i = 1, 2, \dots, 6$ ) 的常量为 6 个元件的均值, 可认为参数偏差较小, 故式(26)可写为

$$L \frac{di_{avg}}{dt} = V_b \frac{(d_1 + d_2 + d_3 + d_4 + d_5 + d_6)}{6} - r_{L_i} i_{avg} - \frac{v_o}{2} \quad (27)$$

由式(27)可知, 电感电流  $i_{L_i}$  的均值  $di_{avg}/dt$  受占空比  $d_1 - d_6$  的算术平均值控制。因此, 满足所有控制目标的控制变量关系如图 8 所示。

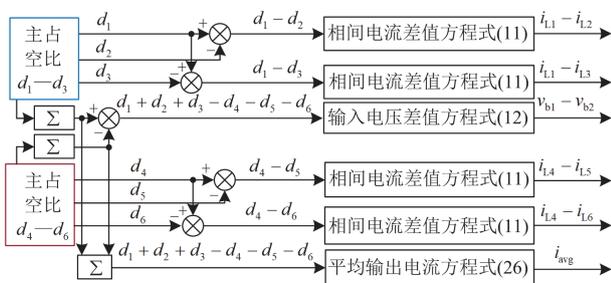


图 8 变换器控制目标与占空比组合关系

Fig. 8 Relationship between control objectives and duty cycle combination of converter

对相间电流差值、输入电压差值、平均输出电流微分方程离散化, 建立图 8 中所包含控制目标的预测控制模型, 如式(28)所示。

$$\begin{cases} i_{L1-2}^{(k+1)} = i_{L1-2}^{(k)} + T_s b_0 (d_1 - d_2) + T_s F_1^{(k)} \\ i_{L1-3}^{(k+1)} = i_{L1-3}^{(k)} + T_s b_0 (d_1 - d_3) + T_s F_2^{(k)} \\ i_{L4-5}^{(k+1)} = i_{L4-5}^{(k)} + T_s b_0 (d_4 - d_5) + T_s F_3^{(k)} \\ i_{L4-6}^{(k+1)} = i_{L4-6}^{(k)} + T_s b_0 (d_4 - d_6) + T_s F_4^{(k)} \\ v_{b1-2}^{(k+1)} = v_{b1-2}^{(k)} + T_s b_1 (d_1 + d_2 + d_3 - d_4 - d_5 - d_6) + T_s F_5^{(k)} \\ i_{avg}^{(k+1)} = i_{avg}^{(k)} + T_s [V_b (d_1 + d_2 + d_3 + d_4 + d_5 + d_6) / 6 - r_{L_i} i_{avg}^{(k)} - v_o^{(k)} / 2] / L \end{cases} \quad (28)$$

式中:  $F_1^{(k)} - F_5^{(k)}$  为耦合扰动项, 均可由 ESO 计算补偿;  $(\cdot)^{(k)}$  和  $(\cdot)^{(k+1)}$  分别表示状态变量当前时刻采样值和下一时刻预测值。建立传统 MPC 策略的代价函数, 如式(29)所示。

$$J = \lambda_1 [I_{ref0} - i_{L1-2}^{(k+1)}]^2 + \lambda_2 [I_{ref0} - i_{L1-3}^{(k+1)}]^2 + \lambda_3 [I_{ref0} - i_{L4-5}^{(k+1)}]^2 + \lambda_4 [I_{ref0} - i_{L4-6}^{(k+1)}]^2 + \lambda_5 [V_{ref0} - v_{b1-2}^{(k+1)}]^2 + \lambda_6 [I_{avg,ref} - i_{avg}^{(k+1)}]^2 \quad (29)$$

式中:  $V_{ref0}$ 、 $I_{avg,ref}$  分别为均压和平均输出电流控制环节参考值;  $\lambda_1 - \lambda_6$  为权重系数。

DC-DC 变换器传统 MPC 策略基于式(29)的代价函数进行占空比的循环滚动寻优, 直接求解  $d_1 - d_6$ , 计算过程复杂。本文控制目标较多且控制变量为占空比组合, 采用传统 MPC 策略寻优过程中需考虑控制变量耦合, 无法直接得到  $d_1 - d_6$  的显式表达式。

为此, 本文基于前文所述均流、均压控制模型的解耦关系, 提出一种三相交错并联三电平 DC-DC 变换器的解耦模型预测控制策略。

首先, 针对控制变量为不同占空比组合, 难以求解  $d_1 - d_6$  显式表达式的问题, 定义均流、均压、平均输出电流间接控制占空比, 如式(30)所示。

$$\begin{cases} d_{1-2} = d_1 - d_2 \\ d_{1-3} = d_1 - d_3 \\ d_{4-5} = d_4 - d_5 \\ d_{4-6} = d_4 - d_6 \\ d_{vb} = (d_1 + d_2 + d_3 - d_4 - d_5 - d_6) / 6 \\ d_{avg} = (d_1 + d_2 + d_3 + d_4 + d_5 + d_6) / 6 \end{cases} \quad (30)$$

式中:  $d_{vb}$ 、 $d_{avg}$  分别为均压控制环节和平均输出电流控制环节的控制占空比。将式(30)代入式(28)的预测控制模型, 可得

$$\begin{cases} i_{L1-2}^{(k+1)} = i_{L1-2}^{(k)} + T_s b_0 d_{1-2} + T_s F_1^{(k)} \\ i_{L1-3}^{(k+1)} = i_{L1-3}^{(k)} + T_s b_0 d_{1-3} + T_s F_2^{(k)} \\ i_{L4-5}^{(k+1)} = i_{L4-5}^{(k)} + T_s b_0 d_{4-5} + T_s F_3^{(k)} \\ i_{L4-6}^{(k+1)} = i_{L4-6}^{(k)} + T_s b_0 d_{4-6} + T_s F_4^{(k)} \\ v_{b1-2}^{(k+1)} = v_{b1-2}^{(k)} + 6T_s b_1 d_{vb} + T_s F_5^{(k)} \\ i_{avg}^{(k+1)} = i_{avg}^{(k)} + T_s [V_b d_{avg} - r_L i_{avg}^{(k)} - v_o^{(k)}/2]/L \end{cases} \quad (31)$$

由式(31)可知, 相间电流差值  $i_{L_i-j}$  仅与  $d_{i-j}$  有关, 输入电压差值  $v_{b1-2}$  仅与  $d_{vb}$  有关, 平均输出电流  $i_{avg}$  仅与  $d_{avg}$  有关, 实现了控制变量的解耦。

其次, 由于 2.1 节中不同控制环路间通过观测器进行补偿解耦, 式(29)所示代价函数中控制目标相互独立, 在此前提下, 对式(29)中的权重系数  $\lambda_1 - \lambda_6$  进行归一化处理:

$$\begin{aligned} J = & [I_{ref0} - i_{L1-2}^{(k+1)}]^2 + [I_{ref0} - i_{L1-3}^{(k+1)}]^2 + \\ & [I_{ref0} - i_{L4-5}^{(k+1)}]^2 + [I_{ref0} - i_{L4-6}^{(k+1)}]^2 + \\ & [V_{ref0} - v_{b1-2}^{(k+1)}]^2 + [I_{avg,ref} - i_{avg}^{(k+1)}]^2 \end{aligned} \quad (32)$$

式(32)中二次项分别最优时, 代价函数最优, 避免了因权重系数带来的滚动优化问题。对式(32)分别求间接控制变量的偏导, 并令其等于 0, 即可得到间接控制变量  $d_{1-2}$ 、 $d_{1-3}$ 、 $d_{4-5}$ 、 $d_{4-6}$ 、 $d_{vb}$ 、 $d_{avg}$  的显式表达式, 求解过程仅需满足式(33)。

$$\begin{cases} I_{ref0} = i_{L1-2}^{(k+1)} & I_{ref0} = i_{L1-3}^{(k+1)} \\ I_{ref0} = i_{L4-5}^{(k+1)} & I_{ref0} = i_{L4-6}^{(k+1)} \\ V_{ref0} = v_{b1-2}^{(k+1)} & I_{avg,ref} = i_{avg}^{(k+1)} \end{cases} \quad (33)$$

式(33)中关于均流、均压控制环路的变量求解方法在 2.1 节已给出, 具体表达式如附录 A 中式(A1)、式(A2)所示, 平均输出电流的控制占空比  $d_{avg}$  可直接求解, 如式(34)所示。

$$d_{avg} = \left[ I_{avg,ref} - i_{avg}^{(k)} + \frac{T_s v_o^{(k)}}{2L} + \frac{T_s r_L i_{avg}^{(k)}}{L} \right] \frac{L}{T_s V_b} \quad (34)$$

结合间接控制变量表达式, 对式(30)作反变换即可得到占空比  $d_1 - d_6$ 。

$$\begin{cases} d_1 = \frac{3(d_{avg} + d_{vb}) + d_{1-2} + d_{1-3}}{3} \\ d_2 = d_1 - d_{1-2} \\ d_3 = d_1 - d_{1-3} \\ d_4 = \frac{3(d_{avg} - d_{vb}) + d_{4-5} + d_{4-6}}{3} \\ d_5 = d_4 - d_{4-5} \\ d_6 = d_4 - d_{4-6} \end{cases} \quad (35)$$

本文所提基于解耦模型预测控制的均流控制策

略框图如图 9 所示。

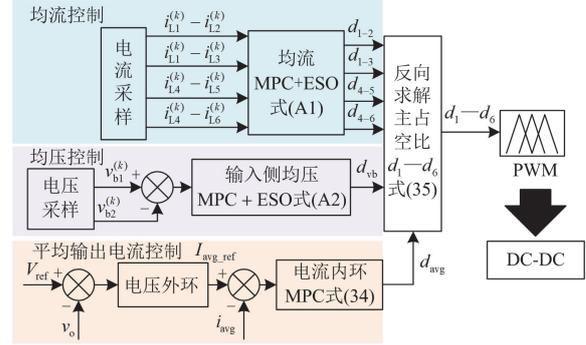


图 9 基于解耦模型预测控制的均流控制策略框图

Fig. 9 Block diagram of current sharing strategy based on decoupling model predictive control

其中, 均流、均压和平均输出电流控制环节之间相互解耦, 通过所提解耦模型预测控制实现变量独立寻优, 并根据式(35)对间接控制变量进行反向求解, 得到作用于变换器的占空比  $d_1 - d_6$ , 极大地简化了求解过程。

### 3 电压外环控制器设计

图 9 中电压外环为平均输出电流内环提供参考值  $I_{avg,ref}$ , 使输出电压  $v_o$  快速准确地跟踪给定值  $V_{ref}$ 。由电流内环可建立较为准确的控制模型, 简化自抗扰控制的参数设计, 故本节对电流内环简化等效, 提出电压外环线性自抗扰控制(linear active disturbance rejection control, LADRC)。

由式(34)可得到平均输出电流模型预测控制的系统框图, 如图 10 所示。

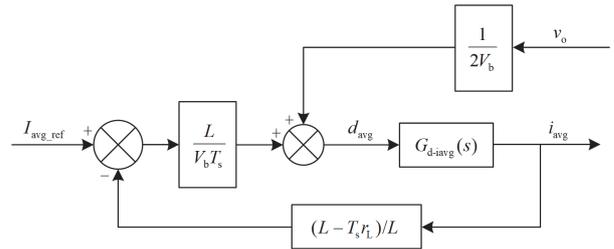


图 10 电流内环控制框图

Fig. 10 Control block diagram of current inner loop

图 10 中,  $G_{d-iavg}(s)$  表示  $d_{avg}$  与  $i_{avg}$  之间的传递函数, 该传递函数由式(36)的小信号模型推导而来, 对  $i_{avg}$ 、 $d_{avg}$ 、 $v_o$ 、 $V_b$  分别引入小信号扰动量  $\hat{i}_{avg}$ 、 $\hat{d}_{avg}$ 、 $\hat{v}_o$ 、 $\hat{V}_b$  与直流分量  $\bar{i}_{avg}$ 、 $\bar{d}_{avg}$ 、 $\bar{v}_o$ 、 $\bar{V}_b$ , 并代入平均输出电流  $i_{avg}$  及电容电压  $v_o$  的微分方程:

$$\begin{cases} L \frac{d(\bar{i}_{\text{avg}} + \hat{i}_{\text{avg}})}{dt} = (\bar{V}_b + \hat{V}_b) \cdot (\bar{d}_{\text{avg}} + \hat{d}_{\text{avg}}) - \\ \quad r_L (\bar{i}_{\text{avg}} + \hat{i}_{\text{avg}}) - \frac{\bar{v}_o + \hat{v}_o}{2} \\ C_o \frac{d(\bar{v}_o + \hat{v}_o)}{dt} + \frac{\bar{v}_o + \hat{v}_o}{R} = 3 \times (\bar{i}_{\text{avg}} + \hat{i}_{\text{avg}}) \end{cases} \quad (36)$$

忽略直流分量及二次微分项，并进行拉氏变换，得到  $d_{\text{avg}}$  与  $i_{\text{avg}}$  之间的传递函数  $G_{d-i\text{avg}}(s)$ ，如式(37)所示。

$$G_{d-i\text{avg}}(s) = \frac{2V_b(RC_o s + 1)}{2RLC_o s^2 + 2(RC_o r_L + L)s + 3R + 2r_L} \quad (37)$$

式中： $R$  为负载电阻。对图 10 进行等效并加入输出电容环节，得到外环控制对象如图 11 所示。

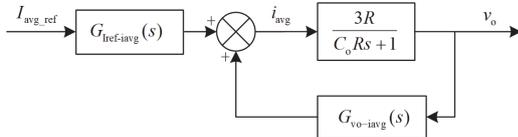


图 11 电压外环控制对象

Fig. 11 Control object of voltage outer loop

其中：

$$G_{\text{ref-iavg}}(s) = \frac{LG_{d-i\text{avg}}(s)}{V_b T_s + (L - T_s r_L)G_{d-i\text{avg}}(s)} \quad (38)$$

$$G_{\text{vo-iavg}}(s) = \frac{T_s G_{d-i\text{avg}}(s)}{2[V_b T_s + (L - T_s r_L)G_{d-i\text{avg}}(s)]} \quad (39)$$

结合图 11 和式(38)、式(39)，电压外环的等效控制对象可表示为

$$G_{\text{in}}(s) = \frac{G_{\text{ref-iavg}}(s) \cdot 3R}{RC_o s + 1 - 3RG_{\text{vo-iavg}}(s)} \quad (40)$$

由式(40)得到的模型表达式较为复杂，难以直接得到线性自抗扰控制中所需的控制变量增益估计值，为此将控制对象模型式(40)进行分解，将  $G_{\text{in}}(s)$  表述为  $G_{\text{ref-iavg}}(s)$  与  $G_1(s)$ 、 $G_2(s)$  相乘的形式。

$$G_{\text{in}}(s) = G_{\text{ref-iavg}}(s) \cdot G_1(s) \cdot G_2(s) = G_{\text{ref-iavg}}(s) \cdot \frac{3R}{RC_o s + 1} \cdot \frac{1}{1 - \frac{3RT_s}{2RLC_o T_s s^2 + 2(T_s L + LRC_o)s + 3T_s R + 2L}} \quad (41)$$

式(41)中  $G_2(s)$  随着频率增加将接近幅值为 1 的比例环节，故式(41)可简化为  $G_{\text{ref-iavg}}(s)$  与  $G_1(s)$  相乘的形式，则外环控制对象降阶简化模型为

$$G_{\text{in}}^*(s) = G_{\text{ref-iavg}}(s) \cdot G_1(s) = \frac{6RL}{2RLC_o T_s s^2 + 2(T_s L + LRC_o)s + 3T_s R + 2L} \quad (42)$$

图 12 为控制对象简化前后的伯德图。图 12 表明外环控制对象简化模型式(42)与完整模型的频率响应差异很小，验证了本文简化方法的正确性。外环 LADRC 控制律如式(43)所示。

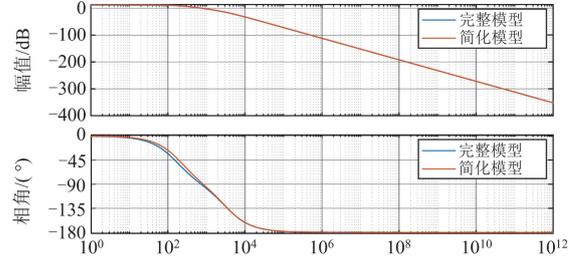


图 12 控制对象伯德图

Fig. 12 Bode diagram of control object

$$\begin{cases} I_{\text{avg\_ref}} = \frac{k_p(V_{\text{ref}} - z_1^*) - k_d z_2^* - z_3^*}{b_0^*} \\ \dot{z}_1^* = z_2^*(t) + \beta_1^*(v_o - z_1^*(t)) \\ \dot{z}_2^* = b_0^* I_{\text{avg\_ref}} + z_3^* + \beta_2^*(v_o - z_1^*(t)) \\ \dot{z}_3^* = \beta_3^*(v_o - z_1^*(t)) \\ \beta_1^* = 3\omega_o^*, \beta_2^* = 3(\omega_o^*)^2, \beta_3^* = (\omega_o^*)^3 \end{cases} \quad (43)$$

式中： $z_1^*$  和  $z_2^*$  分别为输出电压及其微分的估计值； $z_3^*$  为扰动； $\beta_1^*$ 、 $\beta_2^*$ 、 $\beta_3^*$  为增益系数； $\omega_o^*$  为观测器带宽； $k_p$  和  $k_d$  为 PD 控制器增益。将系统极点配置在  $\omega_c$  处<sup>[28]</sup>，则  $k_p = \omega_c^2$ ， $k_d = 2\omega_c$ ，其中  $\omega_c$  为控制器带宽，令  $\omega_c = \omega_o^* / 5$ 。

外环控制器式(43)只需要确定控制变量增益估计值  $b_0^*$ ，由简化模型式(42)可直接得到  $b_0^* = 3/(C_o T_s)$ 。若不采用本文所提降阶方法，完整模型式(40)为高阶系统， $b_0^*$  无法直接获取，增加了控制器设计复杂度。

由文献[29]可得自抗扰控制的控制变量与输出间的传递函数  $G_3(s)$ 、控制变量与参考值间的传递函数  $G_4(s)$ ，结合外环控制对象，得到系统闭环传递函数  $G(s)$  为

$$G(s) = \frac{G_{\text{in}}^*(s)G_4(s)}{1 - G_{\text{in}}^*(s)G_3(s)} \quad (44)$$

为验证系统闭环控制稳定性，逐渐增加负载  $R$  至两倍额定值，式(44)极点分布如图 13(a)所示。当  $R$  增加时，所有的极点均分布在左半平面，表明负载变化时系统保持稳定。

由图 13(b)可知，当观测器带宽  $\omega_o^*$  从 200 rad/s 开始以步长 50 rad/s 增加时，共轭主导极点远离实轴和虚轴，表明  $\omega_o^*$  的增加有助于提高系统的响应速度和稳定性。同时注意到过大的  $\omega_o^*$  可能会导致控制

器的输出过大<sup>[30]</sup>, 本文  $\omega_o^*$  取 400 rad/s。

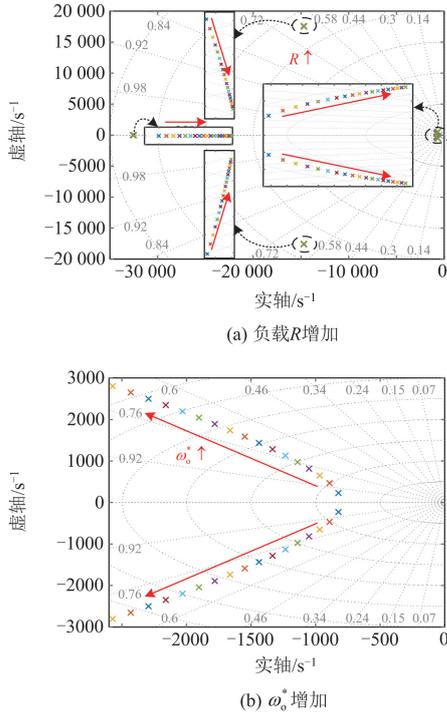


图 13 闭环极点变化轨迹

Fig. 13 Closed loop pole change trajectory

#### 4 实验验证

为验证所提均流控制策略的有效性, 搭建了小功率三相交错并联三电平 DC-DC 变换器的实验平台, 如图 14 所示。

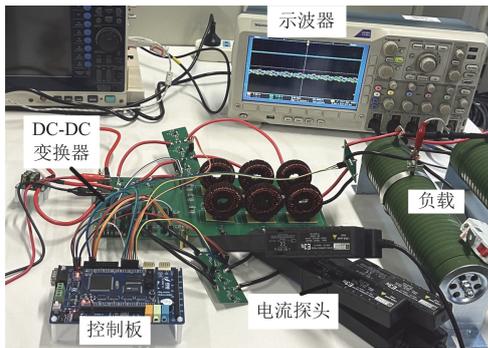


图 14 实验平台

Fig. 14 Experimental platform

DC-DC 变换器实验样机中, 控制器核心采用 TI 公司的 TMS320F28335 芯片, 具有输出 6 路互补 PWM 信号功能, 具体实验参数如表 1 所示。

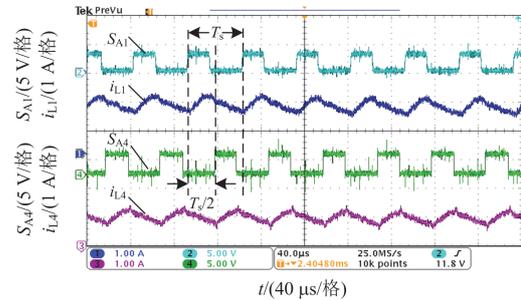
变换器 A 相桥臂的驱动信号和对应  $i_{L1}$ 、 $i_{L4}$  波形如图 15(a)所示, 上半部分拓扑电流  $i_{L1}$ — $i_{L3}$  如图 15(b)所示。由图 15 可知, 变换器稳态运行时  $i_{L1}$ 、 $i_{L4}$

相差 180°,  $i_{L1}$ — $i_{L3}$  相互交错 120°, 与载波分布规律一致, 交错并联结构提高了变换器容量。

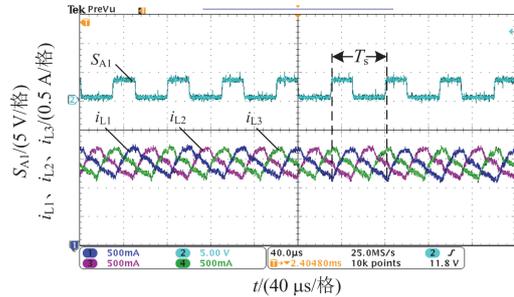
表 1 实验参数

Table 1 Experimental parameters

参数	数值
输入电压 $V_{in}/V$	24
输出电压 $v_o/V$	10
开关频率 $f_s/kHz$	20
输入电容 $C_b/\mu F$	600
输出电容 $C_o/\mu F$	600
电感 $L/\mu H$	420
电感等效电阻 $r_L/m\Omega$	100
额定负载 $R/\Omega$	1.8



(a) A相桥臂驱动信号及电感电流波形

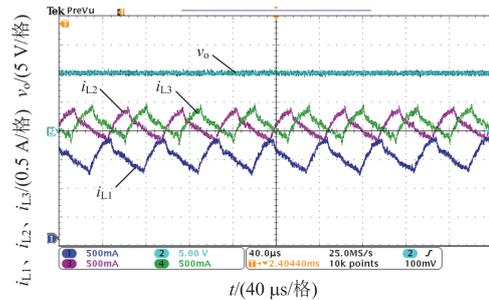


(b)  $S_{A1}$ 驱动信号及电感电流  $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$ 、 $i_{L3}$  波形

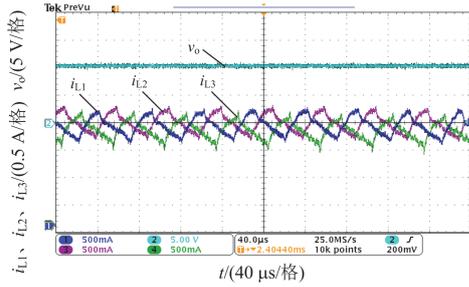
图 15 驱动信号与电流波形

Fig. 15 Drive signal and current waveform

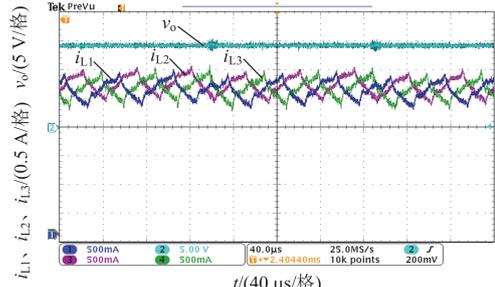
图 16、图 17 分别为无均流控制策略、无 ESO 补偿、主从解耦均流和本文所提均流策略在输出电



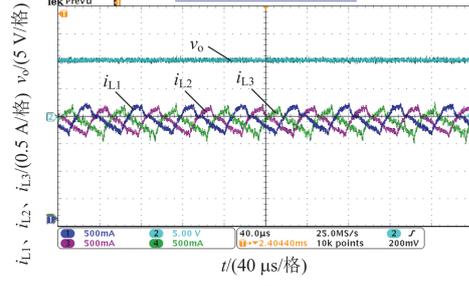
(a) 无均流控制策略



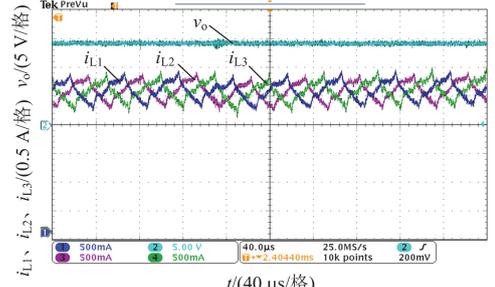
(b) 无ESO补偿



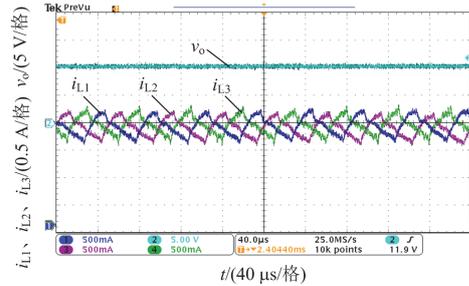
(c) 主从解耦均流



(c) 主从解耦均流



(d) 本文所提ESO + MPC解耦均流



(d) 本文所提ESO + MPC解耦均流

图 17 输出电压为 14 V 时电流波形

Fig. 17 Current waveform when the output voltage is 14 V

压分别为 10 V 和 14 V 时的  $v_o$  与  $i_{L1} - i_{L3}$  波形。其中，主从解耦均流由文献[25]中两相交错并联三电平 DC-DC 变换器解耦均流策略推广至三相。

为量化均流程度，引入均流误差指标  $C_e$  [31]。

$$C_e = \frac{\max(I_i - I_j)}{\sum_{k=1}^n \frac{I_k}{n}} \times 100\% \quad (45)$$

式中： $\max(I_i - I_j)$  为相间电流最大差值； $I_k$  为电感电流； $n$  为变换器相数。将图 16、图 17 中的电感电流均流程度记录在表 2 中。

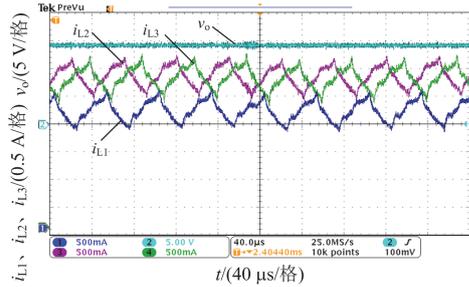
表 2 均流特性

Table 2 Current sharing characteristics					
$v_o/V$	均流策略	$I_{L1}/A$	$I_{L2}/A$	$I_{L3}/A$	$C_e/\%$
10	无均流	1.44	1.96	1.98	30.11
	无 ESO	1.85	1.87	1.67	11.13
	文献[25]	1.83	1.78	1.77	3.35
	本文	1.81	1.77	1.81	2.23
14	无均流	2.11	2.68	2.72	24.37
	无 ESO	2.59	2.49	2.44	5.98
	文献[25]	2.46	2.54	2.52	3.19
	本文	2.52	2.51	2.48	1.60

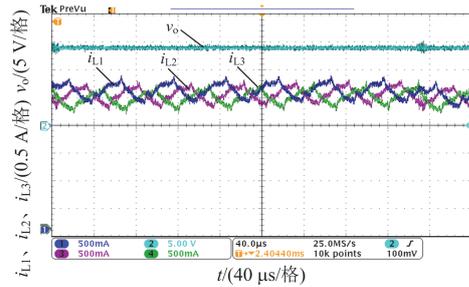
结合图 16、图 17 和表 2 可知，变换器在无均流控制策略下，电感电流  $i_{L1} - i_{L3}$  有较大差异，在输出电压 10 V 和 14 V 的工况下，均流误差指标  $C_e$  分别为 30.11% 和 24.37%，均远高于 5% 的要求；在本

图 16 输出电压为 10 V 时电流波形

Fig. 16 Current waveform when the output voltage is 10 V



(a) 无均流控制策略



(b) 无ESO补偿

文所提均流策略中忽略 ESO 的补偿解耦时, 变换器电感电流  $i_{L1} - i_{L3}$  可在一定程度上进行电流均衡, 但由于参数失配等耦合扰动的影响,  $C_e$  分别为 11.13% 和 5.98%, 也高于 5%; 文献[25]所提主从解耦均流控制策略基于 PI 控制器进行均流调节, 具有一定的抗扰能力,  $C_e$  在输出电压 10 V 和 14 V 的工况下分别为 3.35% 和 3.19%, 均满足小于 5% 的要求; 本文所提控制策略在输出电压为 10 V 和 14 V 时均流误差指标  $C_e$  分别为 2.23% 和 1.60%, 对比主从解耦均流控制策略使用 ESO 补偿了参数失配等耦合扰动, 具有更好的均流特性, 满足 5% 的规定要求。

为测试均流控制环节的动态响应能力, 图 18 给出了主从解耦均流和本文所提均流控制策略在均流控制环节启动时刻的  $i_{L1} - i_{L3}$  与  $v_o$  波形。由图 18 可知, 本文所提控制策略在加入均流环节后恢复电流均衡所需时间较主从解耦均流策略少 25 ms, 且在过渡过程中无电流抖振现象, 验证了本文所提均流控制策略具有更快的响应速度和更稳定的均流过渡过程。

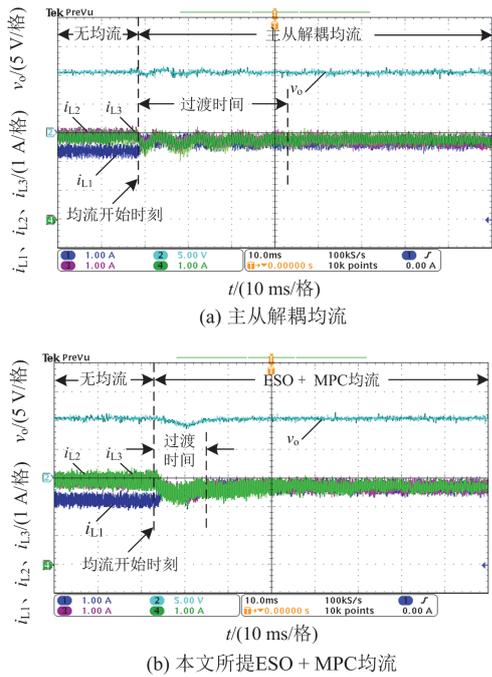


图 18 均流控制策略动态响应

Fig. 18 Dynamic response of current sharing control strategy

图 19 给出了负载突变时上述两种均流策略的  $i_{L1} - i_{L3}$  与  $v_o$  波形, 两种均流策略在负载突变的动态响应过程中  $i_{L1} - i_{L3}$  均能保持均流。由图 19 可知, 在负载突变时刻本文所提均流策略相比主从解耦均流策略动态响应时间减少了 4 ms, 并且主从解耦均流在加载和减载时分别存在 2 V 和 3 V 的电压波动,

本文所提均流策略电压波动仅为 1.5 V 和 2.8 V。

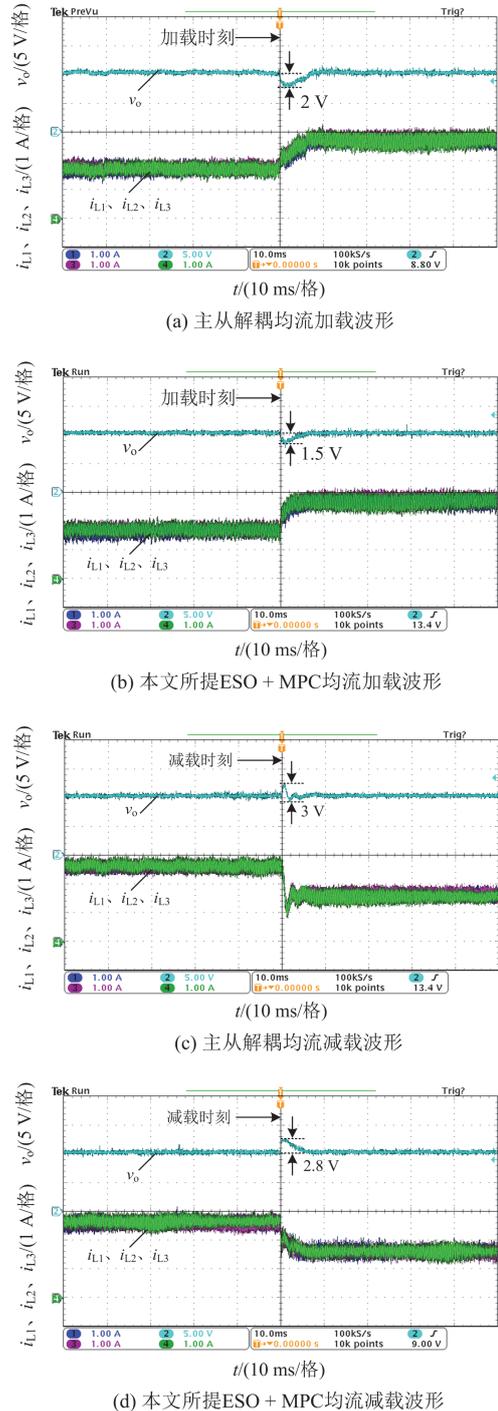
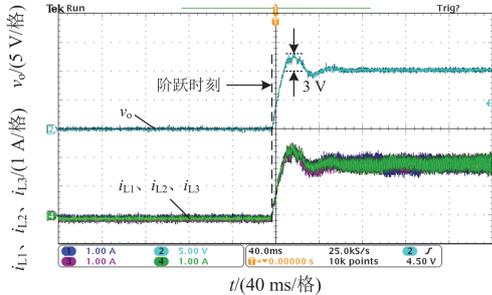


图 19 负载突变时电流和电压响应曲线

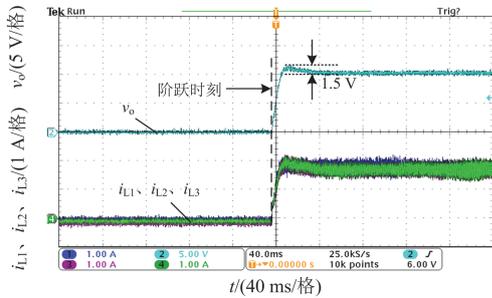
Fig. 19 Current and voltage response curves during load change

为验证本文所提电压外环自抗扰控制+电流内环解耦模型预测控制的优越性, 与文献[32]交错并联变换器双闭环 PI 控制策略和文献[33]外环 PI + 内环 MPC 策略进行对比, 图 20 为变换器启动阶段的  $v_o$  和  $i_{L1} - i_{L3}$  响应曲线。由图 20 可知, 在变换器启

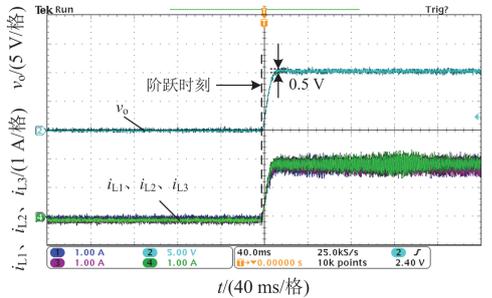
动阶段, 相比双闭环 PI 控制策略, 本文所提策略  $v_o$  响应时间减少了 45 ms, 相比 PI + MPC 策略,  $v_o$  响应时间减少了 30 ms, 并且双闭环 PI 控制策略启动阶段  $v_o$  存在 3 V 超调量, PI + MPC 策略存在 1.5 V 超调量, 而本文所提控制策略  $v_o$  超调量仅为 0.5 V。



(a) 双闭环PI控制



(b) PI + MPC



(c) 本文所提LADRC + MPC

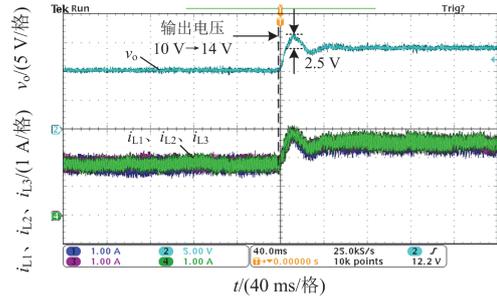
图 20 启动阶段电流和电压响应曲线

Fig. 20 Current and voltage response curve during start-up

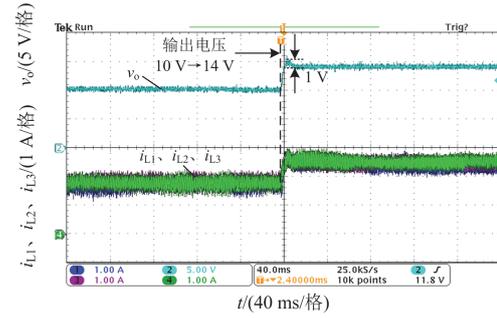
图 21 给出了上述 3 种控制策略在输出电压参考值改变时的  $v_o$ 、 $i_{L1}$ — $i_{L3}$  响应曲线。由图 21 可知, 在输出电压由 10 V 向 14 V 阶跃的过程中, 本文所提控制策略到达稳态所需时间较双闭环 PI 控制策略少 40 ms, 与 PI + MPC 策略所需时间相近。但在电压调整过程中本文所提控制策略  $v_o$  无明显超调, 双闭环 PI 控制策略与 PI + MPC 策略分别存在 2.5 V 和 1 V 的超调量。

以上实验结果验证了本文所提控制策略具有较好的相间均流效果, 同时能够快速、准确地控制输

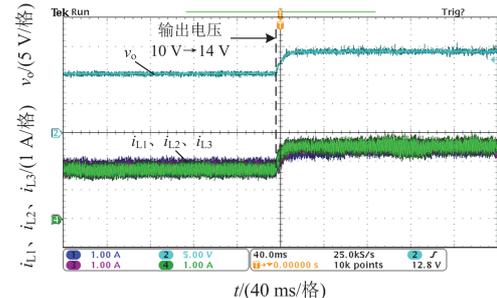
出电压, 具有良好的动态性能。



(a) 双闭环PI控制



(b) PI + MPC



(c) 本文所提LADRC + MPC

图 21 输出电压参考值改变时电流和电压响应曲线

Fig. 21 Current and voltage response curves during the output voltage reference change

## 5 结论

针对三相交错并联三电平 DC-DC 变换器因参数失配导致的电流不平衡问题, 本文提出一种基于解耦模型预测控制的均流控制策略。基于虚拟电压源对复杂电路拓扑进行等效, 建立了变换器的数学模型, 进而明确了影响相间均流的主要因素是参数失配与输入电压偏移。在此基础上, 提出基于解耦模型预测控制的均流策略, 引入扩张状态观测器对电流差值方程进行补偿, 实现均流控制环节的解耦。在不同控制模型解耦的基础上, 提出基于间接控制变量与归一化代价函数的解耦模型预测控制, 实现了均流、均压和平均输出电流控制变量的独立寻优, 极大地简化了控制模型的求解过程, 并解决了传统

模型预测控制策略中占空比变量耦合的问题。同时, 对解耦电流内环进行降阶等效, 简化了电压外环的控制参数设计, 有效地提高了变换器动态响应性能。通过实验结果可知, 所提控制策略具有较好的相间均流特性与动态响应性能。

#### 附录 A

$$\begin{cases} d_{1-2} = [I_{\text{ref}0} - i_{L1-2}^{(k)} - T_s F_1^{(k)}] / (T_s b_0) \\ d_{1-3} = [I_{\text{ref}0} - i_{L1-3}^{(k)} - T_s F_2^{(k)}] / (T_s b_0) \\ d_{4-5} = [I_{\text{ref}0} - i_{L4-5}^{(k)} - T_s F_3^{(k)}] / (T_s b_0) \\ d_{4-6} = [I_{\text{ref}0} - i_{L4-6}^{(k)} - T_s F_4^{(k)}] / (T_s b_0) \end{cases} \quad (\text{A1})$$

$$d_{\text{vb}} = \frac{V_{\text{ref}0} - v_{\text{bl-2}}^{(k)} - T_s F_5^{(k)}}{6T_s b_1} \quad (\text{A2})$$

#### 参考文献

- [1] TAO L, WANG P, MA X, et al. Robustness optimization through modified linear active disturbance rejection control for high-voltage load interface in microgrid[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(4): 3909-3919.
- [2] ZHANG H, LI Y, XIE R, et al. Adaptive model predictive control of an interleaved boost converter using real-time updated model[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 1720-1731.
- [3] XU L, MA R, XIE R, et al. Offset-free model predictive control of fuel cell DC-DC boost converter with low-complexity and high-robustness[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(6): 5784-5796.
- [4] 汪诚, 张善路, 张佳琪, 等. 一种单输入双输出高增益 DC-DC 变换器[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(1): 44-58.  
WANG Cheng, ZHANG Shanlu, ZHANG Jiaqi, et al. A single input dual output high step-up DC-DC converter[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(1): 44-58.
- [5] 岳舟. 高电压增益混合型 DC-DC 变换器研究[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(21): 113-122.  
YUE Zhou. A hybrid DC-DC converter with higher voltage gain[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(21): 113-122.
- [6] 郝玢鑫, 周丽娟, 赵孟浩, 等. 一种可拓展双输入高增益 DC/DC 变换器[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(11): 148-158.  
ZHU Binxin, ZHOU Lijuan, ZHAO Menghao, et al. A scalable dual-input high step-up DC/DC converter[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(11): 148-158.
- [7] 魏业文, 宁鑫淼, 李明, 等. 一种适用于燃料电池的新型高升压 DC-DC 变换器[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(23): 92-101.  
WEI Yewen, NING Xinmiao, LI Ming, et al. A novel high step-up DC-DC converter for a fuel cell[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(23): 92-101.
- [8] 张灿, 吕世轩, 胡润泽, 等. 输入串联输出并联型双有源全桥 DC-DC 变换器模型预测控制方法[J]. 电力建设, 2024, 45(3): 87-96.  
ZHANG Can, LÜ Shixuan, HU Runze, et al. Research on model predictive control method for input-series output-parallel dual-active full-bridge DC-DC converter[J]. Electric Power Construction, 2024, 45(3): 87-96.
- [9] SCHRITTWIESER L, LEIBL M, HAIDER M, et al. 99.3% efficient three-phase Buck-Type All-SiC SWISS rectifier for DC distribution systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 126-140.
- [10] 苏冰, 王玉斌, 王璠, 等. 基于耦合电感的多相交错并联双向 DC-DC 变换器及其均流控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(20): 4336-4349.  
SU Bing, WANG Yubin, WANG Fan, et al. Multi-phase interleaved bidirectional dc-dc converter with coupled inductors and current sharing control strategy[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(20): 4336-4349.
- [11] WANG H, HAN M, HAN R, et al. A decentralized current-sharing controller endows fast transient response to parallel DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 4362-4372.
- [12] HUANG S, WU Q, LIAO W, et al. Adaptive droop-based hierarchical optimal voltage control scheme for VSC-HVDC connected offshore wind farm[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2021, 17(12): 8165-8176.
- [13] LIN Y, XIAO W. Novel piecewise linear formation of droop strategy for DC microgrid[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(6): 6747-6755.
- [14] CHEN H, LU C, ROUTH S. Decoupled master-slave current balancing control for three-phase interleaved boost converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 3683-3687.
- [15] TRICARICO T, GONTIJO G F, AREDES M, et al. New hybrid-microgrid topology using a bidirectional interleaved converter as a robust power interface operating in grid-connected and islanded modes[J]. IET Renewable Power Generation, 2020, 14(1): 134-144.
- [16] 李山, 赵瑜, 郭强, 等. 三相交错并联双向直流变换器无电流传感器均流控制[J]. 高电压技术, 2021, 47(3): 894-902.  
LI Shan, ZHAO Yu, GUO Qiang, et al. Sensorless current sharing control of three-phase interleaved bidirectional DC converter[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(3): 894-902.
- [17] LIU G, WANG M, ZHOU W, et al. A sensorless current balance control method for interleaved boost converters based on output voltage ripple[J]. IEEE Transactions on

- Power Electronics, 2021, 36(6): 7138-7149.
- [18] 章治国, 徐堂意, 向林朋, 等. 多相交错并联自均流高增益 DC/DC 变换器及其控制策略[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(1): 27-37.  
ZHANG Zhiguo, XU Tangyi, XIANG Linpeng, et al. Multiphase interleaved parallel current sharing high-gain DC/DC converter and its control strategy[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(1): 27-37.
- [19] 曾进辉, 孙志峰, 雷敏, 等. 独立输入并联输出双有源全桥 DC-DC 变换器无电流传感器均流控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(7): 2144-2155.  
ZENG Jinhui, SUN Zhifeng, LEI Min, et al. Sensorless current sharing control strategy of independent-input-parallel-output dual-active-bridge converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(7): 2144-2155.
- [20] YAO Z, LU S. A Simple approach to enhance the effectiveness of passive currents balancing in an interleaved multiphase bidirectional DC-DC Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8): 7242-7255.
- [21] LIU W, JIN H, YAO W, et al. An interleaved PWM method with better voltage-balancing ability for half-bridge three-level DC/DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 4594-4598.
- [22] CHEN H, LU C, LIEN W, et al. Active capacitor voltage balancing control for three-level flying capacitor boost converter based on average-behavior circuit model[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(2): 1628-1638.
- [23] YAO Z, LU S. Voltage self-balance mechanism based on zero-voltage switching for three-level DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 10078-10087.
- [24] TAN L, WU B, RIVERA S, et al. Comprehensive DC power balance management in high-power three-level DC-DC converter for electric vehicle fast charging[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 89-100.
- [25] 樊启高, 卢禹卓, 毕恺韬, 等. 基于倍频采样的两相交错并联三电平双向直流变换器功率均衡解耦控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(14): 3654-3664.  
FAN Qigao, LU Yuzhuo, BI Kaitao, et al. Decoupled power-balancing control strategy for two-phase interleaved parallel bidirectional DC converter based on frequency-doubling sampling[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(14): 3654-3664.
- [26] 姚志刚, 张煜欣, 刘涛, 等. 三相交错并联三电平 DC-DC 变换器的 ZVS 控制[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(13): 4256-4266.  
YAO Zhigang, ZHANG Yuxin, LIU Tao, et al. ZVS control of an interleaved three-phase three-level DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(13): 4256-4266.
- [27] LU S, MU M, JIAO Y, et al. Coupled inductors in interleaved multiphase three-level DC-DC converter for high-power applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 120-134.
- [28] GAO Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C] // Proceedings of the 2003 American Control Conference, June 4-6, 2003, Denver, CO, USA: 4989-4996.
- [29] 周雪松, 王博, 马幼捷, 等. 含二阶扰动补偿的交错并联变换器自抗扰控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(12): 159-170.  
ZHOU Xuesong, WANG Bo, MA Youjie, et al. Active disturbance rejection control of interleaving parallel converter with second-order disturbance compensation[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(12): 159-170.
- [30] 金辉宇, 刘丽丽, 兰维瑶. 二阶系统线性自抗扰控制的稳定性条件[J]. 自动化学报, 2018, 44(9): 1725-1728.  
JIN Huiyu, LIU Lili, LAN Weiyao. On stability condition of linear active disturbance rejection control for second-order systems[J]. Acta Automatica Sinica, 2018, 44(9): 1725-1728.
- [31] 杨玉岗, 吴晗, 关婷婷. 交错并联 LLC 谐振变换器的磁集成均流特性[J]. 电工技术学报, 2019, 34(12): 2529-2538.  
YANG Yugang, WU Han, GUAN Tingting. Magnetic integrated current sharing characteristics of interleaved LLC resonant converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(12): 2529-2538.
- [32] 胡文浩, 陈昌松, 段善旭. 多相交错 Buck 变换器的解耦均流控制方法[J]. 电源学报, 2021, 19(1): 7-14.  
HU Wenhao, CHEN Changsong, DUAN Shanxu. Decoupled current balancing control method for multiphase interleaved Buck converters[J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(1): 7-14.
- [33] KIM S K, PARK C R, KIM J S, et al. A stabilizing model predictive controller for voltage regulation of a DC/DC boost converter[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2014, 22(5): 2016-2023.

收稿日期: 2024-06-17; 修回日期: 2024-10-09

作者简介:

孙曙光(2000—), 男, 硕士研究生, 研究方向为双向 DC-DC 变换器; E-mail: ssg17302574715@126.com

徐永海(1966—), 男, 通信作者, 教授, 博士生导师, 研究方向为电能质量分析与控制、新能源电力系统。E-mail: yonghaixu@263.net

(编辑 魏小丽)