

双向直流变换器非对称耦合电感对称化研究 及通用对称耦合电感设计

王磊¹, 李洪珠¹, 杨玉岗²

¹ 哈尔滨工业大学(深圳), 深圳 518055

² 辽宁工程技术大学电气与控制工程学院, 葫芦岛 125105

摘要: 传统并列式多相耦合电感器, 因其自身磁芯的结构特点和集成方式, 难以实现完全对称化耦合, 制约着变换器性能提升。本文以四相非对称耦合交错并联双向为研究对象, 提出各相耦合电感之间对称化程度的量化指标, 推导非对称耦合电感下等效稳态和暂态数学方程, 给出耦合度、对称度随占空比的归一化变化曲线, 得出各相耦合电感非对称度对变换器性能的影响, 明确了耦合电感对称化研究的重要性和必要性, 进而总结出多相对称化耦合电感的通用设计准则; 针对传统磁芯结构难以设计出高度对称化的多相耦合电感器, 提出一种新型阵列式多相对称耦合电感器, 分析对称化原理, 并推广到N相通用型对称耦合电感的设计。最后研究了对称化耦合电感下软开关机理, 改善了磁集成变换器硬开关下损耗较大、轻载效率较低的难题。样机实验结果证明了多相阵列式对称化磁集成理论的正确性和实用性。

关键词: 双向DC/DC变换器, 阵列化集成磁件, 对称耦合电感, 设计准则, 软开关

1 引言

交错并联型双向升降压, 以其结构简单、控制简便、易于扩容、转换效率和功率密度较高等诸多优点被广泛用于电力电子系统, 如燃料电池发电系统、新能源汽车车载电源系统、超级电容混合储能系统、航空航天电源系统等需要能量双向流动的场合^[1-9]。随着电力电子系统功率等级提高, 交错并联双向DC/DC变换器需要运行四相或四相以上才能满足更多应用场合的需求, 工作相数的增加直接导致变换器的功率器件、尤其电感器数量成倍的增加, 不仅恶化了变换器的重量、体积和成本指标, 更严重制约着变换器实现轻、薄、小的设计目标。因此, 很多学者研究将多相电感的磁集成技术引入交错并联拓扑, 组成交错并联磁集成, 不仅保留了多相交错并联变换器总输出电流纹波小, 每相电流应力低的优点, 而且直接减少了电感器的体积和数量, 进一步改善了变换器效率、功率密度和制造成本。此外, 多相电感的反向耦合技术, 还能够抑制变换器相电流纹波, 实现高动态响应输出, 这些优点促使这一技术在电路中获得了广泛应用^[10-16]。

文献[17-20]研究将两相反向耦合电应用于多相交错式电压调理模块中, 变换器效率、功率密度和瞬态响应速度均得到大幅提升, 上述方案说明采用传统的“U”型、“E”

型、“I”型等标准化磁芯即可设计高性能的两相反向耦合电感器, 成本低, 易于实现产品化和大规模商业推广。然而, 随着变换器耦合相数的增加, 耦合电感器的实际设计中又面临着新的问题: 采用商用标准化“UU”、“EI”或“E π ”型磁芯只能设计两相反向耦合电感器, 而设计三相或四相耦合电感器时, 为实现多个绕组磁通反向交链, 只能依据现有磁芯进行平面或立体组合, 或通过开模定制技术, 构造出新的所需磁路, 从而实现多个绕组耦合集成, 也因此, 三相以上耦合电感器及其磁集成变换器普遍存在以下问题: 1) 成本高昂, 设计方案复杂; 2) 磁芯中绕组过于集中, 导致磁芯不易散热, 磁芯无源损耗增加; 3) 电感高度突出, 难以实现平面化, 不利于产品化和商用推广; 4) 并列式多相耦合电感器, 因其自身结构特点, 各相磁路之间存在天然不平衡, 无法实现完全对称化耦合, 导致各相电压电流纹波存在较大差异, 增加了变换器的损耗, 降低其工作效率和实用价值, 且高频时会产生严重的电磁干扰; 5) 采用多相全耦合电感器的轻载时无法实施切相控制, 其硬开关属性导致轻载效率过低^[21-27]。

国内外已有的相关研究均致力于解决上述问题, 尤其多相非对称耦合电感的对称化理论和设计方案, 但效果都不甚理想。文献[28-30]分别给出了交错并联三相非对称

和四相非对称耦合电感的设计准则。文献[31]基于现有多相耦合电感结构,进行了三相非对称耦合电感的对称化研究,提出一种立体式三相对称耦合电感器,但其结构复杂,各相间耦合系数不易控制,且立体式结构导致电感器体积较大,难以批量标准化生产,实用性大打折扣。文献[32]提出一种更对称的四相反向耦合电感器结构及其综合设计解决方案,具有较大的电感值和更协调的对称电感参数,提高了四相交错并联磁集成的电流特性和效率,然而其结构不具备拓展能力。其余文献所提出的多相对称反向耦合电感器同样存在结构太复杂,成本高昂的问题^[33-37],且现有文献多涉及最多四相的耦合电感器研究,缺乏四相以上耦合电感的对称化研究,以及 N 相对称反向耦合电感器的通用设计准则和设计方案。综上,到目前为止,国内外相关文献均没有给出通用的多相非对称耦合电感对称化设计理论,也没能研究出结构简单、成本合理,且对称化程度高、一致性好、高可靠性的通用对称耦合电感器综合设计方案和实验解决方案,严重阻碍了高效率、高性能多相交错并联磁集成双向的应用和发展。

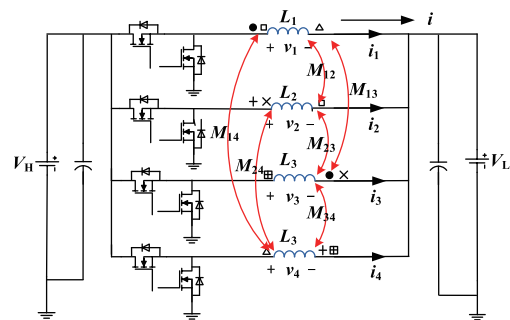
本文提出了衡量多相耦合电感之间耦合系数协调性和一致性的对称化指标,依此推导非对称耦合电感下等效稳态和暂态数学方程,分析各相耦合电感之间非对称度对变换器性能的影响,得出提高耦合电感对称度,可综合改善交错并联磁集成双向的电流纹波、动态响应和转换效率等性能,并进一步总结出多相对称化耦合电感的通用设计准则,为多相对称化磁耦合 DC-DC 变换器的设计提供了理论依据;针对实际设计高对称化多相耦合电感器时,其方案要同时兼顾设计精度和通用性,提出一种新型阵列式多相对称耦合电感器,该耦合电感设计方案可以推广到 N 相变换器,实用性较强;针对变换器采用多相全耦合电感时,无法实施轻载切相控制,轻载效率过低的缺点,研究了变换器对称耦合电感下的软开关实现条件,提高了磁集成变换器的轻载效率。实验证明了多相对称化磁集成理论的正确性和通用对称耦合电感设计方案的实用性和优越性。

2 四相交错并联磁集成 DC-DC 变换器研究

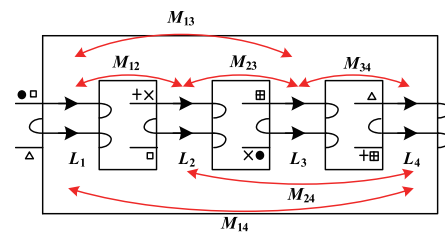
2.1 工作模态及等效解耦电感分析

采用全耦合电感器的四相交错并联全磁集成双向 DC/DC 变换器的主电路拓扑如图 1(a) 所示,四相并列式反向耦合电感器结构如图 1(b) 所示,可知全耦合是指变换器任意一相的主电感都分别与另外三相主电感进行

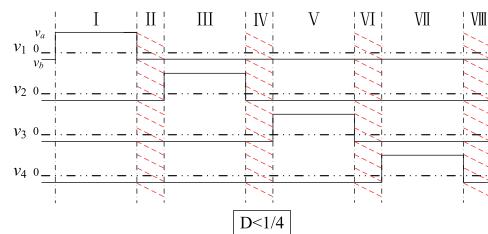
两两反向耦合,最终将四个分立电感器集成为一个耦合电感。根据变换器多相并联的结构特点,各相之间存在天然的不平衡,即现有四相耦合电感器的各相电感之间也存在着对称的统一性和非对称的多样性并存的特点,具体表现为:各相自感 $L_1=L_4 \neq L_2=L_3$;任意两相互感 $M_{12}=M_{23}=M_{34} \neq M_{13}=M_{24} \neq M_{14}$,变换器一个周期内共有八个工作模态,根据现有文献[19],交错并联磁集成双向 Boost 模式和 Buck 模式具有一致性,两种工作模式的区别,仅仅是改变开关逻辑时序,交替主、副开关管,而器件应力和电感电压方程等均相同,且两种模式下耦合电感的参数设计具备通用性。因此,下文仅以 Buck 模式为例进行分析,其各相电感电压如图 1(c) 所示。



(a) 拓扑结构



(b) 传统并列式耦合电感器示意图



(c) 模态下电感电压 ($v_a=V_H-V_L$, $v_b=-V_L$)

图 1 四相磁集成交错并联

Fig.1 phase interleaving and magnetically integrated DC-DC converter

定义变换器输入、输出侧的电压分别为 V_H 和 V_L , i 为流过电感两端的电流, $v_a = V_H - V_L$, $v_b = -V_L$, 根据基本电压方程, 各相电感两端的电压 v_i 为:

$$\begin{cases} v_1 = L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + M_{12} \cdot \frac{di_2}{dt} + M_{13} \cdot \frac{di_3}{dt} + M_{14} \cdot \frac{di_4}{dt} \\ v_2 = M_{21} \cdot \frac{di_1}{dt} + L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} + M_{23} \cdot \frac{di_3}{dt} + M_{24} \cdot \frac{di_4}{dt} \\ v_3 = M_{31} \cdot \frac{di_1}{dt} + M_{32} \cdot \frac{di_2}{dt} + L_3 \cdot \frac{di_3}{dt} + M_{34} \cdot \frac{di_4}{dt} \\ v_4 = M_{41} \cdot \frac{di_1}{dt} + M_{42} \cdot \frac{di_2}{dt} + M_{43} \cdot \frac{di_3}{dt} + L_4 \cdot \frac{di_4}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

根据图 1(c) 对变换器各模式下各相电感的等效工作情况进行解耦分析。

工作模式 I: 该模式下电感电压方程 $v_1 = v_a$, $v_2 = v_3 = v_4 = v_b$, 将其联立式 (1) 求解得到各相的等效解耦电感方程:

$$\begin{cases} L_{eq11} = \frac{A_2 \cdot M_{13} + A_3 \cdot M_{12} + A_4 \cdot M_{14} + A_5 \cdot L_1}{A_5 - \frac{D}{D'}(A_2 + A_3 + A_4)} \\ L_{eq21} = \frac{A_2 \cdot M_{13} + A_3 \cdot M_{12} + A_4 \cdot M_{14} + A_5 \cdot L_1}{(A_2 + A_6 + A_7) - \frac{D}{D'} \cdot A_3} \\ L_{eq31} = \frac{A_2 \cdot M_{13} + A_3 \cdot M_{12} + A_4 \cdot M_{14} + A_5 \cdot L_1}{(A_3 + A_6 + A_7) - \frac{D}{D'} \cdot A_2} \\ L_{eq41} = \frac{A_2 \cdot M_{13} + A_3 \cdot M_{12} + A_4 \cdot M_{14} + A_5 \cdot L_1}{(A_2 + A_3 + A_5) - \frac{D}{D'} \cdot A_4} \end{cases} \quad (2)$$

式中, L_{eqij} 表示第 i 相电感工作模式 j 的等效解耦电感, A_i 是为了表述方便而定义的系数, 其表达式如下:

$$\begin{cases} A_1 = -M_{12}^2 - 2M_{12}M_{13} - M_{13}^2 + L_1L_2 + L_1M_{23} + L_2M_{14} + M_{14}M_{23} \\ A_2 = -M_{13}^2 + M_{12}^2M_{13} + L_1L_2M_{13} - L_1M_{12}M_{23} - L_2M_{12}M_{14} + M_{13}M_{14}M_{23} \\ A_3 = -M_{12}^2 + M_{12}M_{13}^2 + L_1L_2M_{12} - L_1M_{13}M_{23} - L_2M_{13}M_{14} + M_{12}M_{14}M_{23} \\ A_4 = L_2^2M_{14} + M_{12}^2M_{23} + M_{13}^2M_{23} - M_{14}M_{23}^2 - 2L_2M_{12}M_{13} \\ A_5 = L_2M_{12}^2 - L_1L_2^2 + L_1M_{23}^2 + L_2M_{13}^2 - 2M_{12}M_{13}M_{23} \\ A_6 = L_1^2M_{23} + M_{12}^2M_{14} + M_{13}^2M_{14} - M_{14}^2M_{23} - 2L_1M_{12}M_{13} \\ A_7 = L_1M_{12}^2 - L_1^2L_2 + L_1M_{13}^2 + L_2M_{14}^2 - 2M_{12}M_{13}M_{14} \end{cases} \quad (3)$$

同理, 可求得其余模式下四相电感的等效解耦电感。

工作模式 III: 有 $v_2 = v_a$, $v_1 = v_3 = v_4 = v_b$, 可求得:

$$\begin{cases} L_{eq13} = \frac{A_2 \cdot M_{13} + A_3 \cdot M_{12} + A_4 \cdot M_{14} + A_5 \cdot L_1}{(A_2 + A_4 + A_5) - \frac{D}{D'} \cdot A_3} \\ L_{eq23} = \frac{A_2 \cdot M_{13} + A_3 \cdot M_{12} + A_4 \cdot M_{14} + A_5 \cdot L_1}{A_7 - \frac{D}{D'} \cdot (A_2 + A_3 + A_6)} \\ L_{eq33} = \frac{A_2 \cdot M_{13} + A_3 \cdot M_{12} + A_4 \cdot M_{14} + A_5 \cdot L_1}{(A_2 + A_3 + A_7) - \frac{D}{D'} \cdot A_6} \\ L_{eq43} = \frac{A_2 \cdot M_{13} + A_3 \cdot M_{12} + A_4 \cdot M_{14} + A_5 \cdot L_1}{(A_3 + A_4 + A_5) - \frac{D}{D'} \cdot A_2} \end{cases} \quad (4)$$

工作模式 V: 有 $v_3 = v_a$, $v_1 = v_2 = v_4 = v_b$, 可求得:

$$\begin{cases} L_{eq15} = L_{eq43} \\ L_{eq25} = L_{eq33} \\ L_{eq35} = L_{eq23} \\ L_{eq45} = L_{eq13} \end{cases} \quad (5)$$

工作模式 VII, 有 $v_4 = v_a$, $v_1 = v_2 = v_3 = v_b$, 可求得:

$$\begin{cases} L_{eq17} = L_{eq41} \\ L_{eq27} = L_{eq31} \\ L_{eq37} = L_{eq21} \\ L_{eq47} = L_{eq11} \end{cases} \quad (6)$$

其余工作模式 II、IV、VI 和 VIII 下, 电感电压均有 $v_1 = v_2 = v_3 = v_4 = v_b$ 成立, 可求得:

$$\begin{cases} L_{eq12} = L_{eq14} = L_{eq16} = L_{eq18} = \frac{A_1}{L_2 - M_{12} - M_{13} + M_{23}} \\ L_{eq22} = L_{eq24} = L_{eq26} = L_{eq28} = \frac{A_1}{L_1 - M_{12} - M_{13} + M_{14}} \\ L_{eq32} = L_{eq34} = L_{eq36} = L_{eq38} = L_{eq22} \\ L_{eq42} = L_{eq44} = L_{eq46} = L_{eq48} = L_{eq12} \end{cases} \quad (7)$$

2.2 非对称耦合电感的电流特性分析

1) 稳态电感电流分析: 下图 2 所示为一个开关周期 8 个模式下, 第一相的等效解耦电感 L_{eq1j} ($j=1, \dots, 8$), 及其工作电流波形。

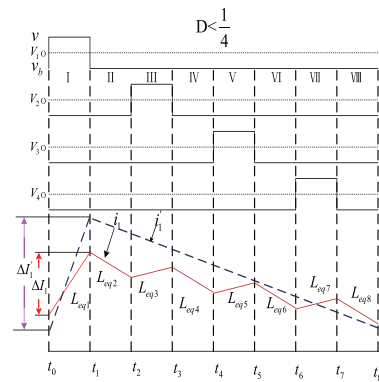


图 2 四相的等效解耦电感及稳态电流波形 ($D < 1/4$)

Fig.2 Equivalent decoupling inductor and steady state current of 4-Phase DC/DC Converter

根据伏秒平衡法则, 电感电流在一个开关周期内的变化量之和为零, 即:

$$\frac{v_a}{L_{eq11}}D + \frac{v_b}{L_{eq12}}(1-4D) + \frac{v_b}{L_{eq13}}D + \frac{v_b}{L_{eq15}}D + \frac{v_b}{L_{eq17}}D = 0 \quad (8)$$

进一步求得非对称耦合电感器的第一相稳态电流纹波如下式:

$$\Delta I_1 = \frac{v_a D}{L_{eq11} f_s} = \frac{v_a D}{L_{S1} f_s} \quad (9)$$

式中, L_{S1} 表示耦合电感器第一相电感的稳态解耦电感。同理可得其余三相电感的稳态电流纹波表达式:

$$\begin{cases} \Delta I_2 = \frac{v_a D}{L_{eq23} f_s} = \frac{v_a D}{L_{S2} f_s} \\ \Delta I_3 = \frac{v_a D}{L_{eq35} f_s} = \frac{v_a D}{L_{S3} f_s} = \Delta I_2 \\ \Delta I_4 = \frac{v_a D}{L_{eq47} f_s} = \frac{v_a D}{L_{S4} f_s} = \Delta I_1 \end{cases} \quad (10)$$

进而得到其余三相电感的稳态解耦电感 $L_{S2} = L_{eq23}$ 、 $L_{S3} = L_{eq35}$ 、 $L_{S4} = L_{eq47}$ 。

2) 暂态电感电流分析: 如下图3所示暂态电流工作波形, 当占空比突变 ΔD , 非对称耦合电感第一相电流的暂态增量 Δi_1 为:

$$\Delta i_1 = \left(\frac{v_a}{L_{eq11}} + \frac{v_b}{L_{eq13}} + \frac{v_b}{L_{eq15}} + \frac{v_b}{L_{eq17}} - 4 \frac{v_b}{L_{eq12}} \right) \frac{\Delta D}{f_s} \quad (11)$$

将上式(11)与式(8)联立, 进行化简求解, 可得:

$$\Delta i_1 = -\frac{1}{D} \frac{v_b}{L_{eq12}} \frac{\Delta D}{f_s} = \frac{V_H}{L_{eq12}} \frac{\Delta D}{f_s} = \frac{V_H}{L_{T1}} \frac{\Delta D}{f_s} \quad (12)$$

式中, L_{T1} 表示耦合电感器第一相电感的暂态解耦电感。同理可得其余三相电感的暂态电流增量表达式:

$$\begin{cases} \Delta i_2 = \frac{V_H}{L_{eq24}} \frac{\Delta D}{f_s} = \frac{V_H}{L_{T2}} \frac{\Delta D}{f_s} \\ \Delta i_3 = \frac{V_H}{L_{eq36}} \frac{\Delta D}{f_s} = \frac{V_H}{L_{T3}} \frac{\Delta D}{f_s} = \Delta i_2 \\ \Delta i_4 = \frac{V_H}{L_{eq48}} \frac{\Delta D}{f_s} = \frac{V_H}{L_{T4}} \frac{\Delta D}{f_s} = \Delta i_1 \end{cases} \quad (13)$$

进而得到其余三相电感的暂态解耦电感 $L_{T2} = L_{eq24} = L_{T3} = L_{eq36}$ 、 $L_{T4} = L_{eq48} = L_{T1}$ 。

综上, 可求得一个开关周期内, 总输出电流的增量:

$$\Delta i = \left(\frac{v_H}{L_{eq12}} + \frac{v_H}{L_{eq24}} + \frac{v_H}{L_{eq36}} + \frac{v_H}{L_{eq48}} \right) \frac{\Delta D}{f_s} \quad (14)$$

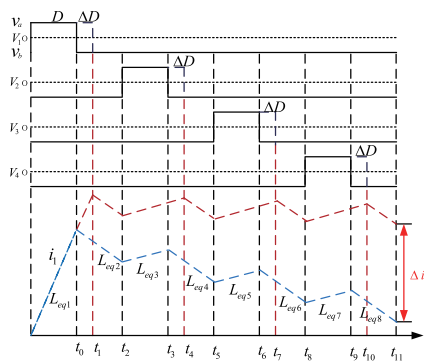


图3 四相的暂态电流工作波形

Fig.3 Transient current of 4-Phase DC/DC Converter

2.3 分立电感的电流特性分析

1) 稳态电感电流分析: 如图2所示, 分立电感时, 假设各相电感值相等, 则变换器各相稳态电流纹波相等, 其表达式为:

$$\Delta I'_1 = \Delta I'_2 = \Delta I'_3 = \Delta I'_4 = \frac{v_a D}{L_{dis} f_s} \quad (15)$$

式中, L_{dis} 表示分立电感值。

2) 暂态电感电流分析: 如下图4所示, 当变换器占空比增加 ΔD 时, 各相电流的增量相同, 其表达式为:

$$\Delta i'_1 = \Delta i'_2 = \Delta i'_3 = \Delta i'_4 = \frac{V_H \Delta D}{L_{dis} f_s} \quad (16)$$

进而求得分立电感下, 总输出电流增量:

$$\Delta i' = \frac{4V_H \Delta D}{L_{dis} f_s} \quad (17)$$

根据现有文献及比较式(12)和(15)、式(14)和(17)可知, 采用反向耦合电感时, 可通过解耦电感增大稳态电感量或减小暂态电感量, 改善变换器电感电流纹波和电流暂态增量, 但缺少耦合电感非对称化对于变换器性能改善影响的研究, 下面通过量化分析, 研究非对称耦合电感的不平衡度对变换器性能的影响机理和程度。

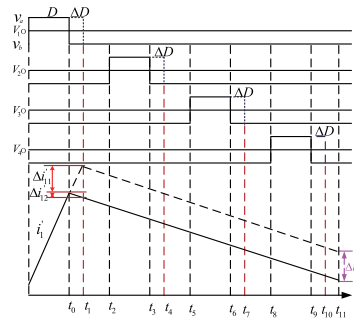


图4 四相非集成电感的暂态电流波形

Fig.4 Transient current of 4-Phase DC/DC Converter without Coupled Inductors

3 耦合电感器的非对称化对稳态电流纹波和暂态电流响应速度影响的分析

3.1 各相耦合电感之间对称度与耦合系数的关系

由上文分析可知, 传统四相并列式耦合电感器各相之间的耦合系数存在对称与非对称化的统一, 根据上文公式(9)~(10)和式(12)~(13), 其不对称性主要表现在相邻两相耦合电感的等效解耦参数不平衡, 相邻磁路无法实现完全对称耦合, 从而导致相邻两相电感的电流不平衡。为了方便分析多相耦合电感的磁路不平衡对等效电感性能

的影响,作如下假设:设 k 为四相非对称耦合电感的非对称度,表示相邻电感自感参数的对称化程度,且 $0 < k < 1$, k 越趋近于 1,表示相邻两相耦合电感越趋近于平衡。此外,设 k_1 、 k_2 、 k_3 、 k_4 表示各个对称耦合系数,表示互感参数的对称化程度,且 $-1/3 \leq k_i \leq 0$ ($i=1,2,3,4$),其系数越接近,表示对称耦合度越高,根据上述定义其表达式为:

$$\begin{cases} L_1 = L_4, L_2 = L_3, k = \frac{L_1}{L_2} = \frac{L_4}{L_3} \\ \bar{k}_1 = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{M_{21}}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{M_{34}}{\sqrt{L_3 L_4}} = \frac{M_{43}}{\sqrt{L_3 L_4}} \\ \bar{k}_2 = \frac{M_{13}}{\sqrt{L_1 L_3}} = \frac{M_{31}}{\sqrt{L_1 L_3}} = \frac{M_{24}}{\sqrt{L_2 L_4}} = \frac{M_{42}}{\sqrt{L_2 L_4}} \\ \bar{k}_3 = \frac{M_{14}}{\sqrt{L_1 L_4}} = \frac{M_{41}}{\sqrt{L_1 L_4}}, \bar{k}_4 = \frac{M_{23}}{\sqrt{L_2 L_3}} = \frac{M_{32}}{\sqrt{L_2 L_3}} \end{cases} \quad (18)$$

联立式 (16) 与 (3) ~ (7) 求解得:

$$\begin{cases} L_{T1} = L_{eq12} = \frac{L_1 [-(k_1 + k_2)^2 + 1 + k_3 + k_4 + k_3 k_4]}{1 + k_4 - k_1 \sqrt{k} - k_2 \sqrt{k}} \\ L_{T2} = L_{eq24} = \frac{k L_2 [-(k_1 + k_2)^2 + 1 + k_3 + k_4 + k_3 k_4]}{k + k k_3 - k_1 \sqrt{k} - k_2 \sqrt{k}} \\ L_{T3} = L_{eq36} = L_{eq24} = L_{T2} \\ L_{T4} = L_{eq48} = L_{eq12} = L_{T1} \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} L_{S1} = L_{eq11} = \frac{L_1 [-(k_1^2 - k_2^2)^2 + 2(k_1^2 + k_2^2)(1 + k_3 k_4) + k_3^2 + k_4^2 - k_3^2 k_4^2 - 4k_1 k_2 (k_3 + k_4) - 1]}{(k_1^2 + k_2^2 + k_3^2 + k_4^2 - 2k_1 k_2 k_3 - 1) - \frac{D}{\sqrt{k}} (k_1 + k_2) [(k_1 - k_2)^2 - k_3 - k_4 + k_3 k_4] + k_3 + k_4 (k_1^2 + k_2^2 - k_3 k_4) - 2k_1 k_2} \\ L_{S2} = L_{eq23} = \frac{k L_2 [-(k_1^2 - k_2^2)^2 + 2(k_1^2 + k_2^2)(1 + k_3 k_4) + k_3^2 + k_4^2 - k_3^2 k_4^2 - 4k_1 k_2 (k_3 + k_4) - 1]}{k(k_1^2 + k_2^2 + k_3^2 - 2k_1 k_2 k_3 - 1) - \frac{D}{\sqrt{k}} (k_1 + k_2) [(k_1 - k_2)^2 - k_3 - k_4 + k_3 k_4] + k [k_3 + k_4 (k_1^2 + k_2^2 - k_3 k_4) - 2k_1 k_2]} \\ L_{S3} = L_{eq35} = L_{eq23} = L_{S2} \\ L_{S4} = L_{eq47} = L_{eq11} = L_{S1} \end{cases} \quad (20)$$

3.2 耦合电感非对称度对稳态相电流纹波和暂态响应速度的影响

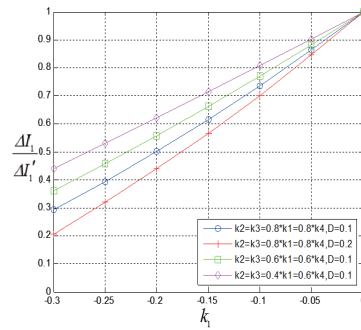
根据上文分析,得到非对称耦合电感与非耦合电感下稳态相电流纹波之比表达式:

$$\begin{cases} \frac{\Delta I_1}{\Delta I_1'} = \frac{\Delta I_4}{\Delta I_4'} = \frac{L_{dis}}{L_{eq11}} = \frac{L_{dis}}{L_{eq47}} \\ \frac{\Delta I_2}{\Delta I_2'} = \frac{\Delta I_3}{\Delta I_3'} = \frac{L_{dis}}{L_{eq23}} = \frac{L_{dis}}{L_{eq35}} \end{cases} \quad (21)$$

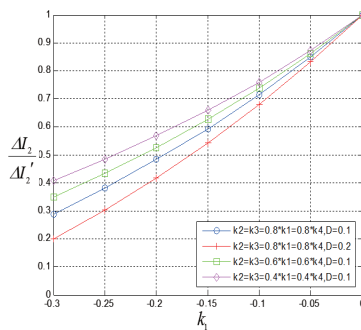
联立上式 (18) 和 (20) 进行求解,可得:

$$\begin{cases} \frac{\Delta I_1}{\Delta I_1'} = \frac{L_{eq12}}{L_{eq11}} = \frac{L_{T1}}{L_{S1}} = \frac{(2k_1^2 - 1 - k_3) - \frac{D}{\sqrt{k}} (2k_1 \sqrt{k} - 2k_1^2 + k_2 - 2k_1 k_2 \sqrt{k} + k_3 k_2)}{-(1 - k_2)(1 - 2k_1 \sqrt{k} + k_3)} \\ \frac{\Delta I_2}{\Delta I_2'} = \frac{L_{eq24}}{L_{eq23}} = \frac{L_{T2}}{L_{S2}} = \frac{(2k_1^2 - 1 - k_2) - \frac{D}{\sqrt{k}} (k_2 k_3 + k_3 + \frac{2k_1}{\sqrt{k}} - 2k_1^2 - \frac{2k_1 k_2}{\sqrt{k}})}{-(1 - k_3)(1 - \frac{2k_1}{\sqrt{k}} + k_2)} \\ \frac{\Delta I_3}{\Delta I_3'} = \frac{L_{eq36}}{L_{eq35}} = \frac{L_{T3}}{L_{S3}} = \frac{\Delta I_2}{\Delta I_2'} \\ \frac{\Delta I_4}{\Delta I_4'} = \frac{L_{eq48}}{L_{eq47}} = \frac{L_{T4}}{L_{S4}} = \frac{\Delta I_1}{\Delta I_1'} \end{cases} \quad (22)$$

设相邻电感的自感对称度 $k=0.95$,依据式 (22) 绘制不同耦合系数对称度、占空比与电流纹波的归一化曲线,如下图 5 所示,分析可知,在自感对称度 k 确定的情况下,反向耦合系数对称度,即互感对称度与电流纹波的改善程度呈正相关,即 k_1, k_2, k_3, k_4 数值越接近,相电流纹波改善程度越明显。



(a) 第一、四相电感

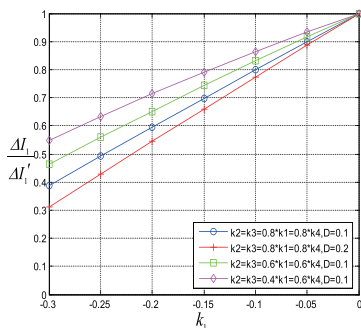


(b) 第二、三相电感

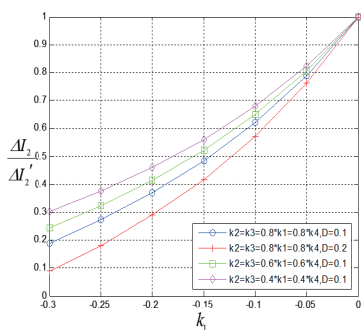
图 5 $k=0.95$ 时,耦合系数非对称度与稳态电流纹波之比的关系

Fig.5 The relationship between the coupling coefficient asymmetry and the steady current ripple ratio when $k=0.95$

下面改变相邻电感的自感对称度 $k=0.3$,继续依据式 (22) 绘制不同耦合系数对称度、占空比与电流纹波的归一化曲线,如下图 6 所示。对比分析图 5 和图 6 曲线可知,自感对称度 k 同样影响相电流纹波的平衡,且呈正相关性,即 k 值越大,越近 1 时,相邻两相电流纹波改善程度越大且改善程度越接近,即各相电流对称性越好,变换器性能越优越。



(a) 第一、四相电感



(b) 第二、三相电感

图6 $k=0.3$ 时, 耦合系数非对称度与稳态电流纹波之比的关系

Fig.6 The relationship between the coupling coefficient asymmetry and the steady current ripple ratio when $k=0.3$

3.3 耦合电感非对称度对暂态响应速度的影响

同理, 得到非对称耦合电感与非耦合电感下暂态总电流增量之比表达式:

$$\frac{\Delta i}{\Delta i'} = \frac{\frac{V_H}{L_{eq12}} + \frac{V_H}{L_{eq24}} + \frac{V_H}{L_{eq36}} + \frac{V_H}{L_{eq48}}}{\frac{V_H}{L_{dis1}} + \frac{V_H}{L_{dis2}} + \frac{V_H}{L_{dis3}} + \frac{V_H}{L_{dis4}}} \quad (23)$$

依据式 (23) 绘制不同耦合系数对称度、占空比与电流纹波的归一化曲线, 如下图 7 所示, 分析可知, 在自感对称度 k 确定的情况下, 反向耦合系数对称度, 即互感对称度与电流纹波的改善程度呈正相关, 即 k_1, k_2, k_3, k_4 数值越接近, 对称化程度越高, 暂态电流响应速度的改善程度越明显。

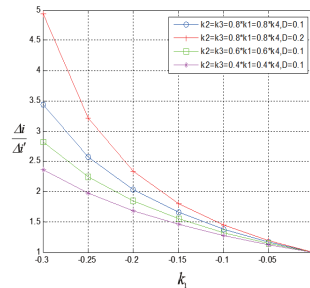


图7 耦合系数对称度与暂态电流增量的关系曲线

Fig.7 The relationship between the coupling coefficient asymmetry and output current response speed

4 N 相对称耦合电感器通用设计准则研究

通过上文分析可知, 改善非对称耦合电感的对称度可以极大程度提高变换器的稳态和暂态特性, 以及综合性能, 因此在实际设计多相耦合电感器时, 应尽量设计多相对称耦合电感器。下文分析多相对称耦合电感器的通用设计准则。

若所设计的耦合电感器既能使稳态相电流纹波减小又可以使总输出电流暂态增量提高, 则由上文式 (9) 和 (14) 得:

$$\begin{cases} \frac{\Delta i}{\Delta i'} = \frac{L_{dis}}{L_{eq2}} > 1 \\ \frac{\Delta I_1}{\Delta I_1'} = \frac{L_{dis}}{L_{eq1}} < 1 \end{cases} \quad (24)$$

$$\text{于是可得: } k < \frac{1 - \frac{\Delta i}{\Delta i'}}{1 + (2 + 3 \frac{D}{D'}) \frac{\Delta i}{\Delta i'}} \quad (25)$$

依据式 (25) 绘制不同占空比时的关系曲线如图 8, f 分析可知, 图中曲线下面的隐形区域内, 可同时提高暂态总输出电流响应速度并减小稳态相电流纹波。并且 D 和 $|k|$ 越大, 这一区域也越大。即可以通过合理设计耦合电感系数实现同时改善稳态电流纹波和暂态电流增量的设计目的。下面定量分析稳态相电流纹波和总输出电流暂态响应速度的关系。

根据式 (24) 可得:

$$\frac{\Delta I_1}{\Delta I_1'} = \frac{1 + (2 + 3 \frac{D}{D'}) k}{(1 - k)} \frac{\Delta i}{\Delta i'} \quad (26)$$

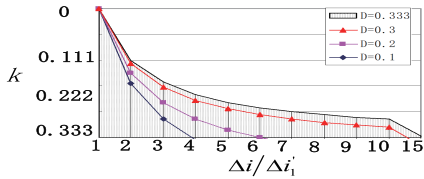


图8 不同占空比下, 暂态相电流响应速度比值与耦合系数的归一化关系示意图

Fig.8 Normalized relationship between transient phase current response speed ratio and coupling coefficient under different duty cycles

当 $D=0.1$ 和 $D=0.2$ 时, 得到耦合系数 k 不同取值下稳态相电流纹波和总输出电流暂态响应速度的关系如图9和图10所示, 分析可知, 在纵坐标小于1的区域取值, 可以同时提高暂态总输出电流响应速度, 且减小稳态相电流纹波, 且 D 和 $|k|$ 取值越大, 稳态和暂态两个指标的同时改善效果越好。

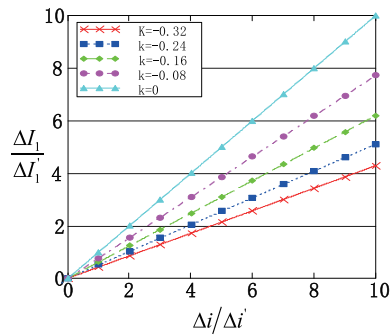


图9 $D=0.1$ 时稳态相电流纹波和暂态总电流响应速度关系
Fig. 9 Relationship between steady state phase current ripple and transient total current response speed at $D=0.1$

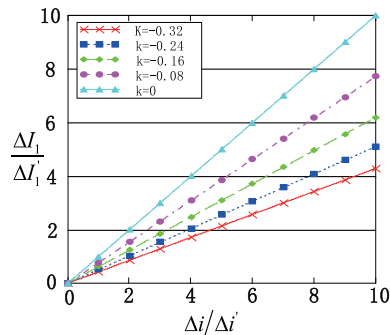
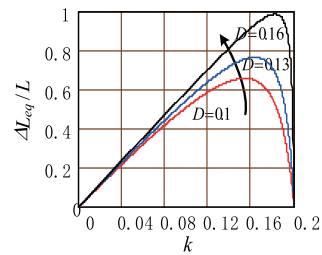


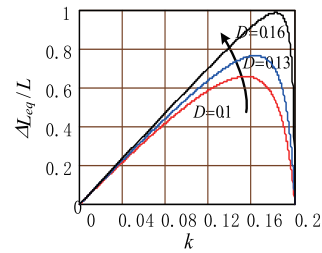
图10 $D=0.2$ 时稳态相电流纹波和暂态总电流响应速度的关系
Fig. 10 Relationship between steady state phase current ripple and transient total current response speed at $D=0.2$

上述关于四相交错并联磁集成对称反向耦合电感的设计准则, 同样可以推广到 N 通道变换器。

下面给出 N 相对称反向耦合电感设计准则。首先确定变换器相数 N 的取值, 以6相为例, 根据上文分析可知, 在电感等效解耦的情况下, 变换器稳态电流纹波和暂态电流增量分别只与等效稳态电感和等效暂态电感有关, 因此, 可以定义等效稳态与等效暂态电感比值 $L_{Si}/L_{Ti} = C$ 来衡量变换器稳态和暂态性能的综合改善情况, 绘制变换器归一化下, C 随耦合系数 K 和占空比 D 的变化曲线如图11所示, 从图中可见, 为保证6相变换器稳定工作, 6相电感耦合度不能大于0.2, 为达到提高动态响应与降低通道稳态纹波的目的, 可其最佳耦合系数设计范围约为。



(a) C 与 k 关系



(b) $\Delta L_{eq}/L$ 与 k 关系

图11 归一化等效电感下耦合系数 k 变化曲线

Fig.11 The relation curve between normalized equivalent inductance L_{Si} , L_{Ti} and K , D

同理, 可采用上述方法推导出 N 取任意值时对称耦合电感的最佳耦合度设计。

同理, 多相交错并联在工作时, 负载突然增加, 可以得到 N 相变换器的电流响应速度 $\Delta i / \Delta D$ 表达式:

$$\frac{\Delta i}{\Delta D} = \frac{NV_m}{L_T} \cdot \frac{1}{f_s} \quad (27)$$

同样,通过工作模式波形分析可知, N 相变换器总输出电流纹波 ΔI 大小等于各相都在续流模式时各相的电流变化量之和,其表达式如 (28) 式

$$\Delta I = \frac{V_{out}}{L_T} \cdot \frac{1-ND}{f_s} \quad (28)$$

式中 f_s 为开关频率, N 为变换器工作相数。

进而可求出 ΔI 和 $\Delta i / \Delta D$ 关系如 (29) 式所示

$$\Delta I = \frac{D-ND^2}{N} \cdot \frac{\Delta i}{\Delta D} \quad (29)$$

式 (29) 表明变换器相数 N 和占空比 D 确定的情况下, ΔI 和 $\Delta i / \Delta D$ 为正比例关系,因此,集成电感的设计应在满足 $\Delta i / \Delta D$ 的前提下,尽可能的减小 ΔI ; 在 ΔI 和 $\Delta i / \Delta D$ 不能同时满足要求时,应优先保证 $\Delta i / \Delta D$ 。在满足 $\Delta i / \Delta D$ 情况下,首先求得等效暂态电感 L_T , 然后根据集成电感耦合度最佳设计范围确定最佳耦合度 K_{op} , 从而获得对应的 L_{eq} / L 及 C 值,进而计算获得集成电感的最佳自感 L_{op} 。

$$L_{op} = \frac{L_T}{L_{eq} / L} \quad (30)$$

最后根据所确定的值计算最佳互感。

$$M_{op} = K_{op} L_{op} \quad (31)$$

5 四相全耦合阵列化集成电感设计

根据上文分析,采用耦合电感设计能够有效改善变换器稳态和暂态性能,而合理的设计耦合电感的结构和耦合方式,调整耦合电感布局和参数对耦合电感的性能至关重要,目前大多数变换器电感集成研究都是采用传统整体磁芯结构设计耦合电感器,针对某一通道数的交错并联进行分析,而没有给出通用的多通道电感全耦合情况集成磁件的设计方案。因此,为设计性能更优化的耦合电感,进一步减小每相的稳态电流峰值,进而减小功率损耗,提高变换器的效率,笔者利用电路理论推导,提出了一种新型单元磁芯耦合阵列化集成磁件来设计四相乃至任意多相 DC-DC 变换器的全耦合电感,解决多相电感全耦集成时,采用传统整体结构磁芯难以设计有效的耦合电感器,会降低变换器功率密度及影响转换效率的难题。

5.1 集成原理

根据电感串联原理,电感 L 可以由多个小电感量的电感单元 l_i 串联获得,即

$$L = \sum_{i=1}^n l_i \quad (32)$$

同理,耦合电感的互感 M_{ij} 亦可由小多个小电感量的电感单元 m_{ij} 串联获得,即

$$M_{ij} = \sum_{i,j=1}^{\lambda} m_{ij} \quad (i \neq j) \quad (33)$$

式中, λ 为实现电感 L_i 和 L_j 耦合单元的数量。耦合电感的自感 L_i 可以用 (34) 式表示,式中 l_{ii} 为 L_i 的漏感。

$$L_i = l_{ii} + \sum_{i,j=1}^{n-1} m_{ij} \quad (i \neq j) \quad (34)$$

设耦合单元自感为 $l_i = l_j$, 耦合系数 $k_{ij}=1$, 则

$$m_{ij} = k_{ij} \sqrt{l_i l_j} = l_i \quad (35)$$

因此,耦合电感 L_i 与 L_j 的耦合系数

$$K_{ij} = \frac{M_{ij}}{\sqrt{L_i L_j}} = \frac{\sum_{i,j=1}^{\lambda} l_i}{l_{ii} + \sum_{i,j=1}^{n-1} l_i} \quad (36)$$

式 (36) 表明只要改变单元电感 l_{ii} 和 l_i 的大小以及 λ 数量就可以调整设计耦合电感 L_i 与 L_j 的耦合度,因此可以实现多相耦合电感器的对称化设计。

5.2 四相全耦合阵列化结构拓扑

5.2.1 单元位置拓扑

将每个电感单元视为矩阵的元素,四相单元耦合阵列化集成电感的单元位置拓扑如图 12 所示。图 12 中 l_{ii} 和 m_{ij} 表示电感单元在平面上布置的位置,亦即磁芯单元布置位置。

$$\begin{bmatrix} l_{11} & m_{12} & m_{13} & m_{14} \\ m_{21} & l_{22} & m_{23} & m_{24} \\ m_{31} & m_{32} & l_{33} & m_{34} \\ m_{41} & m_{42} & m_{43} & l_{44} \end{bmatrix}$$

图 12 四相全耦集成电感单元位置的满元素矩阵拓扑

Fig.12 The full element matrix topology of n-phase coupled inductance unit position

5.2.2 组合结构拓扑

在结构拓扑中, l_{ii} 电感单元由一副磁芯和一个绕组构成; m_{ij} 电感单元由一副磁芯和两个绕组构成, m_{ij} 的两个绕组反向耦合。四相阵列化结构全耦合电感拓扑如图 13 所示,阵列化结构拓扑中每列单元的第二个磁芯中的绕组与最后一个磁芯中的绕组通过导线连接,即每相电感都分别与另外三相电感耦合,从而将 16 个电感单元的绕组通过电路连接构成一个四相全耦集成电感,满足上文所述将四相 DC-DC 变换器主电感全耦集成研究和设计要求。

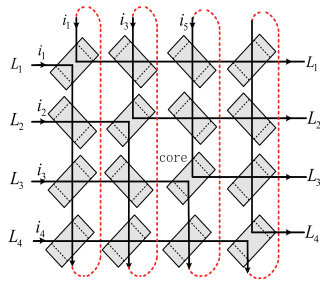


图 13 四相全耦合电感矩阵结构

Fig.13 Matrix topology of 4-phase coupled inductors

5.3 四相磁集成相电感耦合度分析

式 (36) 表明该阵列化结构耦合电感 L_i 与 L_j 的耦合度与单元电感 l_{ii} 和 l_i 的大小有关。为了便于阐述, 设 l_{ii} 与 m_{ij} 单元的匝数比为 α , 磁阻比为 β , m_{ij} 单元全耦合 ($k_{ij}=1$), 自感 l_{ii} 的匝数为 N_l , 磁阻为 \mathfrak{R}_l , 互感 m_{ij} 的匝数为 N_m , 磁阻为 \mathfrak{R}_m , $\alpha = N_l / N_m$, $\beta = \mathfrak{R}_l / \mathfrak{R}_m$ 。由图 13 可以知道 L_1 , 由七个单元磁芯电感构成, 分别为 l_{11} 、 m_{12} 、 m_{21} 、 m_{13} 、 m_{31} 、 m_{14} 、 m_{41} , 且单元互感 m_{ij} 都相等, 电感 L_1 同时与 L_2 、 L_3 及 L_4 耦合, 且耦合电感对称化, 各相之间的互感 $M_{ij}=M$, 因此得到电感 L_1 耦合度为:

$$k = \frac{M}{L_1} = \frac{m_{12} + m_{21}}{l_{11} + m_{12} + m_{21} + m_{13} + m_{31} + m_{14} + m_{41}} \quad (37)$$

化简得到:

$$k = \frac{M}{L_1} = \frac{2 \times \frac{N_m^2}{\mathfrak{R}_m}}{\frac{N_l^2}{\mathfrak{R}_l} + 6 \times \frac{N_m^2}{\mathfrak{R}_m}} = \frac{2 \times \frac{\mathfrak{R}_l}{\mathfrak{R}_m}}{\frac{N_l^2}{N_m^2} + 6 \times \frac{\mathfrak{R}_l}{\mathfrak{R}_m}} = \frac{2\beta}{\alpha^2 + 6\beta} \quad (38)$$

上述分析可知, 该阵列化结构磁集成耦合电感具有的通过调节单元磁芯耦合度就可以调节每相电感的耦合度的特点, 可以充分满足笔者所研究四相电感全耦合磁集成时保持耦合电感对称化, 即各相之间互感 $M_{ij}=M_{ji}$ 的要求, 以消除耦合电感的不对称性对变换器性能的影响, 具备实用性, 并且可推广。至 N 相电感对称化全耦合设计。

6 变换器 ZVS 实现

以四相变换器为例, 研究其在 Buck 模式下 ZVS 的实现, 可实现 ZVS 的四相交错并联磁集成 DC-DC 变换器的拓扑结构如图 14 所示, 采用的是四相对称反向耦合的电感器, $M_{ij} < 0$ 。

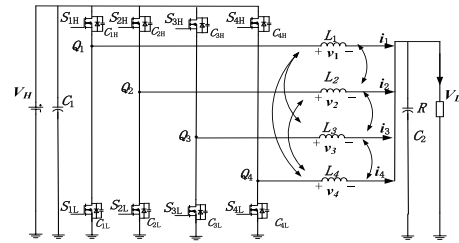


图 14 四相交错并联磁集成 BDC 拓扑结构

Fig.14 Topology of 4-phase interleaving and magnetically integrated BDC

6.1 单相导通时 ZVS 实现条件

在 Buck 模式下, 单相拓扑如图 15, 图中 V_H 、 V_L 分别为高压侧和低压侧的电压, 上管 S_{1H} 和下管 S_{1L} 分别为主开关管和副开关管, C_{1H} 和 C_{1L} 分别为两个开关管的输出电容。

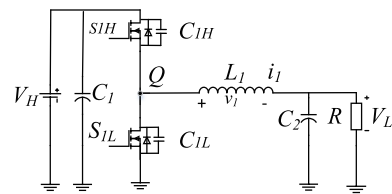


图 15 单通道变换器的拓扑

Fig.15 The topology of single channel converter

如图 16, 为变换器 ZVS 的两个开关管驱动波形及电感电流波形图, 其工作过程如图 17 所示。

分析可知, 副开关管在实现 ZVS 时不需要让电流反向, 只需要死区时间大小合适的, 副开关管的漏源极寄生的电容和电路中的电感谐振, 让寄生的体二极管开通, ZVS 就能实现, 当电流在连续模式 (CCM) 或者在断续模式 (DCM) 的时候, 副开关管的 ZVS 都是能实现的, 而主开关管 ZVS 的实现, 死区时间要足够, 反向的电流要足够, 即必须在电流断续模式 (DCM) 下才能实现。

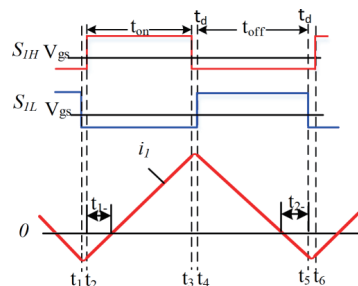


图 16 单相导通时电感电流的波形

Fig.16 The inductor current waveform of single-phase converter

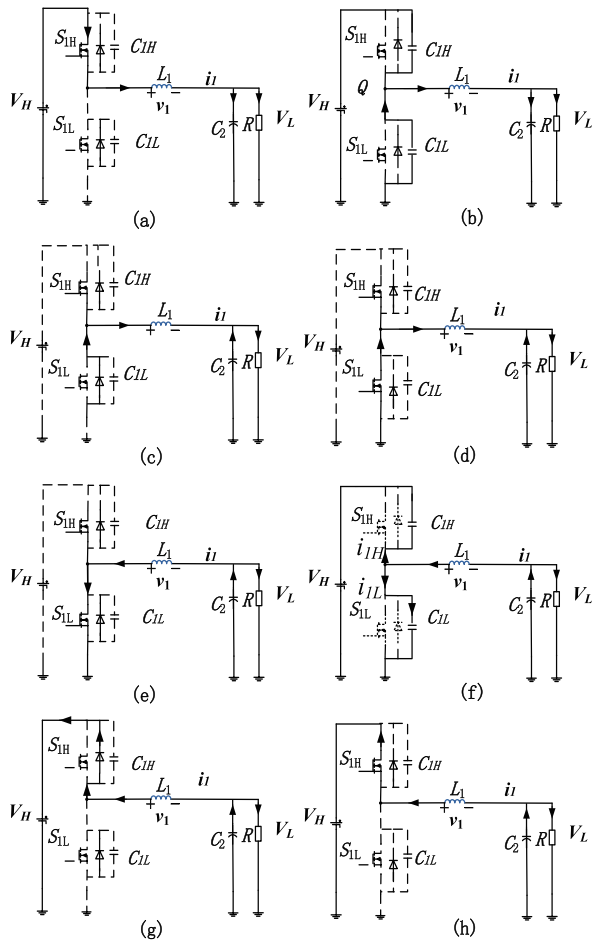


图 17 ZVS 控制下单通道 BDC 的等效电路图

Fig.17 Equivalent circuit diagram of single channel BDC for ZVS control

当只有第一相开通工作时, 电感的电流纹波为:

$$\Delta I_1 = \frac{V_H D(1-D)}{L_1 f_s}, \quad D = \frac{V_L}{V_H} \quad (1) \quad (38)$$

设变换器的总的输出电流的平均值是 I_o , f_s 是变换器的工作频率, 反向峰值电流 I_{pk-} 为:

$$I_{pk-} = I_o - \frac{1}{2} \Delta I_1 = I_o - \frac{V_H D(1-D)}{2L_1 f_s} \quad (2) \quad (39)$$

在一个周期内, 电感电流小于零的持续时间为:

$$t_{neg} = t_{1-} + t_{2-} = \frac{-L_1 I_{pk-}}{D(1-D)V_H} \quad (40)$$

同理, 当第二相工作时, 一个周期内电感的电流小于零的持续时间为:

$$t_{neg} = t_{1-} + t_{2-} = \frac{-L_2 I_{pk-}}{D(1-D)V_H} \quad (41)$$

在 t_1-t_2 死区时间内变换器第一相的工作状态如图 17 (f) 所示, 波形如图 16 所示, i_L 为电感上的电流, i_{1H} 和 i_{1L} 分别为电容 C_{1H} 和 C_{1L} 上的电流, 在死区时间内电感 L_1 电压方程为:

$$v_1 = -L_1 \frac{di_L}{dt} \quad (42)$$

电容电压方程为:

$$\begin{cases} v_{1L} = \frac{1}{C_{1L}} \int_0^t i_{1L} dt \\ v_{1H} = V_H - \frac{1}{C_{1H}} \int_0^t i_{1H} dt \\ v_{1H} + v_{1L} = V_H \\ i_{1H} + i_{1L} = i_L \end{cases} \quad (43)$$

整理得:

$$i_L = (C_{1H} + C_{1L}) \frac{dv_{1L}}{dt} \quad (44)$$

设在最开始的时刻, 电感电流的开始值为 i_0 , 联立式 (42) 与式 (44) 解得:

$$\begin{aligned} v_{1L} = & \left[1 - \cos \frac{t}{\sqrt{L_1(C_{1H} + C_{1L})}} \right] V_L \\ & + i_0 \sqrt{\frac{L_1}{C_{1H} + C_{1L}}} \sin \frac{t}{\sqrt{L_1(C_{1H} + C_{1L})}} \end{aligned} \quad (45)$$

当 $v_{1L} = V_H$ 时, 电容 C_{1L} 、 C_{1H} 与电感 L_1 的谐振完成, 振荡时间为 t_{LC} , 只有当 $t_d > t_{LC}$ 才能实现 ZVS, 又由于谐振电容很小, 是皮法级别, 谐振时间很短, 可以认为 $i_0 \approx -I_{pk-}$, 从而得到:

$$-I_{pk-} = \frac{V_H \left[1 - \cos \frac{t_{LC}}{\sqrt{L_1(C_{1H} + C_{1L})}} \right] V_L}{\sqrt{\frac{L_1}{C_{1H} + C_{1L}} \sin \frac{t_{LC}}{\sqrt{L_1(C_{1H} + C_{1L})}}} \quad (46)$$

依据以上推理过程, 当只有第二相工作时可得到:

$$-I_{pk-} = \frac{V_H \left[1 - \cos \frac{t_{LC}}{\sqrt{L_2(C_{2H} + C_{2L})}} \right] V_L}{\sqrt{\frac{L_2}{C_{2H} + C_{2L}} \sin \frac{t_{LC}}{\sqrt{L_2(C_{2H} + C_{2L})}}} \quad (47)$$

综上, 单相工作时, ZVS 的实现, 需要同时考虑反向峰值电流以及死区时间的影响, 则第一相或第四相实现 ZVS 的条件为:

$$\left\{ \begin{array}{l} -I_{pk-} = \frac{V_H - \left[1 - \cos \frac{t_{LC}}{\sqrt{L_1(C_{1H} + C_{1L})}} \right] V_L}{\sqrt{\frac{L_1}{C_{1H} + C_{1L}} \sin \frac{t_{LC}}{\sqrt{L_1(C_{1H} + C_{1L})}}} \quad (48) \\ -I_{pk-} = \frac{t_{neg} D(1-D)V_H}{L_1} \\ t_{LC} < \min \{ t_{neg}, t_d \} \end{array} \right.$$

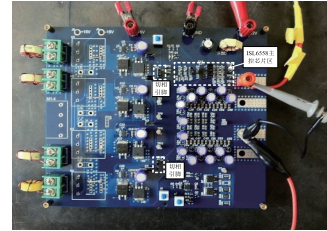
同理，第二相或第三相实现 ZVS 的条件为：

$$\left\{ \begin{array}{l} -I_{pk-} = \frac{V_H - \left[1 - \cos \frac{t_{LC}}{\sqrt{L_2(C_{2H} + C_{2L})}} \right] V_L}{\sqrt{\frac{L_2}{C_{2H} + C_{2L}} \sin \frac{t_{LC}}{\sqrt{L_2(C_{2H} + C_{2L})}}} \quad (49) \\ -I_{pk-} = \frac{t_{neg} D(1-D)V_H}{L_2} \\ t_{LC} < \min \{ t_{neg}, t_d \} \end{array} \right.$$

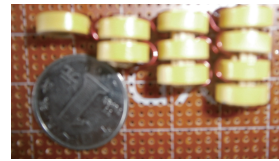
7 实验

实验样机参数：输入电压 $V_{in}=12V$ ，输出电压 $V_o=1.5V$ ，输出电流 $I_o=100A$ ，占空比 $D=V_o/V_{in}=0.125$ ，工作频率 $f_s=500kHz$ （每相为 $125kHz$ ），四相全耦合磁集成电感器的设计采用金属磁粉芯 PPM044147 磁环，具体参数如下： $\mu_r=147$ ， $A_L=0.063 \pm 8\% \mu H/N^2$ ，饱和磁通密度 $0.8T$ ，磁芯截面积为 $0.0906cm^2$ ，有效磁路长度为 $2.69cm$ 。根据样机参数计算 l_{ii} 与 m_{ij} 的取值大小，设计 $N_l = N_m = 2$ 匝，则 $l_{ii}=m_{ij}=0.252\mu H$ ， $K_{ij}=0.25$ 。 m_{ij} 比计算略微偏大，由于 m_{ij} 单元不可能全耦合，所以 m_{ij} 要小于 $0.252\mu H$ ，集成电感实际耦合度要小于 0.25 ，接近理想分析的设计电感值要求。由于每相电流均值为 $25A$ ，而根据上文求得的相电流纹波约为 $15A$ ，因此每相电流峰值为 $32.5A$ ，计算得到最大工作磁通密度为 $0.405T$ ，小于磁芯饱和磁通密度，设计匝数满足要求。实验平台、实验样机与耦合电感样机如图 18 所示。耦合电感样机测得实验数据如表 1 所示，计算得到各电感量列于表 2 所示，样机电感量与设计值接近。

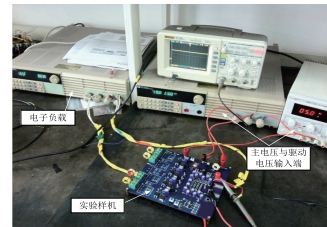
如图 19 和 20 所示为采用传统非耦对称四相耦合电感器和文献 [32] 所提出的耦合电感器下，变换器哦第一相和第二相的相电流纹波对比波形。



(a) 四相交错并联 DC-DC 变换器样机



(b) 阵列化四相对称耦合电感



(c) 实验平台

图 18 实验平台、变换器样机及耦合电感样机

Fig.18 The experimental platform and coupling inductance prototype

表 1 耦合电感实验数据

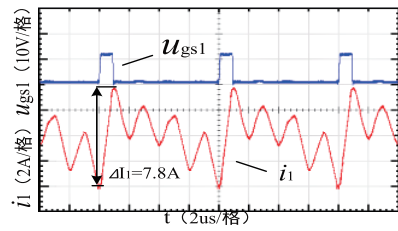
Tab.1 The experimental data of Coupling inductance

绕组名称	非被测量绕组开路	非被测量绕组短路
	电感值 / μH	电感值 / μH
1	0.985	0.652
2	0.989	0.648
3	0.992	0.650
4	0.982	0.651

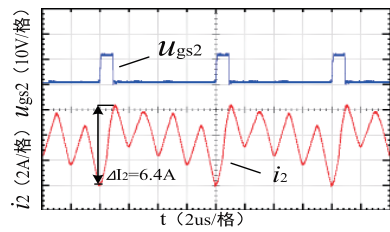
表 2 耦合电感各相电感值

Tab.2 Each phase inductance value of coupling inductance

电感名称	自感 / μH	互感 / μH	漏感 / μH
L_1	0.985	0.238	0.272
L_2	0.989	0.240	0.268
L_3	0.990	0.241	0.268
L_4	0.989	0.237	0.272



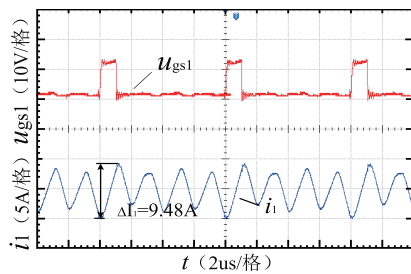
(a) 第一和第四相的稳态相电流波形



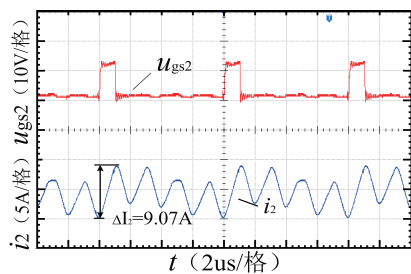
(b) 第二和第三相的稳态相电流波形

图 19 $D=0.125$, 传统电感器的稳态相电流实验波形

Fig.19 Experimental results' comparison of steady state phase currents



(a) 第一、四相

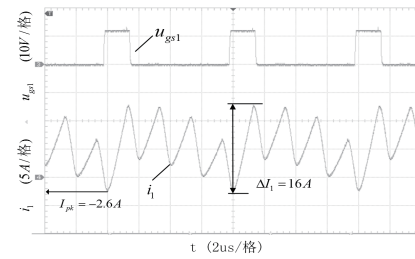


(b) 第二、三相

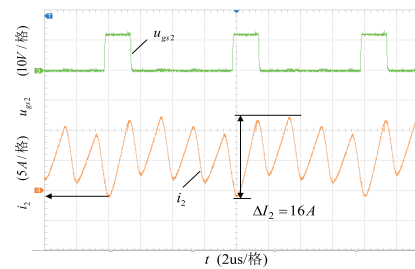
图 20 文献 [32] 所提对称耦合电感器的稳态相电流波形

Fig.20 currents waveform in converter with coupled inductors

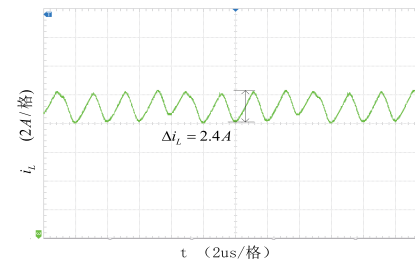
图 21 所示为采用本文所提四相对称耦合电感器下, 第一相和第二相的相电流波形、总输出波形和软开关波形, 对比可知, 本文所提对称耦合电感器性能最优越。



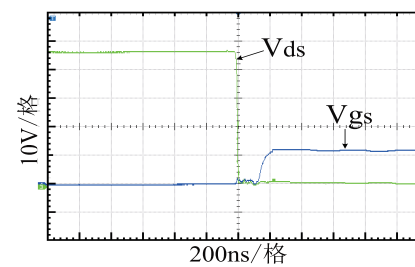
(a) 变换器第一相和第四相的相电流波形



(b) 变换器第二相和第三相的相电流波形



(c) 总输出的电流波形



(d) 开关管 ZVS 波形图

图 21 采用本文所提对称耦合电感器的实验波形图

Fig.21 Experimental waveform figure

图 22 所示为采用软开关控制和非 ZVS 控制下, 变换器输出功率从轻载到满载过程的转换效率曲线。通过图中曲线可以明显看出, 采用 ZVS 控制从轻载到满载工作工程都能一定程度上提高变换器转换效率。

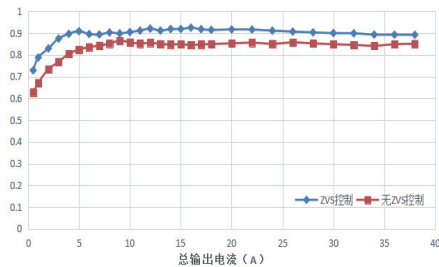


图 22 实现 ZVS 控制时变换器的的效率曲线

Fig. 22 Efficiency curve of ZVS control for converter

8 结论

(1) 提出各相耦合电感之间对称化程度的量化指标, 得出各相耦合电感非对称度对变换器性能的影响, 明确了耦合电感对称化研究的重要性和必要性。

(2) 总结出多相对称化耦合电感的通用设计准则和软开关实现条件。

(3) 提出一种新型阵列式多相对称耦合电感器, 并推广到 N 相通用型对称耦合电感的设计。改善了磁集成变换器硬开关下损耗较大、轻载效率较低的难题。样机实验结果证明了多相阵列式对称化磁集成理论的正确性和实用性。

参考文献

[1] Samavatian V, Radan A. A high efficiency input-output magnetically coupled interleaved buck-boost converter with low internal oscillation for fuel-cell applications: CCM steady-state analysis [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(9): 5560 - 5567.

[2] Pavlovsky M, Pavlovsky G, Kawamura A. Assessment of coupled and independent phase designs of interleaved multiphase buck/boost DC-DC converter for EV power train[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6): 2693 - 2704.

[3] Hegazy O, Rarrero R, Mierlo J V, et al. An advanced

power electronics interface for electric vehicles applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(12): 5508 - 5521.

[4] 荣德生, 代雨晴, 赵君君, 等. R-S-T 控制的复合电源双向 DC/DC 变换器设计 [J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(7): 132-137.

Rong Desheng, Dai Yuqing, Zhao Junjun, et al. Design of hybrid power bi-directional DC/DC converters based on R-S-T control strategy[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(7): 132-137.

[5] Khan M A, Ahmed A, Husain I, et al. Performance analysis of bidirectional DC-DC converters for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2015, 51(4): 3442 - 3452.

[6] Ahmed H F, Cha H, Kim S, et al. Wide load range efficiency improvement of a high-power-density bidirectional DC-DC converter using an MR fluid-gap inductor [J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2015, 51(4): 3216 - 3226.

[7] 陆治国, 祝万平. 一种新型交错并联双向 DC/DC 变换器 [J]. 电工技术学报, 2016, 31(12): 239-246.

Lu Zhiguo, Zhu Wanpin. A Novel Interleaved Parallel Bidirectional DC/DC Converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(12): 239-246.

[8] Wang L, Zhang D L, Duan J P, et al. A novel interleaving and magnetically integrated high gain boost converter used in new energy power system [C]// 2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Wuhan, China, 2018: 305 - 310.

[9] Baek J, Choi W, Cho B. Digital adaptive frequency modulation for bidirectional DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(11): 5167 - 5176.

[10] Wang L, Zhang D L, Duan J P, et al. High-frequency symmetric multiphase array coupled inductors for interleaved bidirectional DC-DC converters [C]// 2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Wuhan, China, 2018: 204 - 209.

[11] 郭瑞, 王磊, 杨玉岗, 等. 一种多相交错并联磁耦合双向直流变换器效率优化策略 [J]. 电工电能新技术, 2016, 35(9): 48-54.

- Guo Rui, Wang Lei, Yang Yugang, et al. Research on Light-load efficiency of bidirectional DC-DC converter[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2016, 35 (9) : 48-54.
- [12] Wang L, Zhang D L, Duan J P, et al. Sequence coupling of inductors in multiphase interleaved bidirectional buck/boost converters [C]// 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Wuhan, China, 2018: 24 - 29.
- [13] Huang W, Lehman B. A. Compact coupled inductor for interleaved multiphase DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(10): 6770 - 6775.
- [14] Huang X, Lee F C, Li Q, et al. High-frequency high-efficiency GaN-based interleaved CRM BBC with inverse coupled inductor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(6): 4343 - 4352.
- [15] 陈东, 王磊, 赵君君, 等. 基于改进平均电流控制的交错型磁耦合研究 [J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(24): 58-65.
- Chen Dong, Wang Lei, Zhao Junjun, et al. Research of staggered parallel magnetic DC-DC converters based on improved average current control[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(24): 58-65.
- [16] 王磊, 郭瑞, 杨玉岗. 多相电压调理模块的矩阵化多自由度耦合磁件 [J]. 电工技术学报, 2018, 33(12): 2801-2811.
- Wang Lei, Guo Rui, Yang Yugang. Array Integrated Magnetic Inductance with Multi-Degree-of-Freedom Used for Multiphase VRM[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(12) : 2801-2811.
- [17] 郭瑞, 王磊. 混合储能系统六通道双向耦合电感研究 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(1): 117-128.
- Guo Rui, Wang Lei. Research on coupled inductors of 6-phase Bi-directional DC-DC Converters for Hybrid Energy Storage System [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(1): 117-128.
- [18] 杨玉岗, 李涛, 冯本成. 交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器的设计准则 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(30): 37-45.
- Yang Yugang, Li Tao, Feng Bencheng. Design criterion for interleaving and magnetically integrated bidirectional DC/DC converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(30): 37-45.
- [19] 杨玉岗, 叶菁源, 宁浩轩, 等. “E 王 E” 形耦合电感器的设计及其在交错并联磁集成双向 DC-DC 变换器中的应用 [J]. 电工技术学报, 2015, 30(4): 88-97.
- Yang Yugang, Ye Jingyuan, Ning Haoxuan, et al. Design of “E 王 E” Shape Coupled Inductors and Its Application in Interleaving Magnetic Integrated Bidirectional DC-DC Converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(4): 88-97.
- [20] 杨玉岗, 万冬, 张凯强. “目” 字形耦合电感器的设计及应用 [J]. 电工技术学报, 2016, 31(5): 35-43.
- Yang Yugang, Wan Dong, Zhang Kaiqiang. Design and Application of the “UUU” Shape Coupled Inductor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(5): 35-43.
- [21] 杨玉岗, 李洪珠, 王建林, 等. 可削减直流偏磁集成磁件在 DC/DC 变换器中的应用 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(11): 50-54.
- Yang Yugang, Li Hongzhu, Wang Jianlin, et al. Research on the Application of an Integrated Magnetics Whose DC-Bias can be reduced in DC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(11): 50-54.
- [22] 郭瑞, 王磊, 杨玉岗. 一种新型单元耦合阵列化可变耦合度集成磁件的研究及应用 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(18): 5009-5020.
- Guo Rui, Wang Lei, Yang Yugang. Researches and Applications of A new Variable Coupling-degree Array Integrated Magnetics [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(18): 5009-5020.
- [23] 王磊, 郭瑞, 荣德生, 等. 微电网磁耦合双向直流变换器控制策略 [J]. 电力电子技术, 2016, 50(8): 1-4.
- Wang Lei, Guo Rui, Rong Desheng, et al. Control Strategy of Magnetic Coupled Bi-directional DC Converter for Microgrid[J]. Power Electronics, 2016, 50(8): 1-4.
- [24] 王磊, 王秋实, 赵君君, 等. 新能源发电系统用多相耦合交错型双向 DC-DC 变换器及控制研究 [J]. 电工电能新技术, 2017, 36(7) : 41-50.
- Wang Lei, Wang Qiushi, ZHAO Junjun, et al. Research on staggered parallel magnetic DC-DC converters for new energy power generation system[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2017, 36(7) : 41-

- 50 .
- [25] Hu X, Gong C. A high gain input-parallel output-series DC/DC converter with dual coupled inductors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1306-1317.
- [26] 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.
- [27] Yang Y, Li T, Liu J, et al. A Comprehensive Analysis of Coupled Inductors in 4 Phases Interleaving Bidirectional DC/DC Converter[C]// 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, Hangzhou, China, 2012: 2014-2019.
- [28] 杨玉岗, 李涛, 李海光, 等. 交错并联磁耦合双向 DC-DC 变换器非对称耦合电感的研究 [J]. 电工技术学报, 2014, 29(10): 147-156.
- Yang Yugang, Li Tao, Li Haiguang, et al. Research on Asymmetric Coupled Inductor of Interleaving Magnetic Integration Bidirectional DC-DC Converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(10): 147-156.
- [29] 杨玉岗, 代少杰. 四相交错并联双向 DC-DC 变换器中耦合电感的设计准则 [J]. 电源学报, 2017, 15(4): 26-33.
- Yang Yugang, Dai Shaojie. Design Criterion for Coupled Inductors in Four-phase Interleaving Bidirectional DC-DC Converters[J]. Journal of Power Supply, 2017, 15(4): 26-33.
- [30] Ho C, Breuninger H, Pettersson S, et al. A comparative performance study of an interleaved boost converter using commercial Si and SiC diodes for PV applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1): 289-299.
- [31] 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.
- [32] Yang Y, Guan T, Zhang S, et al. More Symmetric Four-Phase Inverse Coupled Inductor for Low Current Ripples & High-Efficiency Interleaved Bidirectional Buck/Boost Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(3): 1952-1966.
- [33] Li J, Sullivan C R, Schultz A. Coupled inductor design optimization for fast response low voltage DC-DC converters[C]// IEEE APEC2012, Dallas, TX, USA, 2012: 817-823.
- [34] Li J, Stratakos A, Sullivan C R, et al. Using coupled inductors to enhance transient performance of multi-phase buck converters[C]// 19th IEEE APEC, 2014: 1289-1293.
- [35] Nagaraja H N, Kastha D, Patra 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.
- [36] Hu X, Gong C. A high gain input-parallel output-series DC/DC converter with dual coupled inductors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1306-1317.
- [37] Dong Y, Zhou J, Lee F C, et al. Twisted core coupled inductors for microprocessor voltage regulators[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(5): 2536-2545.

作者简介

王磊, 男, 1991 年生, 博士研究生, 研究方向为电力电子磁技术、新能源功率变换技术、航天电源系统、电力电子系统集成等。

联系地址: 深圳市南山区哈尔滨工业大学(深圳) G 楼
电话: 15382025383