

# 交错并联磁集成 DC-DC 变换器的控制策略研究

姚鑫<sup>1,2</sup>, 王凤岩<sup>1,2</sup>

(1. 中国电子科技集团公司 第 29 研究所, 成都 610000;

2. 四川省高效电源变换技术工程研究中心, 成都 610000)

**摘要:** 为提升交错并联磁集成 DC-DC 变换器抗干扰能力及均流效果, 设计一种由线性自抗扰和比例积分调节器串联的控制策略; 通过建立交错并联磁集成 DC-DC 变换器模型, 分析其工作模式, 建立小信号模型推导变换器传递函数; 设计电流内环为比例积分均流解耦控制, 防止因为相电路参数差异可能引起相间不均流问题, 影响到整个变换器的运行可靠性, 电压外环为线性自抗扰控制, 提升系统抗干扰能力, 通过设计扩张状态观测器和线性状态误差反馈控制器实现对系统的高精度控制; 在 matlab/simulink 中对传统 PI 双闭环控制策略和提出的 LADRC-PI 解耦均流控制策略进行仿真验证对比, 并搭建实验平台进行样机实验; 仿真结果和实验结果表明所提控制策略有更强的抗干扰能力和均流能力。

**关键词:** 交错并联; 耦合电感; 自抗扰控制器; 均流控制; 抗干扰

## Research on Control Strategy of Interleaved Parallel Magnetic Integrated DC-DC Converter

YAO Xin<sup>1,2</sup>, WANG Fengyan<sup>1,2</sup>

(1. The 29th Research Institute of CETC, Chengdu 610000, China; 2. Sichuan Provincial Engineering Research Center of High Efficiency Power Converter Technology, Chengdu 610000, China)

**Abstract:** To improve the anti-interference capability and current-sharing performance of interleaved parallel magnetic integrated DC-DC converters, this paper designs a control strategy with the series connection of linear active disturbance rejection control (LADRC) and proportional-integral (PI) regulator, analyzes its operating modes by establishing an interleaved parallel magnetic integrated DC-DC converter model, and builds a small-signal model to derive the converter's transfer function. The current inner loop is designed as a PI current-sharing decoupling control to prevent uneven current distribution between phases caused by parameter differences, which affects the overall reliability of the converter. The voltage outer loop employs the LADRC to enhance the system's anti-interference capability. A high-precision control system is achieved by designing an extended state observer (ESO) and a linear state error feedback (LSEF) controller. In MATLAB/Simulink, the traditional PI dual-loop control strategy is compared with the proposed LADRC-PI decoupling current-sharing control strategy by simulation, and an experimental platform is built for prototype testing. Simulation and experimental results demonstrate that the proposed control strategy has stronger anti-interference capability and current-sharing performance.

**Keywords:** interleaved parallel connection; coupled inductor; ADRC; current sharing control; anti-interference

## 0 引言

随着数据中心、轨道交通以及新能源汽车等产业的快速发展, 对高功率高效率小体积开关电源的需求与日俱增。高效小型化开关电源不仅可以降低电源系统的体积和质量, 也能提高能源利用效率<sup>[1-3]</sup>。然而, 滤波电感、功率电感、变压器等磁性元件通常占据了电源总体积的 30% 以上, 是影响电源功率密度的重要因素, 怎

样有效减小磁性元件体积成为众多学者的研究重点<sup>[4-5]</sup>。

目前主要有两种方法可以有效减小磁性元件体积, 一种是提高开关频率, 磁性元件的体积与工作频率成反比关系, 提高开关频率可以显著减小电感量和变压器匝数, 从而实现磁性元件的小型化。然而, 这种方法在实际应用中面临着多重限制。首先, 开关频率的提升受限于功率半导体器件的工艺水平。目前, 虽然 SiC 和 GaN 等宽禁带半导体器件的出现为高频化提供了可能, 但其成

收稿日期: 2025-01-03; 修回日期: 2025-02-11。

作者简介: 姚鑫 (2000-), 男, 硕士研究生。

引用格式: 姚鑫, 王凤岩. 交错并联磁集成 DC-DC 变换器的控制策略研究[J]. 计算机测量与控制, 2025, 33(3): 97-104.

本较高。其次,随着开关频率的提高,开关损耗和磁芯损耗都会显著增加,这直接影响了变换器的整体效率。为了控制损耗,通常需要对磁芯进行降额使用,这导致磁芯的利用率降低,反而限制了磁性元件体积的进一步减小。此外,高频工作还会带来电磁干扰问题,需要额外的滤波和屏蔽措施,这在一定程度上抵消了高频化带来的体积优势。而另一种方法是磁集成技术,磁集成技术的核心思想是将变换器中的两个或多个分立磁性元件集中绕制在一副磁芯上,通过合理的磁路设计,使多个磁性元件在结构上实现一体化。这不仅能够减小磁性元件的总体积,还能带来多方面的性能优势。首先,磁集成技术可以有效利用磁芯材料,提高磁芯利用率;其次,通过磁耦合作用,可以改善变换器的电气性能,如减小电流纹波、提高动态响应等;最后,磁集成结构有利于散热设计,可以提高变换器的功率密度和可靠性<sup>[6-7]</sup>。近年来,很多学者将交错并联磁集成技术应用到了 DC-DC 变换器中,大大减小了变换器的电流纹波和磁性元件尺寸,提高了变换器功率密度<sup>[8-12]</sup>。

由于交错并联磁集成 DC-DC 变换器的多相并联结构,每相电路都包含电感等储能元件,使得系统阶数随相数增加而升高,因此变换器具有高阶性,非线性的特点。当相间电流不平衡程度过大时,会导致磁芯中的磁通密度分布不均,引发一系列问题:首先,磁通密度较高的区域容易达到磁芯材料的饱和点,导致电感值下降,进而加剧电流不平衡;其次,磁芯饱和会显著增加磁芯损耗,降低变换器效率;最后,严重的磁芯饱和可能导致磁芯温度升高,影响系统可靠性。因此需要采用合适的控制策略<sup>[13]</sup>。对于传统的交错并联 DC-DC 变换器的控制方法,国内外研究已较为成熟,WIBISONOA 等人<sup>[14]</sup>提出传统比例积分控制 (PI, proportional-integral control) 实现均流,该方法由于控制器参数设计简单且不需要精确的模型参数受到广泛的应用,但在追求响应速度的同时伴随高超调现象,针对 PI 控制的不足,韩京清教授<sup>[15-16]</sup>提出了自抗扰控制,引入了扩张状态观测器 (LESO, linear extended state observer) 和线性状态误差反馈控制律 (LSEF, linear state-error feedback control law),提高了整个系统的鲁棒性,南余荣<sup>[17]</sup>等人将扩张状态观测器和滑模控制相结合,有效抑制了时变干扰对系统的影响,杨惠<sup>[18]</sup>等人将自抗扰控制应用到 DC-DC 变换器中,实验结果验证了其性能优于传统 PI 控制,提高了系统的抗干扰性,但由于采用非线性函数实现算法,其控制器设计较为困难,Cao Y F<sup>[19]</sup>等人提出线性自抗扰控制,大大简化了控制器设计难度。但是以上控制方法目前仅应用于传统交错并联 DC-DC 变换器,国内外对交错并联磁集成 DC-DC 变换器的控制方法研究并不多见,陈丹丹等人<sup>[20]</sup>在 2014 年针对磁

集成双向 DC-DC 变换器提出了离散滑模控制,但是应用到更高阶的系统时,控制器的设计将会特别复杂,苏冰<sup>[21]</sup>等人在 2020 年提出了基于 PI 控制的电压电流双闭环均流控制,但由于磁集成变换器的电压扰动也会导致变换器出现显著的电流不均现象,因此基于 PI 控制的电压电流双闭环均流控制难以达到理想的控制效果。

针对交错并联磁集成 DC-DC 变换器控制的研究现状,本文以两相交错并联磁集成 Buck 变换器为研究对象,提出了线性自抗扰控制 (LADRC, linear active disturbance rejection control) + PI 控制的解耦均流控制策略,提高变换器的动态特性。该策略对电压外环设计 LADRC 控制器,提升系统的抗干扰能力,对电流内环采用比例积分控制。在同一系统模型下,对两种控制器在不同工况下进行仿真测试,并搭建测设平台进行实物验证本文所提控制策略的有效性。

## 1 两相交错并联磁集成 Buck 变换器

### 1.1 交错并联磁集成 Buck 变换器原理分析

两相 Buck 变换器的基本结构如图 1 所示。

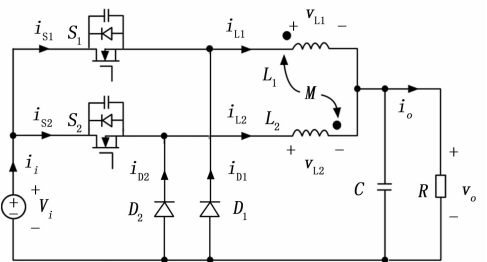


图 1 两相交错并联磁集成 Buck 变换器

假设各元件都工作在理想条件下,且工作在 CCM 模式下,开关管  $S_1$ 、 $S_2$  按照占空比依次导通,二极管  $D_1$ 、 $D_2$  起续流作用,电感  $L_1$  和  $L_2$ 、续流二极管  $D_1$ 、 $D_2$ ,以及输出滤波电容  $C$ 。两相 Buck 变换器在一个开关周期内根据占空比  $D$  不同可分为两种情况。

1)  $0 < D < 0.5$ ;

当占空比  $D$  小于 0.5 时,变换器在一个开关周期内经历 4 个不同的工作模式。每个模式的开关管和二极管的状态不同,导致电感的充放电过程和能量的传递方式也有所不同。

模式 1: 开关管  $S_1$  导通,  $S_2$  关断,二极管  $D_1$  关断,  $D_2$  导通。此时,电源通过开关管  $S_1$  向电感  $L_1$  充电,电感  $L_1$  的电流逐渐上升。与此同时,电感  $L_2$  通过二极管  $D_2$  续流,电感  $L_2$  和输出滤波电容  $C$  共同向负载提供能量。在这个模式中,电感  $L_1$  处于充电状态,而电感  $L_2$  处于放电状态,两者共同维持负载的电流需求;

模式 2: 开关管  $S_1$  和  $S_2$  同时关断,二极管  $D_1$  和  $D_2$  分别导通续流。此时,电感  $L_1$  和  $L_2$  同时通过二极管  $D_1$  和  $D_2$  续流,电感  $L_1$  和  $L_2$  的电流逐渐下降,同

时向负载提供能量。在这个模式中, 电感  $L_1$  和  $L_2$  同时放电, 能量通过续流二极管传递到负载;

模式 3: 开关管  $S_2$  导通,  $S_1$  关断, 二极管  $D_1$  导通,  $D_2$  关断。此时, 电源通过开关管  $S_2$  向电感  $L_2$  充电, 电感  $L_2$  的电流逐渐上升。与此同时, 电感  $L_1$  通过二极管  $D_1$  续流, 电感  $L_1$  和输出滤波电容  $C$  负载提供能量。这个模式与模式 1 类似, 只是充电的电感从  $L_1$  变为  $L_2$ , 放电的电感从  $L_2$  变为  $L_1$ ;

模式 4: 开关管  $S_1$  和  $S_2$  同时关断, 二极管  $D_1$  和  $D_2$  分别导通续流。此时, 电感  $L_1$  和  $L_2$  同时通过二极管  $D_1$  和  $D_2$  续流, 电感  $L_1$  和  $L_2$  的电流逐渐下降, 同时向负载提供能量。此模式与模式 2 相同。

2)  $0.5 < D < 1$ ;

当占空比  $D$  大于 0.5, 小于 1 时, 变换器在一个开关周期内同样经历 4 个不同的工作模式。每个模式的开关管和二极管的状态不同, 导致电感的充放电过程和能量的传递方式也有所不同。

模式 1: 开关管  $S_1$  和  $S_2$  同时导通, 二极管  $D_1$  和  $D_2$  关断。此时, 电源同时向电感  $L_1$  和  $L_2$  充电, 电感  $L_1$  和  $L_2$  的电流同时上升。在这个模式中, 电感  $L_1$  和  $L_2$  同时充电, 能量从电源传递到电感;

模式 2: 开关管  $S_1$  导通,  $S_2$  关断, 二极管  $D_1$  关断。此时, 电源通过开关管  $S_1$  向电感  $L_1$  充电, 电感  $L_1$  的电流逐渐上升。与此同时, 电感  $L_2$  通过二极管  $D_2$  续流, 电感  $L_2$  和输出滤波电容  $C$  共同向负载提供能量。这个模式与  $0 < D < 0.5$  时的模式 1 类似;

模式 3: 开关管  $S_1$  和  $S_2$  同时导通, 二极管  $D_1$  和  $D_2$  关断。此时, 电源再次同时向电感  $L_1$  和  $L_2$  充电, 电感  $L_1$  和  $L_2$  的电流同时上升。这个模式与模式 1 相同, 能量从电源传递到电感;

模式 4: 开关管  $S_2$  导通,  $S_1$  关断, 二极管  $D_2$  关断。此时, 电源通过开关管  $S_2$  向电感  $L_2$  充电, 电感  $L_2$  的电流逐渐上升。与此同时, 电感  $L_1$  通过二极管  $D_1$  续流, 电感  $L_1$  和输出滤波电容  $C$  共同向负载提供能量。这个模式与  $0 < D < 0.5$  时的模式 3 类似。

通过对  $0 < D < 0.5$  和  $0.5 < D < 1$  两种情况下变换器工作模式的分析, 可以看出, 占空比  $D$  的不同直接影响了变换器的工作状态。

### 1.2 磁集成 Buck 变换器小信号建模

要分析变换器的动态性能, 需建立变换器的小信号交流模型。通常运用状态空间平均法进行建模。由图 1 可知, 由开关管和续流二极管组成的两端口网络如图 2 所示。

当  $t \in [t, t + d(t)T]$  时, 开关  $S_1$  开通, 二极管  $D_1$  关断; 当  $t \in [t + d(t)T, t + T]$  时, 开关  $S_1$  关断, 二极管  $D_1$  开通, 则该两端口网络输出变量表达

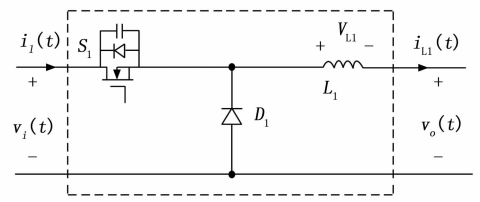


图 2 两端口网络

式为:

$$i_{i1}(t) = \begin{cases} i_{i1}(t) & t \in [t, t + d(t)T] \\ 0 & t \in [t + d(t)T, t + T] \end{cases} \quad (1)$$

$$v_{o1}(t) = \begin{cases} v_i(t) & t \in [t, t + d(t)T] \\ 0 & t \in [t + d(t)T, t + T] \end{cases} \quad (2)$$

根据 Buck 变换器开关周期的平均概念, 上式可化简为:

$$i_1(t) = d(t)i_{i1}(t) \quad (3)$$

$$v_o(t) = d(t)v_i(t) \quad (4)$$

式中, 当 Buck 变换器工作在静态工作点时,  $d(t) = D$  (占空比)。

因此两相交错并联磁集成 Buck 变换器电路可等效为图 3 所示。

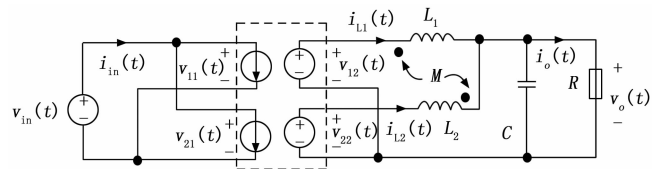


图 3 磁集成 Buck 变换器等效电路

在一个周期内, Buck 变换器的输入电流、电感电流和输出电压的开关周期平均值方程为:

$$i_m(t) = d(t) \sum_{i=1}^2 i_{Li}(t) \quad (5)$$

$$d(t)v_m(t) = \begin{bmatrix} L & M \\ M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{L1}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L2}(t)}{dt} \end{bmatrix} + v_o(t) \quad (6)$$

$$C \frac{dv_o(t)}{dt} = i_o(t) - \frac{v_o(t)}{R} \quad (7)$$

联立 (3) ~ (7) 可得:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{d(t)v_m(t) - v_o(t)}{L + M} \quad (8)$$

从式中可以看出两相等效电感  $L_{eq} = L + M$ 。当电路达到稳态, 根据电感电压伏秒平衡, 电容电荷平衡原理, 可以得到稳态关系式为:

$$\begin{cases} V_i = DV_o \\ I_m = D \sum_{i=1}^2 I_{Li} \\ I_{out} = \sum_{i=1}^2 I_{Li} = \frac{V_o}{R} \end{cases} \quad (9)$$

对输入电压和占空比在稳态工作点附近施加扰动, 其表达式为:

$$v_{in}(t) = V_i + \hat{v}_{in}(t) \quad (10)$$

$$d(t) = D + AKd^*(t) \quad (11)$$

则磁集成 Buck 变换器中状态量也随之产生扰动, 其表达式为:

$$\begin{cases} v_o(t) = V_o + \hat{v}_o(t) \\ i_o(t) = I_o + \hat{i}_o \\ i_{in}(t) = I_{in} + \hat{i}_{in} \end{cases} \quad (12)$$

根据公式, 可得解耦后 Buck 变换器的小信号等效电路, 如图 4 所示。

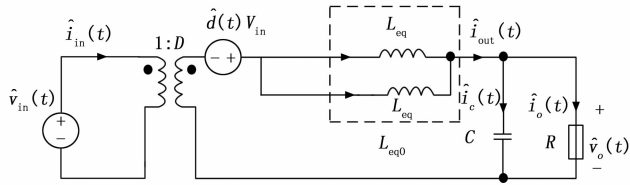


图 4 两相磁集成 Buck 变换器小信号等效电路

图 4 中, 因为两相电路是对称的, 因此  $L_{eq0} = L_{eq} / 2$ , 可得两相电感电流, 电容电压以及输入电流的小信号关系式为:

$$\begin{cases} L_{eq0} \frac{d\hat{i}_{out}(t)}{dt} = D\hat{v}_{in}(t) + \hat{d}(t)V_{in} - \hat{v}_o(t) \\ \hat{i}_c(t) = C \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} = \hat{i}_{out}(t) - \frac{\hat{v}_o(t)}{R} \\ \hat{i}_{in}(t) = D\hat{i}_{out}(t) + \frac{\hat{d}(t)V_o}{R} \end{cases} \quad (13)$$

联立方程可得输入电压到输出电压和占空比到输出电压的传递函数为:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{in}(s)} = \frac{D}{L_{eq}Cs^2 + L_{eq}s/R + 1} \quad (14)$$

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{in}}{L_{eq}Cs^2 + L_{eq}s/R + 1} \quad (15)$$

## 2 LADRC-PI 解耦均流控制

### 2.1 电流内环设计

电流内环通过解耦后采用 PI 调节器实现电流均流调控, 由图 1 可知, 两相电感间存在耦合关系, 因此电感电流是相互影响的, 电感电压与电感电流关系式为:

$$\begin{bmatrix} v_{L1}(s) \\ v_{L2}(s) \end{bmatrix} = \mathbf{Z}(s) \cdot \mathbf{I}(s) = \begin{bmatrix} L_1s & Ms \\ Ms & L_2s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(s) \\ i_{L2}(s) \end{bmatrix} \quad (16)$$

由于两相对称, 取  $L_1 = L_2$ , 在传统两相交错并联 Buck 电路中, 由于电感间没有耦合关系, 因此其阻抗矩阵  $\mathbf{Z}(s)$  为二阶对角矩阵, 所对应的电流控制器矩阵  $\mathbf{W}(s)$  也为二阶对角矩阵。然而在两相交错并联磁集成 Buck 变换器中, 其电感间存在耦合关系, 使得对应的阻抗矩阵  $\mathbf{Z}(s)$  和电流控制器矩阵  $\mathbf{W}(s)$  为实对

称矩阵。若将实对称矩阵相似对角化, 实现相间电流的等效解耦, 便可独立设计每相电流控制器。

其中阻抗矩阵  $\mathbf{Z}(s)$  为实对称矩阵, 其对应的导纳矩阵  $\mathbf{Y}(s)$  也为实对称矩阵, 因此可将  $\mathbf{Y}(s)$  相似对角化, 其结果如下:

$$\mathbf{Y}(s) = \mathbf{Z}^{-1}(s) = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{H}(s)\mathbf{P} \quad (17)$$

$$\mathbf{H}(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{(L+M)s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{(L-M)s} \end{bmatrix} \quad (18)$$

可以看出, 解耦后的矩阵  $\mathbf{H}(s)$  为二阶对角矩阵, 因此两相电感电流间已不存在耦合关系。

本文所提拓扑的两相电感电流经过等效解耦后, 其电流环控制框图如图 5 所示。

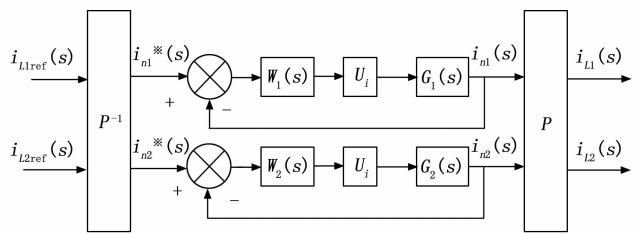


图 5 电流环控制框图

图 5 中,  $\mathbf{W}_i(s)$  为对应电流环调节器矩阵  $\mathbf{W}_1(s)$  中的对应的对角元素,  $\mathbf{G}_i(s)$  为矩阵  $\mathbf{H}(s)$  中的对应的对角元素。

电流内环控制采用传统的 PI 控制。根据图 5 可得未加电流控制器的电流开环传递函数:

$$\mathbf{G}_{n1}(s) = U_i G_1(s) = \frac{U_i}{L+M} = \frac{K_1}{1+s\tau_{i1}} \quad (19)$$

$$\mathbf{G}_{n2}(s) = U_i G_2(s) = \frac{U_i}{L-M} = \frac{K_2}{1+s\tau_{i2}} \quad (20)$$

从上式可以看出, 两相电流内环解耦后开环传递函数不同, 因此需要将电流内环校正为相同的典型 I 型系统传递函数, 如下式所示:

$$\mathbf{W}_1(s)G_{n1}(s) = \mathbf{W}_2(s)G_{n2}(s) = \frac{K}{s(Ts+1)} \quad (21)$$

式中,  $\mathbf{W}_i(s)$  为 PI 控制器, 即:

$$\mathbf{W}_i(s) = \frac{k_i(\tau_i s + 1)}{\tau_i s(T_i s + 1)} \quad (22)$$

以第一相电流内环为例:

$$\mathbf{W}_1(s)G_{n1}(s) = \frac{k_1(\tau_1 s + 1)}{\tau_1 s(T_1 s + 1)} \times \frac{K_1}{1+s\tau_{i1}} = \frac{K}{s(Ts+1)} \quad (23)$$

根据工程经验, 上式中  $T$  一般取开关周期的一半, 且满足  $K \times T = 0.5$ , 因此可以算出第一相电流内环校正后的开环传递函数为:

$$\mathbf{G}_1(s) = \mathbf{W}_1(s)G_{n1}(s) = \frac{K}{s(Ts+1)} = \frac{1 \times 10^6}{s(5 \times 10^{-7} + 1)} \quad (24)$$

使用 MATLAB 绘制出该传递函数的 Bode 曲线, 如图 6 所示。

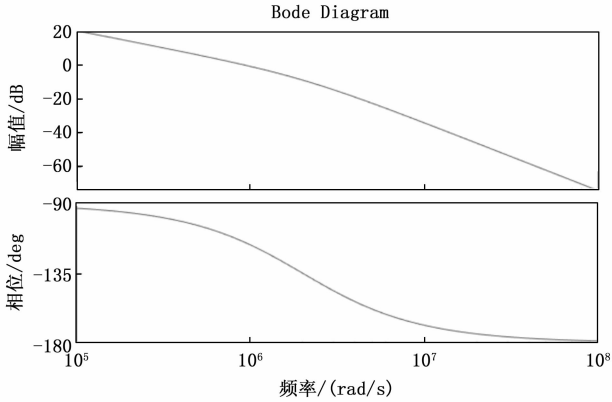


图 6 传递函数的 Bode 曲线

由图 6 可知, 系统满足稳定性的要求, 动态响应速度和高频段的抗干扰性能较好, 满足电流环控制的要求。

### 2.2 电压外环控制器

电压外环作为整个控制系统的核心环节, 其抗干扰性能决定了系统的稳定性和动态响应特性。由于变换器在实际运行中不可避免地会受到各种内外扰动的干扰, 如负载突变等, 传统的 PI 控制策略往往难以满足强鲁棒性的设计要求。针对这一问题, 本文将 LDARC 引入电压外环控制中, 以提升系统的抗干扰能力和控制精度。

LDARC 的核心结构主要由两大部分组成: LESO 和 LSEF。其中, LESO 能够实时估计系统的状态变量和系统总扰动。在实际系统中, 系统往往会受到各种内外扰动的影响, 如负载变化、参数漂移等, LESO 通过系统的输入和输出信号, 在线估计出这些扰动, 并将其作为系统的一个“扩张状态”进行补偿, 使得系统能够有效抑制各种不确定性和外部干扰的影响。LSEF 则根据系统的状态误差和扩张状态观测器估计的扰动, 产生合适的控制量。通过将扰动估计值引入控制律中, LSEF 能够实现系统的高精度控制。这种控制结构不仅能够保证系统的稳态性能, 还能够显著提高系统的动态响应特性。其一阶控制结构框图如图 7 所示。

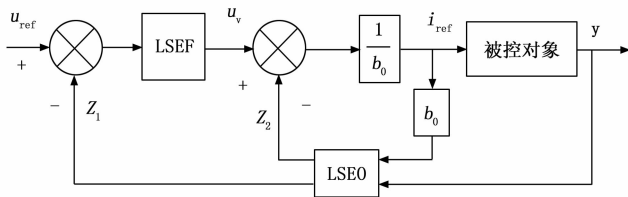


图 7 一阶自抗扰控制结构框图

由图 7 可得带有总扰动的一阶积分表达式为:

$$\dot{y} = b_0 i_{ref} + f(y, \omega, t) \quad (25)$$

式中,  $b_0$  为 LDARC 的补偿因子,  $f(y, \omega, t)$  为系统总扰动。

定义状态变量  $x_1 = y$ , 并新增扩张状态量  $x_2 = f$ , 使  $\dot{h} = f$ , 则电压外环的状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Eh \\ y = Cx \end{cases} \quad (26)$$

式中,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C = [1]$$

对应的线性扩张状态观测器为:

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + Bi_{ref} + L(x_1 - \hat{y}) \\ \hat{y} = Cz \end{cases} \quad (27)$$

式中, 观测矩阵  $L = [l_1 \ l_2]^T$ , 考虑线性扩张状态观测器收敛性:

$$\Delta = \dot{z} - \dot{x} = (A - LC)(z - x) - Eh \quad (28)$$

要使得观测器收敛, 需要将矩阵  $(A - LC)$  的特征值配置在  $s$  平面的左半平面:

$$\| (A - LC) - sI_{2 \times 2} \| = (s + \omega_0)^2 \quad (29)$$

式中,  $\omega_0$  为线性扩张状态观测器带宽, 因此可得线性扩张状态观测器增益矩阵为:

$$L = [l_1 \ l_2]^T = [2\omega_0 \ \omega_0^2]^T \quad (30)$$

即  $\beta_1 = 2\omega_0$ ,  $\beta_2 = \omega_0^2$ , 最后得到 LESO 为:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2\omega_0 & 1 \\ -\omega_0^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 & 2\omega_0 \\ 0 & \omega_0^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ref} \\ y \end{bmatrix} \quad (31)$$

可以看出, 线性扩张状态观测器 LESO 的参数主要和  $\omega_0$  有关。

线性状态误差反馈控制器根据系统的状态误差和扩张状态观测器估计的扰动, 因此设计比例控制器来合成控制信号, 从图 7 可以得出:

$$i_{ref} = \frac{u_v - z_2}{b_0} \quad (32)$$

$$u_v = k_p (u_{ref} - z_1) \quad (33)$$

式中,  $u_v$  为线性状态误差反馈控制器对参考电压  $u_{ref}$  施加的控制量,  $z_2$  负责消除总扰动。 $k_p$  为比例控制器增益, 在较为理想的情况下, 线性扩张状态观测器 LESO 能对总扰动进行精确估计。

根据上文讨论, 线性自抗扰控制器中有 3 个参数需要进行整定设计, 即比例控制器增益  $k_p$ , 线性扩张状态观测器带宽  $\omega_0$ , 补偿因子  $b_0$ 。

由式 (27) 和式 (32) 可以得到该外环控制系统的输入输出和观测量的关系式为:

$$\begin{bmatrix} z_1(s) \\ z_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{k_p}{s + l_1 + k_p} & \frac{l_1}{s + l_1 + k_p} \\ \frac{-l_2 k_p}{s^2 + (l_1 + k_p)s} & \frac{l_2 s + l_2 k_p}{s^2 + (l_1 + k_p)s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ref}(s) \\ y(s) \end{bmatrix} \quad (34)$$

结合式 (31) 和式 (32), 得到控制器  $C(s)$  为:

$$C(s) = -\frac{i_{ref}(s)}{y(s)} = \frac{(l_2 + l_1 k_p)s + l_2 k_p}{b_0 s^2 + (b_0 l_1 + b_0 k_p)s} = \frac{K_p s + K_i}{s} \cdot \frac{1}{Ts + 1} \quad (35)$$

可得式中具体参数关系为：

$$\begin{cases} K_p = \frac{l_2 + k_p l_1}{b_0} \\ T = l_1 + k_p \\ K_i = \frac{k_p l_2}{b_0} \end{cases} \quad (36)$$

从式 (36) 可以看出，线性自抗扰控制器可以近似等于 PI 控制器加滤波器。因此，可以通过已有的 PI 控制器参数求解出线性自抗扰控制器的参数，由式 (36) 变换可以得到：

$$\begin{cases} k_p = T - l_1 \\ l_2 = \frac{K_i b_0}{T - l_1} \end{cases} \quad (37)$$

当 PI 控制器参数已知时，只需解关于  $l_1$  的一元三次方程：

$$l_1^3 T^2 - (K_p b_0 + 2l_1^2) T + l_1^3 + K_p b_0 l_1 + K_i b_0 = 0 \quad (38)$$

因此线性自抗扰控制器参数整定流程为：

- 1) 将已知的 PI 控制器参数代入式 (38) 中，计算出等价的 LADRC 控制器参数；
- 2) 由于式 (38) 是一元三次方程，因此可以解出三组解，其选择规则为：首先保证控制器参数为实数，其次需要满足  $l_1 > 0$  和  $l_2 > 0$ ，使得特征多项式  $s + l_1 s + l_2 = 0$  的解全部在  $s$  平面上的左半平面，最后要满足特征多项式  $s + l_1 + k_p = 0$  的解全在  $s$  平面上的左半平面。

### 3 仿真分析及实验验证

为验证本文提出的 LADRC-PI 解耦均流控制策略对磁集成变换器的有效性，在 matlab/Simulink 平台上搭建两相交错并联磁集成 Buck 变换器仿真模型，分别对双环 PI 控制和 LADRC-PI 解耦均流控制进行对比分析。为验证所提出的控制策略的抗扰性能，在负载突变的工况下进行仿真测试，样机具体参数如 1 表所示。

表 1 样机具体参数

主要参数	数值
输入电压 $V_i$	28 V
输出电压 $v_o$	12 V
输出滤波电容 $C$	1 000 $\mu$ F
开关频率 $f_s$	1 MHz
磁集成电感自感 $L$	39 $\mu$ H
磁集成电感互感 $M$	-39 $\mu$ H

#### 3.1 抗扰性能

为验证所提出的控制策略的抗扰性能，在负载突变

的工况下进行仿真测试。在 0.000 4 s 时负载突减 50%，在 0.000 6 s 时负载突增 50%，在负载突变情况下，两种控制策略下输出电压波形变化对比如图 8 所示。

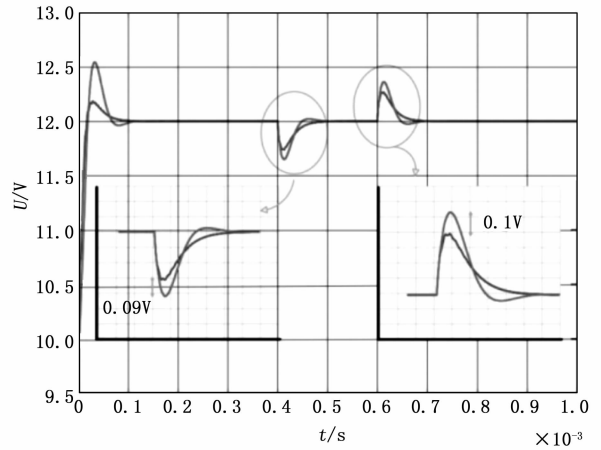


图 8 输出电压波形变化对比图

从仿真结果图可以看出，在负载扰动的工况下，双 PI 控制存在二次振荡的情况，而 LADRC-PI 解耦均流控制可以有效抑制二次振荡，提高系统稳定性。对比仿真结果可知，LADRC-PI 解耦均流控制的超调量相较于双闭环 PI 控制有明显优化，当负载突减 50%，采用 LADRC-PI 解耦均流控制时，输出电压产生的瞬态偏差值要比采用双 PI 控制时输出电压产生的瞬态偏差值小 0.09 V。当负载突增 50%，采用 LADRC-PI 解耦均流控制时，输出电压产生的瞬态偏差值要比采用双 PI 控制时输出电压产生的瞬态偏差值小 0.1 V，说明了本文所提的 LADRC-PI 解耦均流控制策略比双 PI 控制抗扰能力更强。

#### 3.2 电流环均流

本文采用了解耦均流的控制策略，在该控制策略控制下，对系统稳态、暂态均流效果进行仿真分析。

##### 1) 系统稳态均流：

系统在稳态下，电感电流均流效果如图 9 所示。

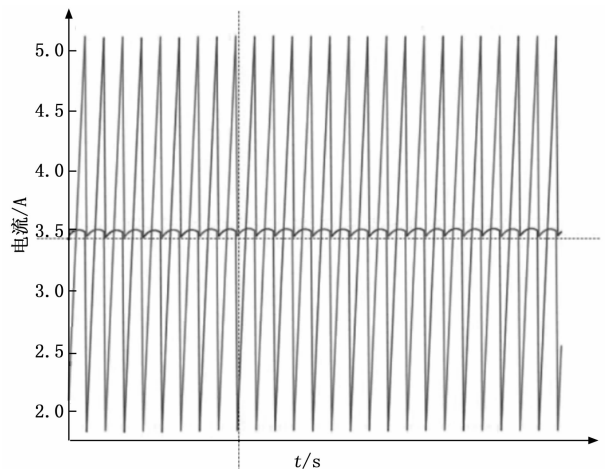


图 9 电感电流均流效果图

由图 9 可见, 两相电感电流平均值近似相等, 为 3 A 左右, 均流效果良好, 两相电流波形相位相差 180°, 说明提出的 LADRC-PI 解耦均流控制策略能对交错并联磁集成 Buck 电路实现稳态均流。

2) 系统暂态均流:

当系统负载突变时, 暂态均流效果如图 10 所示。

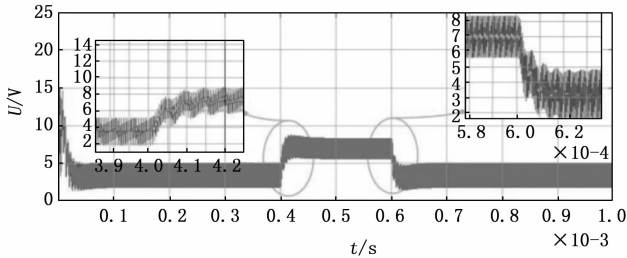


图 10 负载突变均流图

由图 10 可见, 在 0.000 4 s 时负载突减 50 %, 在 0.000 6 s 时负载突增 50 %。两相电感电流发生跃变, 两相电流平均值依旧近似相等, 均流效果依然良好, 说明了所提的 LADRC-PI 解耦均流控制策略的正确性。

3.3 实验验证

为验证所提 LADRC-PI 解耦均流控制方法对磁集成变换器的有效性, 搭建实验平台进行实验验证。

如图 11 为采用 LADRC-PI 解耦均流控制方法时, 两相交错并联磁集成 Buck 变换器的输出电压、输出电流和两相电感电流的稳态波形。

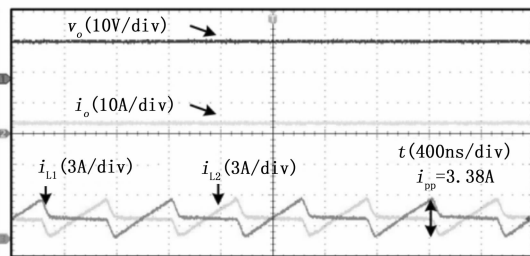


图 11 实验稳态波形图

由图 11 可见, 两相电感电流以相位差 180° 交错运行, 两相电流平均值为 3 A 左右, 均流效果良好。

如图 12 所示, 为采用 LADRC-PI 解耦均流控制方法时, 两相交错并联磁集成 Buck 变换器的输出电压、输出电流和两相电感电流的暂态波形。

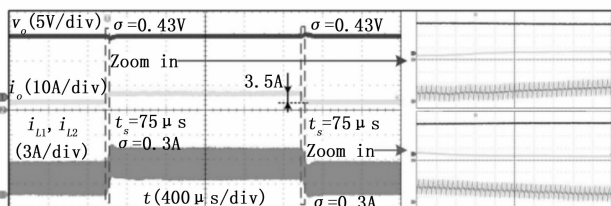


图 12 实验暂态波形图

由图 12 可见, 在 0.000 4 s 时负载突减 50 %, 在

0.000 6 s 时负载突增 50 %, 输出电压经过突变后很快维持在原电压, 两相电感电流经历跃变但仍保持平均值相等, 电流均流效果依然良好。输出电压和两相电感电流都能起到反馈作用, 响应速度较快, 说明本文采用的控制策略的正确性和可行性。

4 结束语

本文对交错并联磁集成 DC-DC 变换器控制策略进行了研究, 以两相交错并联磁集成 Buck 变换器为研究对象, 提出了一种基于线性自抗扰控制和比例积分调节器串联的解耦均流控制策略。通过建立变换器的小信号模型, 设计了电流内环 PI 均流解耦控制和电压外环 LADRC 控制, 提高了系统的抗干扰能力和均流效果。仿真和实验结果表明, 该控制策略在负载突变情况下表现出较好的动态响应和抗干扰性能, 相较于传统的双闭环 PI 控制, 具有更小的超调量。该控制策略可以提高交错并联磁集成 DC-DC 变换器的性能, 在数据中心、轨道交通和新能源汽车等高功率密度应用场景中, 具有广阔的应用前景。然而, 本研究仍存在一些局限性。首先, 控制策略的设计和参数整定较为复杂, 实际应用中可能需要进一步简化。其次, 研究仅针对两相交错并联磁集成 Buck 变换器, 未涉及更多相数变换器, 未来的研究可以扩展到多相系统或其他类型的磁集成变换器, 进一步优化控制策略。

参考文献:

[1] 刘晓东, 董保成, 吴慧辉, 等. 基于并联变压器切换的 LLC 谐振变换器宽范围效率优化控制策略 [J]. 电工技术学报, 2020, 35 (14): 3018-3029.

[2] 曾俊杰, 苏鑫, 李正, 等. 三相电压型 PWM 整流器的自抗扰控制研究 [J]. 计算机测量与控制, 2023, 31 (1): 93-99.

[3] LEE F C, WANG SHOU, LI QIANG. Next generation of power supplies-design for manufacturability [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9 (6): 6462-6745.

[4] 倪 硕, 吴红飞, 陈君雨, 等. 交错并联临界导通模式 Buck 电感高密度集成与优化 [J]. 电工技术学报, 2022, 37 (18): 4688-4696.

[5] 程 鹤, 徐 恺, 李朋圣, 等. 三相 CLLC 谐振变换器磁集成平面变压器设计与优化 [J]. 电工技术学报, 2024, 39 (12): 3774-3786.

[6] LI MINGXIAO, WANG CHANG, OUYANG ZIWEI, et al. Optimal design of a matrix planar transformer in an LLC resonant converter for data center applications [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11 (2): 1778-1787.

[7] LEE F C, LI QIANG, NABIH A. High frequency reso-

- nant converters: an overview on the magnetic design and control methods [J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2021, 9 (1): 11–23.
- [8] 高圣伟, 王博, 孙醒涛. 一种交错并联双向 DC-DC 变换器的新型磁集成技术 [J]. *中国电机工程学报*, 2023, 43 (9): 3538–3549.
- [9] GAO SHENGWEI, WANG BO, SUN XINGTAO. A novel magnetic integration technology for interleaved parallel bidirectional DC-DC converters [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2023, 43 (9): 3538–3549.
- [10] WANG SHUO, PHAM P H, LI QIANA, et al. PCB winding-based coupled inductor for a high-frequency DC/DC converter with 99% efficiency [C] //2023 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Orlando, FL, USA, 2023: 420–425.
- [11] 马小勇, 王萍, 王议锋, 等. 基于交错并联 Boost 变换器的耦合电感综合建模与多目标优化方法 [J]. *电工技术学报*, 2022, 37 (24): 6399–6410.
- [12] ZHU FEIYANG, LI QIANG. Coupled inductors with an adaptive coupling coefficient for multiphase voltage regulators [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38 (1): 739–749.
- [13] 冯建松. 交错并联磁集成双向 buck/boost 变换器的研究 [D]. 北京: 北京交通大学, 2022.
- [14] WIBISONO A, FACTA M, SETIAWAN I. An average current control method in multiphase interleaved bidirectional DC/DC converter connected on DC microgrids [C]. 2021 12th International Renewable Engineering Conference (IREC), 2021: 1–6.
- [15] 韩京清. 从 PID 技术到“自抗扰控制”技术 [J]. *控制工程*, 2002 (3): 13–18.
- [16] HAN Jingqing. Active disturbance rejecting control [J]. *Frontier Science*, 2007 (1): 24–31.
- [17] 南余荣, 杨晨冰, 吕炜杰. 基于 ESO 的 Buck 型变换器趋近律控制 [J]. *计算机测量与控制*, 2020, 28 (3): 84–88.
- [18] 杨惠, 骆姝, 孙向东, 等. 光伏储能双向 DC-DC 变换器的自抗扰控制方法研究 [J]. *太阳能学报*, 2018, 39 (5): 1342–1350.
- [19] CAO Y F, ZHAO Q S, YE Y Q, et al. ADRC-Based current control for grid-tied inverters: Design, analysis, and verification [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67 (10): 8428–8437.
- [20] 陈丹丹. 交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器的离散滑模控制研究 [D]. 阜新: 辽宁工程技术大学, 2014.
- [21] 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.
- [22] 陈丹丹. 交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器的离散滑模控制研究 [D]. 阜新: 辽宁工程技术大学, 2014.
- [23] 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.
- [24] 陈丹丹. 交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器的离散滑模控制研究 [D]. 阜新: 辽宁工程技术大学, 2014.
- [25] 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.
- [26] 陈丹丹. 交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器的离散滑模控制研究 [D]. 阜新: 辽宁工程技术大学, 2014.
- [27] 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.
- [28] 陈丹丹. 交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器的离散滑模控制研究 [D]. 阜新: 辽宁工程技术大学, 2014.
- [29] HARSHAVARTHINI S, KWON O M, LEE S M. Uncertainty and disturbance estimator-based resilient tracking control design for fuzzy semi-markovian jump systems [J]. *Applied Mathematics and Computation*, 2022, 426: 123–127.
- [30] JI Y D, LI Y L, WU W, et al. Mode-dependent event-triggered tracking control for uncertain semi-markov systems with application to vertical take-off and landing helicopter [J]. *Measurement & Control*, 2020, 53 (5-6): 954–961.
- [31] MOHANAPRIYA S, SAKTHIVEL R, KWON O M, et al. Disturbance rejection for singular markovian jump systems with time-varying delay and nonlinear uncertainties [J]. *Nonlinear Analysis-Hybrid Systems*, 2019, 33: 130–142.
- [32] ZHANG X L, YI Y, SHEN M Q, et al. Event-triggered anti-disturbance tracking control for semi-markovian jump systems with exogenous disturbances and input saturation [J]. *Applied Mathematics and Computation*, 2022, 424: 1–24.
- [33] CHEN Z H, TAN J, WANG X F, et al. Decentralized finite-time  $L_2$ - $L$ -infinity tracking control for a class of inter-connected markovian jump system with actuator saturation [J]. *ISA Transactions*, 2020, 96: 69–80.
- [34] ZHOU Q, YAO D Y, WANG J H, et al. Robust control of uncertain semi-markovian jump systems using sliding mode control method [J]. *Applied Mathematics and Computation*, 2016, 286: 72–87.
- [35] WANG B, ZHU Q X. Stability analysis of semi-markov switched stochastic systems [J]. *Automatica*, 2018, 94: 72–80.
- [36] LU D K, ZENG G H, LIU J. Non-fragile simultaneous actuator and sensor fault-tolerant control design for markovian jump systems based on adaptive observer [J]. *Asian Journal of Control*, 2018, 20 (1): 125–134.
- [37] KAVIARASAN B, KWON O M, PARK M J, et al. Combined H-infinity and anti-disturbance control for semi-markovian jump systems via a nonlinear disturbance observer [J]. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2023, 33 (13): 7968–7985.
- [38] YAO X M, ZHANG L L, LIAN Y. Composite event-triggered disturbance-observer-based control and passive control for semi-markovian jump nonlinear systems with actuator saturation [J]. *International Journal of Control*, 2023, 96 (8): 2032–2043.

(上接第 96 页)