

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2025.2.31

中图分类号: TM46

文献标志码: A

# 多相交错并联耦合电感的分析与设计

谢昌桦, 张丽萍, 陈 为, 肖长青  
(福州大学电气工程与自动化学院, 福州 350108)

**摘要:** 应用多相交错并联耦合电感技术, 可以有效降低相电流纹波、提升动态响应速度。针对不同设计目标, 首先分析直接耦合电感和间接耦合电感的稳态性能和动态性能的影响因素; 然后根据耦合前后等效动态电感不变设计提升稳态性能的直接耦合电感和间接耦合电感, 根据耦合前后等效稳态电感不变设计提升动态性能的直接耦合电感和间接耦合电感; 最后通过实验验证了理论分析的正确性和有效性。实验表明, 2种不同耦合方式的耦合电感分别对提高变换器的稳态性能和动态性能有明显的效果。

**关键词:** 耦合电感; 间接耦合; 等效稳态电感; 等效动态电感; 稳态性能; 动态性能

## Analysis and Design of Multi-phase Interleaved Parallel Coupled Inductors

XIE Changhua, ZHANG Liping, CHEN Wei, XIAO Changqing  
(College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China)

**Abstract:** The application of multi-phase interleaved parallel coupled inductors technology can effectively reduce the phase current ripple and improve the dynamic response speed. Aimed at different design objectives, the influencing factors for the steady-state and dynamic performances of direct- and indirect-coupled inductors are analyzed. Subsequently, based on the invariant equivalent dynamic inductance before and after coupling, the direct- and indirect-coupled inductors are designed to enhance the steady-state performance. Similarly, based on the invariant equivalent steady-state inductance before and after coupling, direct- and indirect-coupled inductors are designed to improve the dynamic performance. Finally, the correctness and effectiveness of the theoretical analysis were verified by experimental results, demonstrating that the two different coupling methods can significantly enhance the steady-state and dynamic performances of the converter, respectively.

**Keywords:** Coupled inductor; indirect-coupled; equivalent steady-state inductance; equivalent dynamic inductance; steady-state performance; dynamic performance

耦合电感被广泛应用于电力电子领域, 特别是在多相交错并联 DC-DC 变换器中, 利用耦合电感技术不仅可以降低磁件的体积与损耗, 还有机会提高变换器的稳态性能和动态性能<sup>[1-5]</sup>。

为了减小磁件的体积和损耗, 国内外学者主要

从耦合电感的磁芯结构展开研究。2001年, Wong 教授等<sup>[6-7]</sup>在两相解耦磁集成3个磁柱“EE”型磁芯结构的基础上, 在公共的低磁阻磁路的磁柱上开气隙, 提出了两相交错并联的耦合电感方案, 此方案减小了电感电流纹波。随着 DC-DC 变换器功率等级的不断增加, 交错并联的通道数已经远远超过了两相。将两相以上交错并联的 DC-DC 变换器的电感进行耦合设计, 成为学者们研究的热点<sup>[8-9]</sup>。杨玉岗教授团队详细分析采用 EI 型磁芯, 在3个柱上均绕上绕组的并列式磁芯结构的耦合电感, 该方案磁芯边柱不开气隙, 并通过调节中间柱气隙长度, 使自感、

收稿日期: 2023-10-07; 录用日期: 2023-11-21; 网络首发日期: 2024-04-26

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51777036); 福建省产业技术开发与应用计划引导性项目(2022H0101)

This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 51777036; Fujian Province Industrial Technology Development and Application Guiding Project under the grant 2022H0101

互感参数对称, 但该方案难以推广到更多相数的分立电感的集成<sup>[10]</sup>。文献[11]提出采用“田”字形磁芯, 并用类似的方法, 通过调节气隙来解决四相并列式磁芯不对称的问题。然而随着相数的增多, 传统并列式的磁芯结构在三相及以上相数时, 会出现自感、互感参数不对称, 造成各相电感电流纹波不相等和动态响应速度不相同的现象。

为了提高耦合电感的对称性, 文献[12-13]提出了对称的磁芯结构, 该结构将各绕线柱链接到 2 个公共点, 并使各绕线柱围绕这 2 个公共点均匀分布。该类磁芯结构对称性比并列式结构更好, 但各相间的互感仍做不到完全相同。

本文以多相交错并联耦合电感为研究对象, 首先假设对称磁芯结构的多相直接耦合电感的电感互感都一致, 分别分析耦合电感的稳态性能和动态性能与相数、占空比和耦合程度的关系; 然后针对多相对称磁芯结构互感不一致的情况, 提出了一种互感完全相同的间接耦合方案, 并分析了影响耦合电感的稳态性能和动态性能的因素; 最后通过实验对比了这 2 种不同耦合方式的优缺点及适用的场合。

## 1 直接耦合电感的模型分析

如图 1 所示为以六相为例的对称磁芯结构的多相直接耦合电感, 通过公共中柱让各相电感之间形成耦合关系。图 1 中, 各相的自感和互感组成的电感矩阵  $\mathbf{L}$  表示为

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{11} & M_{12} & \cdots & M_{1n} \\ M_{21} & L_{22} & \cdots & M_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{n1} & M_{n2} & \cdots & L_{nn} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中:  $L_{ij}$  为各相的自感( $i=j=1, 2, \dots, n$ ;  $n$  为耦合电感的相数);  $M_{ij}$  为各相之间的互感( $i, j=1, 2, \dots, n$ ;  $i \neq j$ )。  $\mathbf{L}$  对角线上的元素表示各相的自感, 非对角线上的元素表示各相之间的互感, 任意相的电压和电流都可以表示为

$$\begin{bmatrix} v_{L1} \\ v_{L2} \\ \vdots \\ v_{Ln} \end{bmatrix} = \mathbf{L} \begin{bmatrix} di_{L1} / dt \\ di_{L2} / dt \\ \vdots \\ di_{Ln} / dt \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中:  $v_{Lj}$  为第  $j$  相绕组两端的电压( $j=1, 2, \dots, n$ );  $i_{Lj}$  为第  $j$  相绕组流过的电流。

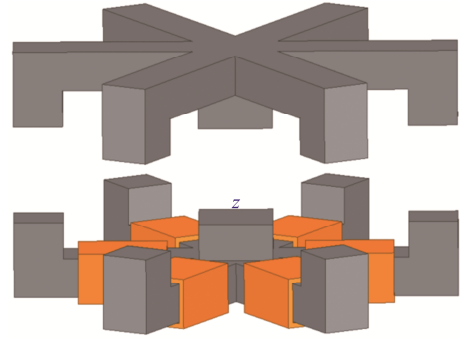


图 1 对称磁芯结构的多相直接耦合电感(以六相为例)

Fig. 1 Multi-phase direct-coupled inductors with symmetric magnetic core structure (with six-phase configuration as an example)

通过式(1)和式(2)可以推导出等效稳态电感和等效动态电感, 分别表征变换器的稳态性能和动态性能。其中, 等效稳态电感为稳态时电感电流从最小值增加到最大值这段时间的等效电感, 等效动态电感为由占空比变化量  $\Delta D$  引起的电感电流变化量  $\Delta i$  这段时间对应的等效电感, 二者关系到耦合电感的设计。

设计耦合电感时通常有以下 2 个设计目标。目标 1: 提升变换器的稳态性能, 即降低各相电流的纹波, 设计时需要确保 DC-DC 变换器电感耦合前后的等效动态电感相等; 目标 2: 提升变换器的动态性能, 设计时需要确保 DC-DC 变换器电感耦合前后的等效稳态电感相等<sup>[3]</sup>。

### 1.1 直接耦合电感的稳态性能分析

在图 1 中, 假设各相的自感相等, 即  $L_1=L_2=\dots=L_n=L$ ; 各相的互感也相等, 即  $M_{12}=M_{13}=\dots=M_{1n}=M_{23}=\dots=M_{ij}=M$  ( $i, j=1, 2, \dots, n$ ;  $i \neq j$ ); 电感之间的耦合系数都为  $k$ ; 各边柱上绕组的匝数均为  $N$ 。则多相交错并联 DC-DC 变换器各相的等效稳态电感  $L_{st}$  和等效动态电感  $L_{trans}$ <sup>[3]</sup>可分别表示为

$$L_{st} = (L - M)[L + (n - 1)M] / \{L + [n - 2m - 2 + \frac{m(m+1)}{nD} + \frac{(m - nD)(m - nD + 1)}{n(1 - D)}]M\} \quad (3)$$

$$L_{trans} = L + (n - 1)M \quad (4)$$

式中:  $m$  满足  $nD - 1 \leq m \leq nD$ ,  $m = 0, 1, \dots, n - 1$ ;  $D$  为每相驱动信号的占空比。当  $D = m/n$  时,  $m$  具有 2 个相邻整数解, 而这 2 个解对应的等效稳态电感相等。

在不削弱变换器动态性能的前提下, 当通过电感耦合最大程度降低相电流纹波时, 需确保变换器耦合前分立电感  $L_{dis}$  与耦合后的等效动态电感  $L_{trans}$  相同, 即有

$$L_{dis} = L_{trans} \quad (5)$$

为了分析耦合前后相电流纹波的影响因素, 定义纹波比  $\gamma$  为耦合后与耦合前的相电流纹波比, 即

$$\gamma = \frac{\Delta i'}{\Delta i} = \frac{v_L \Delta t / L_{st}}{v_L \Delta t / L_{dis}} = \frac{L_{dis}}{L_{st}} \quad (6)$$

式中:  $\Delta i'$  为耦合后每相的电流纹波;  $\Delta i$  为采用分立电感时每相电流纹波;  $\Delta t$  为每相电感两端电压差  $v_L$  的作用时间。

当分立电感的相纹波比  $\gamma < 1$  时, 说明耦合后相电流纹波变小, 稳态性能提升; 反之, 说明耦合后相电流纹波变大。  $\gamma$  越小, 说明耦合后降低相电流纹波的效果越明显。通过式(3)~式(6)可推出相纹波比  $\gamma$  的表达式为

$$\gamma = [k(n - 2m + D - 2) + km(m + 1) / nD + (1 - D)] / [(k - 1)(D - 1)] \quad (7)$$

为方便描述不同耦合相数的耦合程度, 对不同相数的耦合系数进行归一化处理, 有

$$\alpha = (n - 1)k \quad (8)$$

式中,  $\alpha$  为多相耦合电感的耦合程度,  $-1 < \alpha < 0$ 。作出不同相数  $n$ 、不同耦合程度  $\alpha$  下相纹波比  $\gamma$  随占空比  $D$  的变化曲线, 如图 2 所示, 其中  $n=1$  代表采用分立电感的变换器。

从图 2 可以看出, 相数  $n=1$  时, 分立电感的相纹波比  $\gamma=1$ ; 当相数  $n>1$  时, 在不同占空比下均有  $\gamma < 1$ , 且当占空比  $D = i/n (i=1, 2, \dots, n-1)$  时  $\gamma$  最小;

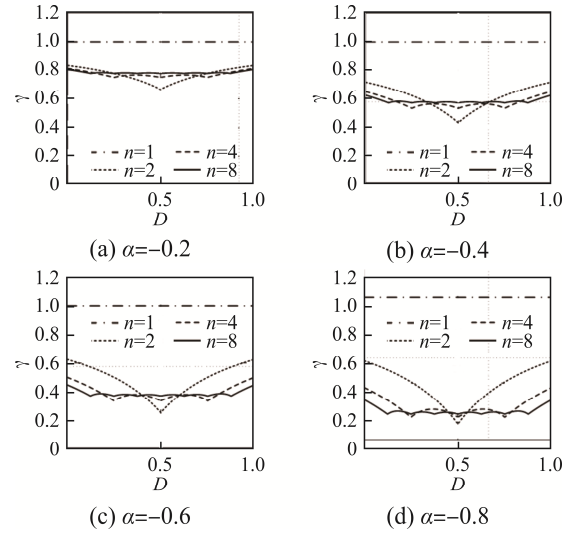


图 2 不同相数  $n$  和耦合程度  $\alpha$  下纹波比  $\gamma$  随占空比  $D$  的变化曲线

Fig. 2 Curves of ripple ratio  $\gamma$  varying with duty cycle  $D$  with different values of number of phases  $n$  and coupling degree  $\alpha$

随着耦合程度  $\alpha$  的绝对值的变大,  $\gamma$  不断变小。因此, 维持耦合前后动态电感不变设计耦合电感, 可以在不削弱变换器动态性能的前提下最大程度地降低相电流纹波。

## 1.2 直接耦合电感的动态性能分析

当遇到较大扰动或者负载突变时, 占空比会增大或减小, 变化量为  $\Delta D$ , 从而使电感电流产生  $\Delta i$  的变化量。在相同的变化时间  $\Delta t$  内,  $\Delta i$  越大, 表明变换器的动态响应速度越快。在不牺牲变换器稳态性能的前提下, 为了最大程度提高多相交错并联 DC-DC 变换器的动态性能, 需确保变换器耦合前分立电感  $L_{dis}$  与耦合后的等效稳态电感  $L_{st}$  相同, 即

$$L_{st} = L_{dis} \quad (9)$$

在此前提下, 定义动态性能因子为  $\lambda$ , 表示耦合后与耦合前变换器动态性能的比值,  $\lambda$  越大, 说明耦合后动态性能提升效果越明显。其表达式为

$$\lambda = \frac{\Delta i'_{trans}}{\Delta i_{trans}} = \frac{v_L \Delta t / L_{trans}}{v_L \Delta t / L_{dis}} = \frac{L_{dis}}{L_{trans}} \quad (10)$$

式中:  $\Delta i'_{trans}$  为耦合后的动态电流增量;  $\Delta i_{trans}$  为采用分立电感时的动态电流增量;  $\Delta t$  为占空比变化量  $\Delta D$  的作用时间。

当  $\lambda > 1$  时, 说明耦合后动态性能提升, 反之说

明耦合后动态性能下降。通过式(3)~式(4)、式(9)~式(10)可推出动态性能因子  $\lambda$  的表达式为

$$\lambda = (D-1)(k-1) / \{k[-2+D-2m + n + \frac{m(m+1)}{nD}] + 1 - D\} \quad (11)$$

作出不同相数  $n$ 、不同耦合程度  $\alpha$  下, 动态性能因子  $\lambda$  随占空比  $D$  的变化曲线, 如图 3 所示。

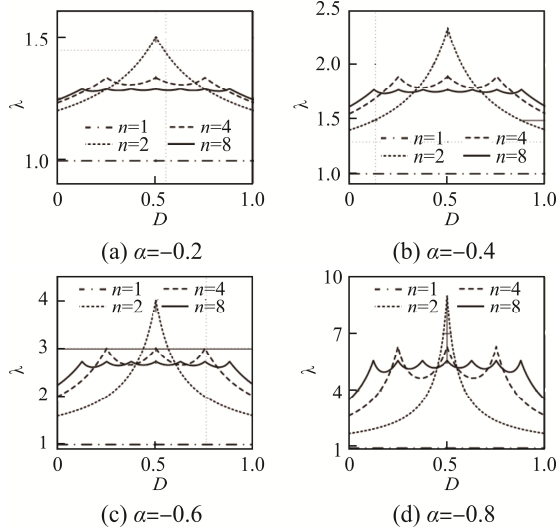


图 3 不同相数  $n$  和耦合程度  $\alpha$  下动态性能因子  $\lambda$  随占空比  $D$  的变化曲线

Fig. 3 Curves of dynamic performance factor  $\lambda$  varying with duty cycle  $D$  with different values of number of phases  $n$  and coupling degree  $\alpha$

从图 3 可以看出, 当相数  $n > 1$  时, 在不同占空比下动态性能因子均有  $\lambda > 1$ , 而且当占空比  $D = i/n$  时 ( $i=1, 2, \dots, n-1$ ), 耦合电感动态性能提升效果最好; 随着耦合程度  $\alpha$  的绝对值的变大,  $\lambda$  不断变大。因此, 维持耦合前后稳态性能不变设计的耦合电感, 可以在不削弱变换器稳态性能的前提下, 最大程度地提高变换器的动态性能。

## 2 间接耦合电感的模型分析

上述对称磁芯结构的直接耦合电感是通过磁路进行耦合的, 虽然其磁芯结构对称, 但由于相邻相之间的磁阻比非相邻相之间的磁阻小, 使得相邻相之间的互感绝对值比非相邻相大一些, 因此各相互感仍不能做到完全一致。

为使各相间的互感完全一致, 可采用如图 4 所示的耦合方式即以电路的形式进行间接耦合。在每相电感上并绕 1 个感应绕组, 将其等效成变压器, 其等效电路如图 5 所示。其中, 电感绕组与二次绕组的匝比为  $N:N$ ,  $L_{mj}(j=1, 2, \dots, n)$  表示各相变压器模型中的励磁电感,  $L_{kj}(j=1, 2, \dots, n)$  表示各相变压器模型中的等效漏感, 外接电感  $L_d$  与各相的二次侧串联, 可实现各相电感之间的耦合。

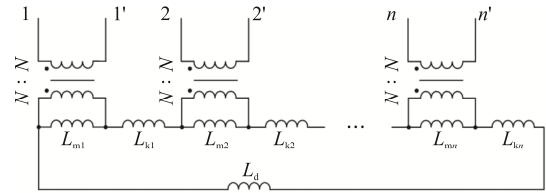


图 4 间接耦合电感模型

Fig. 4 Indirect-coupled inductor model

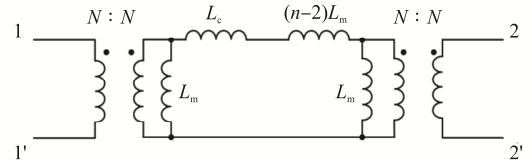


图 5 间接耦合电感的等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit of indirect-coupled inductor

若各相的励磁电感相等, 即  $L_{m1}=L_{m2}=\dots=L_{mn}=L_m$ , 由于各相等效漏感  $L_k$  一般较小, 可以将其折算到外接电感  $L_d$  上, 将  $L_c$  称为等效外接电感, 表示为

$$L_c = L_d + \sum_{j=1}^n L_{kj} \quad (12)$$

通过图 5 可得到间接耦合电感模型中自感  $L$ 、互感  $M$  与励磁电感  $L_m$ 、等效外接电感  $L_c$  的关系式为

$$L = \frac{[L_c + (n-1)L_m]L_m}{L_c + nL_m} \quad (13)$$

$$M = -\frac{L_m^2}{L_c + nL_m} \quad (14)$$

则耦合系数  $k$  为

$$k = \frac{M}{L} = -\frac{L_m}{L_c + (n-1)L_m} \quad (15)$$

令  $\varepsilon$  为等效外接电感  $L_c$  与励磁电感  $L_m$  的比值,

表示为

$$\varepsilon = \frac{L_c}{L_m} \quad (16)$$

将式(16)代入式(15)可得

$$k = -\frac{1}{\varepsilon + (n-1)} \quad (17)$$

由于  $\varepsilon > 0$ , 因此可以得到间接耦合电感模型中耦合系数  $k$  的范围为

$$-\frac{1}{n-1} < k < 0 \quad (18)$$

由式(12)~式(15)可知, 间接耦合电感的自感和互感的对称性都较高。

### 2.1 间接耦合电感的稳态性能分析

按照耦合前分立电感和耦合后等效动态电感相等(即  $L_{dis} = L_{trans}$ )原则设计耦合电感。根据前文可知, 表征变换器稳态性能的相纹波比  $\gamma$  与耦合程度  $\alpha$  有关。而通过式(8)和式(15)可知, 在间接耦合电感中耦合程度  $\alpha$  与励磁电感  $L_m$  和等效外接电感  $L_c$  有关。因此,  $\gamma$  与  $L_m$  和  $L_c$  有关, 需要进一步分析它们间的关系。通过式(3)~式(6)、式(13)~式(15)可以得到其关系为

$$\gamma = \{n(D-1)L_c + [(nD-2m-1)n + \frac{m(m+1)}{D}]L_m\} / n(D-1)(nL_m + L_c) \quad (19)$$

定义  $\beta$  为励磁电感  $L_m$  与等效外接电感  $L_c$  之比, 表示为

$$\beta = \frac{L_m}{L_c} \quad (20)$$

作出不同相数  $n$ 、电感比  $\beta$  下, 相纹波比  $\gamma$  随占空比  $D$  的变化曲线, 如图6所示。

从图6中可以看出, 相数  $n=1$  时, 分立电感的相纹波比  $\gamma=1$ ; 当相数  $n>1$  时, 不同占空比下均有  $\gamma < 1$ , 且当占空比  $D=i/n$  ( $i=1, 2, \dots, n-1$ ) 时  $\gamma$  最小; 随着电感比  $\beta$  不断变大, 相纹波比  $\gamma$  不断变小。因此, 维持耦合前后动态电感不变设计间接耦合电感, 可以在不削弱变换器动态性能的前提下, 最大程度地降低相电流纹波。

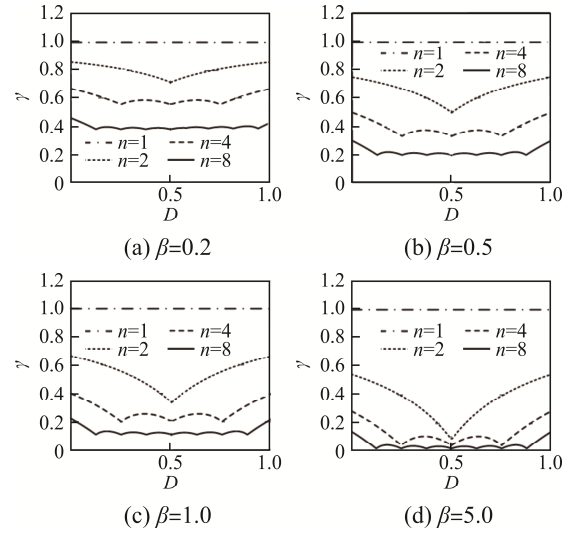


图6 相纹波比  $\gamma$  随占空比  $D$  的变化曲线  
(不同相数  $n$  和不同电感比  $\beta$ )

Fig. 6 Curves of ripple ratio  $\gamma$  varying with duty cycle  $D$   
(with different values of number of phases  $n$  and inductance ratio  $\beta$ )

### 2.2 间接耦合电感的动态性能分析

若按照耦合前分立电感和耦合后等效稳态电感相等(即  $L_{dis} = L_{st}$ )原则设计耦合电感, 根据前文可知, 表征变换器动态性能的动态性能因子  $\lambda$  与耦合程度  $\alpha$  有关。通过式(8)和式(15)可知, 在间接耦合电感中耦合程度  $\alpha$  与励磁电感  $L_m$  和等效外接电感  $L_c$  有关。因此,  $\lambda$  与  $L_m$  和  $L_c$  有关, 需要进一步分析它们之间的关系。通过式(3)~式(4)、式(9)~式(10)和式(13)~式(15)可以得到其关系为

$$\lambda = n(D-1)(nL_m + L_c) / \{n(D-1)L_c + [\frac{m(m+1)}{D} - (2m - nD + 1)n]L_m\} \quad (21)$$

作出不同相数  $n$ 、不同电感比  $\beta$  下, 动态性能因子  $\lambda$  随占空比  $D$  的变化曲线, 如图7所示。

从图7可以看出, 当相数  $n>1$  时, 在不同占空比下动态性能因子均有  $\lambda > 1$ , 而且当占空比  $D=i/n$  ( $i=1, 2, \dots, n-1$ ), 耦合电感动态性能提升的效果最好; 随着耦电感比  $\beta$  不断变大, 动态性能因子  $\lambda$  不断变大。因此, 维持耦合前后稳态性能不变设计的耦合电感, 可以在不削弱变换器稳态性能的前提下, 最大程度地提高变换器的动态性能。

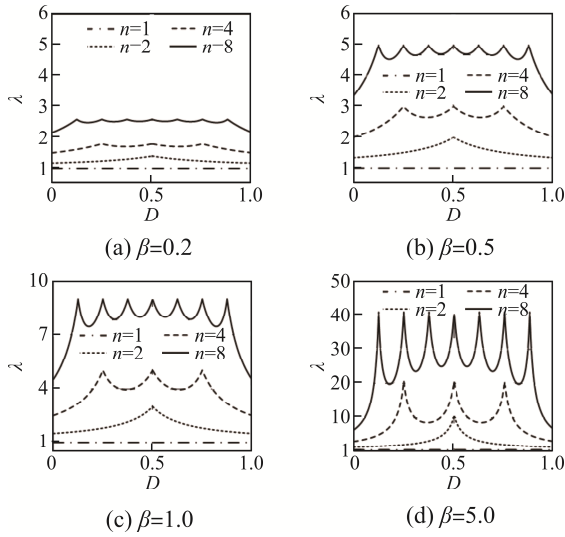


图 7 动态性能因子  $\lambda$  随占空比  $D$  的变化曲线 (不同相数  $n$  和不同电感比  $\beta$ )

Fig. 7 Curves of dynamic performance factor  $\lambda$  varying with duty cycle  $D$  (with different values of number of phases  $n$  and inductance ratio  $\beta$ )

### 3 实验验证

#### 3.1 实验条件

为进一步验证不同电感对变换器性能的影响, 本文设计了 2 组电感。第 1 组: 分立电感和动态性能不变, 提升稳态性能的直接耦合电感和间接耦合电感; 第 2 组: 分立电感和稳态性能不变, 提升动态性能的直接耦合电感和间接耦合电感。实验中, 耦合前单个分立电感  $3 \mu\text{H}$ , 耦合系数  $k=-0.2$ , 高压侧输入电压  $V_H=54 \text{ V}$ , 占空比  $D=0.21(m=0)$ , 低压侧输出电压  $V_L=11.3 \text{ V}$ , 负载为  $0.15 \Omega$  的铝壳电阻, 最大输出功率约为  $850 \text{ W}$ 。将分立电感、2 组直接耦合电感和间接耦合电感分别应用到实验平台上, 对四相交错并联 DC-DC 变换器的 Buck 工作模式进行实验验证, 并用示波器 DSOX3024A 测试相电流波形。3 种电感方案的磁芯如图 8 所示, 其中间接耦合电感由分立电感和外接电感构成, 同时调节分立电感和外接电感的气隙, 使感量满足 2 组间接耦合电感的设计要求。

实验样机与测试系统如图 9 所示。

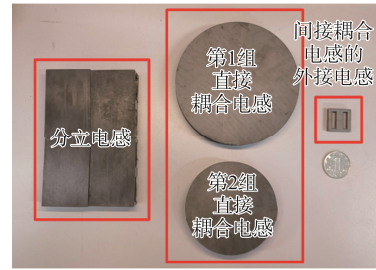


图 8 3 种电感的磁芯

Fig. 8 Three types of inductor core

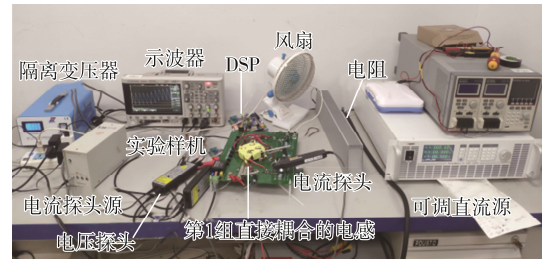
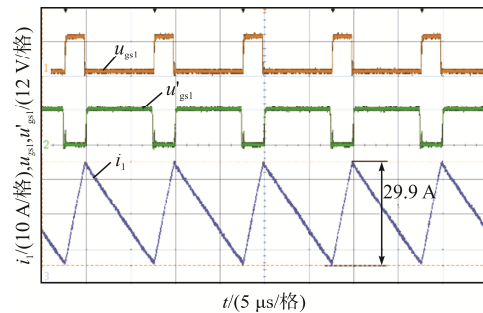


图 9 实验样机与测试系统

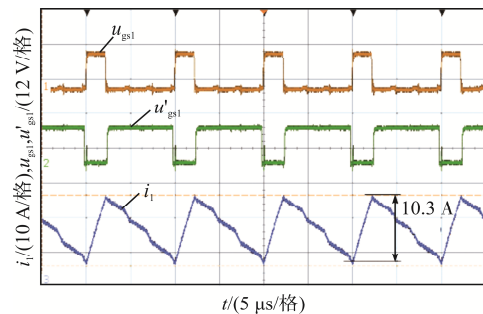
Fig. 9 Prototype and its test system

#### 3.2 分立电感及第 1 组耦合电感稳态相电流纹波实验

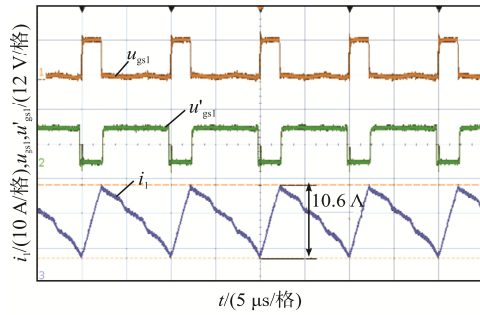
令分立电感等于耦合电感的等效动态电感, 即  $L_{\text{dis}}=L_{\text{trans}}=3.0 \mu\text{H}$ 。在占空比  $D=0.21$  的 Buck 模式下, 分别测试采用分立电感、直接耦合电感和间接耦合电感的稳态相电流, 实验波形如图 10 所示。



(a) 第 1 组分立电感稳态相电流



(b) 第 1 组直接耦合电感稳态相电流



(c) 第1组间接耦合电感稳态相电流

图 10 第 1 组电感稳态相电流实验波形

Fig. 10 Experimental waveforms of steady-state phase current for first group of inductors

其中  $i_1$  为第 1 组电感的相电流;  $u_{gs1}$  和  $u'_{gs1}$  分别为同相 2 个 MOS 管的驱动电压。

### 3.3 分立电感及第 1 组耦合电感动态电流响应速度实验

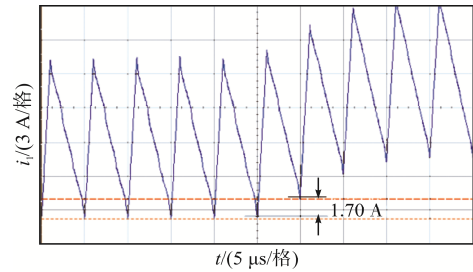
令分立电感等于耦合电感的等效动态电感, 即  $L_{dis}=L_{trans}=3.0 \mu H$ 。在 Buck 模式下, 分别测试占空比  $D$  从 0.21 突变到 0.23 时, 采用分立电感、直接耦合电感和间接耦合电感方案在 1 个周期内电流的增加量, 进而比较变换器的动态性能。第 1 组耦合电感动态相电流实验波形如图 11 所示。

### 3.4 第 2 组电感中耦合电感的稳态相电流纹波实验

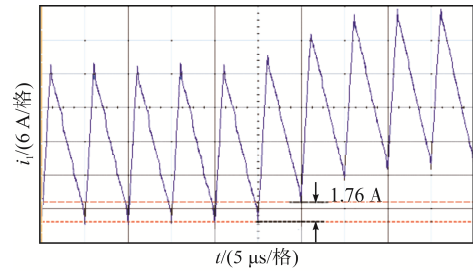
令分立电感等于耦合电感的等效稳态电感, 即  $L_{dis}=L_{st}=3.0 \mu H$ , 在 Buck 模式下, 分别测试占空比  $D=0.21$  时采用直接耦合电感和间接耦合电感的稳态相电流。第 2 组电感的稳态相电流实验波形如图 12 所示。图中:  $i_2$  为第 2 组电感的相电流;  $u_{gs2}$  和  $u'_{gs2}$  分别为同相 2 个 MOS 管的驱动电压。

### 3.5 第 2 组耦合电感动态电流响应速度实验

令分立电感等于耦合电感的等效稳态电感, 即



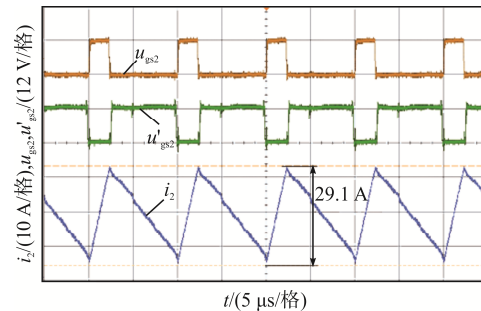
(b) 第1组直接耦合电感动态相电流



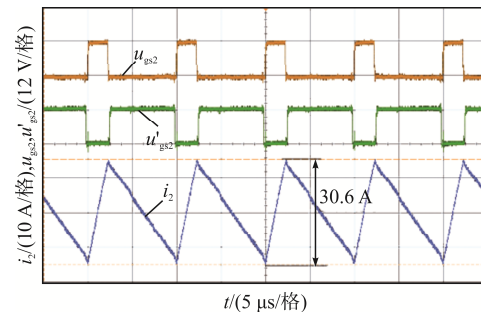
(c) 第1组间接耦合电感动态相电流

图 11 第 1 组电感动态相电流实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms of dynamic phase current for first group of inductors



(a) 第2组直接耦合电感稳态相电流

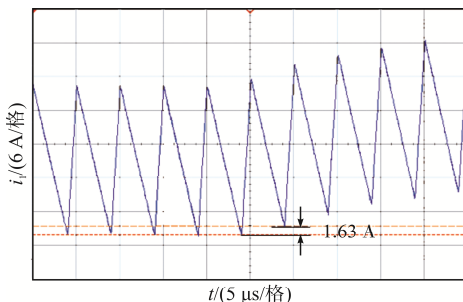


(b) 第2组间接耦合电感稳态相电流

图 12 第 2 组电感的稳态相电流实验波形

Fig. 12 Experimental waveforms of steady-state phase current for second group of inductors

$L_{dis}=L_{st}=3.0 \mu H$ 。在 Buck 模式下, 分别测试占空比  $D$  从 0.21 突变到 0.23 时, 采用直接耦合电感和间接耦合电感方案在 1 个周期内电流的增加量, 进而



(a) 第1组分立电感动态相电流

比较变换器的动态性能。第 2 组电感中耦合电感的动态相电流实验波形如图 13 所示。

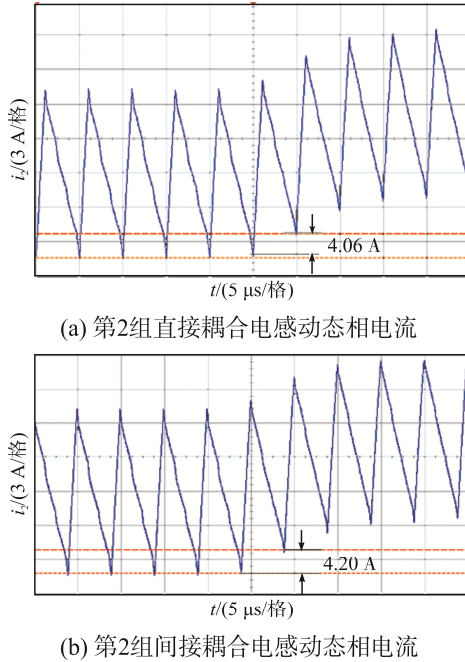


图 13 第 2 组电感动态相电流实验波形

Fig. 13 Experimental waveforms of dynamic phase current for second group of inductors

### 3.6 实验结果及分析

为更直观地分析数据,选择分立电感的理论值作为标准对实验结果进行归一化处理,其中:误差= $|\text{实验值}-\text{理论值}|/\text{实验值}\times 100\%$ 。2 组电感的相电流纹波和动态相电流增量的数据见表 1 和表 2。

通过表 1、图 10 和图 11 可以看出,在保证耦合电感的等效动态电感和分立电感相同的情况下,2 种耦合电感的动态相电流增量与分立电感基本一致,这说明耦合前后变换器的动态性能不变。而这 2 种耦合电感的相电流纹波均降低至分立电感的 0.367 左右,且误差小于 8%,说明此种耦合电感设计方法可以明显提升耦合后变换器的稳态性能。

通过表 2、图 12 和图 13 可以看出,在保证耦合电感的等效稳态电感和分立电感相同的情况下,2 种耦合电感的相电流纹波与分立电感基本一致,这说明变换器耦合前后的稳态性能不变。而 2 种耦合电感的动态相电流增量均增大至分立电感的 2.724 倍左右,且误差小于 10%,这说明此种耦合

设计可以明显提升耦合后变换器的动态性能。

表 1 第 1 组耦合电感性能比较

Tab. 1 Comparison of performance of first group of coupled inductors

电感	相电流纹波			动态相电流增量		
	实验值	理论值	误差/%	实验值	理论值	误差/%
分立	1.001	1.000	0.1	1.000	1.000	0
直接耦合	0.345	0.367	6.3	1.043	1.000	4.1
间接耦合	0.355	0.367	3.4	1.080	1.000	7.4

表 2 第 2 组耦合电感性能比较

Tab. 2 Comparison of performance of second group of coupled inductors

电感	相电流纹波			动态相电流增量		
	实验值	理论值	误差/%	实验值	理论值	误差/%
分立	1.001	1.000	0.1	1.000	1.000	0
直接耦合	0.974	1.000	2.6	2.619	2.724	9.4
间接耦合	1.025	1.000	2.4	2.710	2.724	5.7

## 4 结论

(1)在等效动态电感与分立电感相同时,直接耦合电感和间接耦合电感都能使变换器的稳态性能得到提升。直接耦合电感由于集成化结构,中柱的交流磁通存在相互抵消现象,集成磁件体积相较于分立电感得到改善。相较于采用分立电感方案,间接耦合电感体积上虽不占优势,但它可以提升变换器的动态性能。

(2)在等效稳态电感与分立电感相同时,直接耦合电感和间接耦合电感都能使变换器的动态性能得到提升。直接耦合电感由于中柱和边柱的磁通均存在相互抵消现象,集成磁件体积会比分立电感小很多。而间接耦合电感由于互感一致且容易调节的优点,更适用于电流变化率大的场合。

### 参考文献:

[1] 李洪珠,刘艳,王秋实. 交错并联磁集成开关电感高

- 增益 Boost 变换器[J]. 电源学报, 2021, 19(1): 15-23.
- Li Hongzhu, Liu Yan, Wang Qiushi. Interleaved magnetic integrated switched inductor high-gain Boost converter [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(1): 15-23. (in Chinese)
- [2] 刘洋, 董锋斌, 皇金锋. 一种耦合电感双倍压单元高增益 Boost 变换器[J]. 电源学报, 2021, 19(6): 103-110. Liu Yang, Dong Fengbin, Huang Jinfeng. High-gain Boost converter with coupled-inductor and two voltage multiplier units [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(6): 103-110. (in Chinese)
- [3] 杨玉岗, 张书淇, 苗闯, 等. 交错并联磁耦合双向直流变换器中多相耦合电感的设计准则[J]. 电源学报, 2018, 16(3): 28-35, 53. Yang Yugang, Zhang Shuqi, Miao Chuang, et al. Design criterion for multi-phase coupled inductors in magnetically integrated interleaving bidirectional DC-DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2018, 16(3): 28-35, 53. (in Chinese)
- [4] 卢增艺, 陈为. 多通道交错并联反激变换器磁集成技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(18): 41-46. Lu Zengyi, Chen Wei. Research on magnetic integration of multi-phase interleaving flyback converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(18): 41-46. (in Chinese)
- [5] Nagaraja H N, Kastha D, Petra A. Design principles of a symmetrically coupled inductor structure for multiphase synchronous buck converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(3): 988-997.
- [6] Wong P L, Xu Peng, Yang P, et al. Performance improvements of interleaving VRMs with coupling inductors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(4): 499-507.
- [7] Wong P L, Lee F C, Xu Peng, et al. Critical inductance in voltage regulator modules [C]// APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Dallas, TX, USA, 2002: 203-209.
- [8] Zumel P, Garcia O, Cobos J A, et al. Tight magnetic coupling in multiphase interleaved converters based on simple transformers [C]// Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC. Austin, TX, USA, 2005: 385-391.
- [9] Kosai H, McNeal S, Jordan B, et al. Coupled inductor characterization for a high performance interleaved Boost converter [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45(10): 4812-4815.
- [10] 杨玉岗, 李龙华, 冯本成. 三相交错并联变换器中耦合电感的对称化[J]. 电工技术学报, 2013, 28(7): 177-183. Yang Yugang, Li Longhua, Feng Bencheng. Symmetry of coupling inductance in 3-phase interleaving converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(7): 177-183. (in Chinese)
- [11] 王建元, 张旭, 李海光. 四相交错并联变换器中耦合电感的对称化[J]. 电子技术应用, 2013, 39(2): 59-62. Wang Jianyuan, Zhang Xu, Li Haiguang. Symmetrically of coupling inductance in 4-phase interleaving converter [J]. Application of Electronic Technique, 2013, 39(2): 59-62. (in Chinese)
- [12] Xu Ming, Zhou Jinghai, Yao Kaiwei, et al. Small signal modeling of a high bandwidth voltage regulator using coupled inductors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(2): 399-406.
- [13] Lecic N, Stojanovic G, Djuric S, et al. Design and analysis of planar symmetric six-phase coupled inductors [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(6): 8400908.



谢昌桦

## 作者简介:

谢昌桦(1998—), 男, 硕士。研究方向: 电力电子磁技术。E-mail: 641496493@qq.com。

张丽萍(1977—), 女, 通信作者, 博士, 讲师。研究方向: 电力电子高频磁技术。E-mail: leep-zh@163.com。

陈为(1958—), 男, 博士, 教授。研究方向: 电力电子功率变换器、高频磁技术、电磁兼容技术、电器以及工程电磁场分析与应用等。E-mail: chw@fzu.edu.cn。

肖长青(1993—), 男, 硕士。研究方向: 电力电子磁技术。E-mail: xcq123-c@qq.com。