

高频功率电感的3D网络化磁集成特性分析

杨海军, 卢增艺

台达电子企业管理(上海)有限公司, 上海 201209

摘要: 提出一种新型的3D(三维)磁集成技术方案, 将至少两颗电感集成在一个四柱的平面磁芯上。基于3D集成技术, 可解决磁芯上除绕线柱外的各个部位磁通抵消或减小问题, 提高电源的功率密度并提升效率, 同时集成电感可简化电源装配, 节省成本。最后, 成功应用在一款功率1200W/13.5V输出的车用D2D电源上。

关键词: 磁集成, 三维, 功率电感

Analysis on 3D Magnetic Integration of High Frequency Power Inductor

YANG Haijun, LU Zengyi

Delta Electronics (Shanghai) Co., Ltd., Shanghai 201209

Abstract: Based on a high frequency converter using at least two power inductors, the paper proposes a 3D magnetic integration solution by putting the two inductors on a core with four magnetic legs. By 3D integration, it helps to reduce or even cancel the flux on the core except the winding columns, and it also enhances the converter efficiency and simplifies magnetics assembly on PCB for saving cost. Finally, the new proposal is successfully used on a 1200W/13.5V DC to DC auto converter.

Keywords: Magnetic Integration, 3D, Power Inductor

1 引言

功率密度和效率一直是开关电源性能高低的重要评判指标之一。磁性元件的体积和损耗占整个开关电源很大的比例, 因此, 采用磁集成技术以期望实现磁性元件的体积减小、重量减轻和损耗降低, 长期以来一直是人们研究的热点。对于大功率或大电流的电源产品, 人们过去以交错并联的BUCK或BOOST电路为对象开展了大量的技术研究和探索工作, 并提出了多种电感集成方案, 取得了一定的成果^[1-6]。然而, 就其集成效果来看, 现有的集成方案, 多为基于改善电路纹波或动态性能的耦合电感集成^[1,2], 或基于2D(二维)技术的集成^[3-6], 其使得铁芯中的磁通只在很小一部分公用区域减小或抵消, 以小幅度缩小磁件的体积和减轻重量。

现有的电感磁集成技术普遍聚焦在边柱共用、中柱共用或背部共用, 这虽比分离磁件的体积小、重量轻, 但其

仅基于2D集成的效果极为有限。因此, 论文把思维进一步放开, 从2D层面推进到3D层面, 在三维结构上进一步探索磁集成技术以更大化的增强集成效果是本文研究的出发点和落脚点。

论文在详细分析了开关电源中磁性元件工作特性的基础上, 通过对交流磁通和直流磁通的分析, 以从磁路上思考两路电感的3D集成特性: 即使得除绕线柱外在各个部位磁通均有效减小或抵消。论文在跳出2D思维模式, 进入简单3D或更复杂的磁集成结构探索上, 迈出了重要一步, 期望对未来更有效的磁集成方案提供有效的助益。

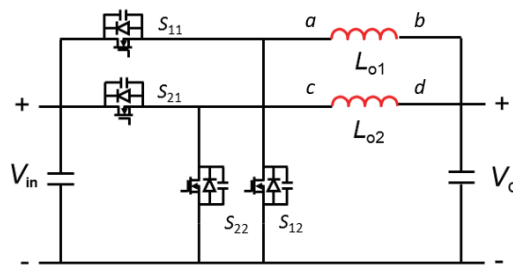
2 新型3D磁集成解决方案

如图1(a)所示, 为两路BUCK电路联合供电的功率变换解决方案, 其中输入端并联, 输出端亦并联, 可满足低压大电流的应用需求。如图所示为主电路图, 从输入端

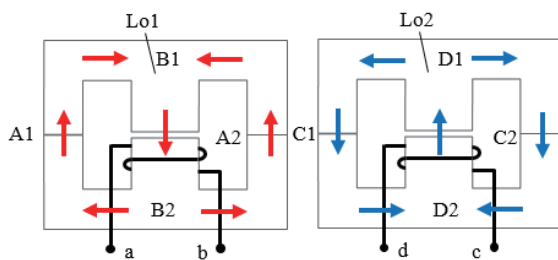
V_{in} 到输出端 V_o ，包括输入电容和输出电容，其中第一支路更包括开关管 S_{11} ，整流管 S_{12} 和电感 L_{o1} ，第二支路电源包括开关管 S_{21} ，整流管 S_{22} 和电感 L_{o2} ；为减小输入、输出侧的电流纹波和 EMI 电磁干扰，两路电源常需在控制时序上交错一定的电角度，较优的为交错 180 度电角度。

分离磁件的结构示意图如图 1(b) 所示，电感 L_{o1} 的线圈 a-b 两端分别接 S_{11} 与 S_{12} 的连接处和电源的输出端；电感 L_{o2} 的线圈 c-d 分别连接 S_{21} 与 S_{22} 的连接点和电源输出端。

为了减小磁性元件的体积、重量或提升电源效率，利用电感磁通的时序差异，可把两路电感在边柱上合成或在背部合成，以减小磁件的体积和重量。如图 1(b) 所示，可把 A2 与 C1 合成在一起减小体积，进一步的可让 A2 与 C1 合成后的磁通完全为零，取消该磁柱，从而形成一水平依序排列四柱两路电感，图示从略；还可把 B1 与 D1 合成在一起，减小一个磁芯背部的厚度，图示从略。



(a) 两路联合供电的 BUCK 电路

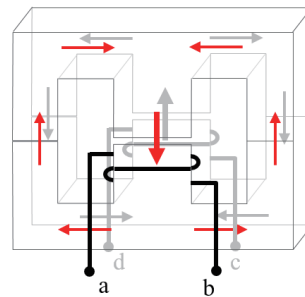


(b) 分立元件的磁通走向示意图

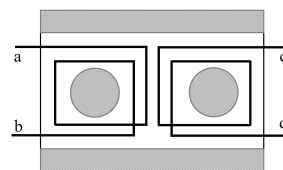
图 1 两路联合供电的 BUCK 电路及其分立元件的磁通走向示意图

为了进一步减小磁性元件的体积、重量或提升电源效率，本文提出如图 2 所示的新型 3D 磁集成方案，该方案中利用分立元件磁通走向的特点，站在三维立体的角度进行铁芯的结构重构，使得除绕线柱外的其余磁芯部分的磁通均可以减小或完全抵消。新方案的铁芯包含四个磁柱，即两个边

柱和位于两边柱之间的两个绕组柱，其中两绕线柱的中心连线垂直于两个边柱的中心连线，如图 2(a)，2(b) 所示。



(a) 提出的新型 3D 集成方案立体示意图



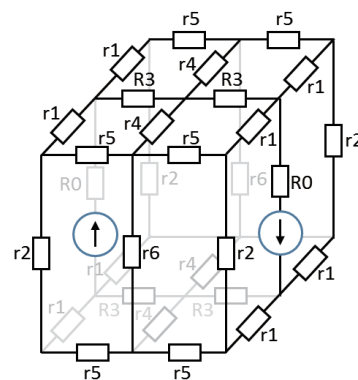
(b) 新型 3D 集成方案俯视图

图 2 提出的新型 3D 集成方案示意图

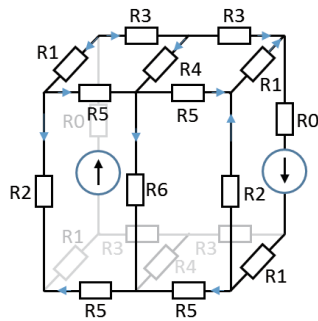
3 新型 3D 磁集成磁件工作原理

3.1 交流磁通分析

图 3 为新型 3D 磁集成方案的等效交流磁路图（由于两个边柱相对于绕线磁柱完全对称，故可把两条边柱，如图 3(a) 所示，折合成一条边柱计算，如图 3(b)），结合图 2 的物理结构，四个磁柱中的两个绕线磁柱可以用集总参数的磁阻 R_0 表示，而另外两个公用磁柱不便于用集中参数表示，可以近似的用多个参数表示，分别为 R_1, R_2, R_3, R_4, R_5 及 R_6 等参数。可明显看出，此时的两颗集成电感的磁阻已形成复杂的三维网络。



(a) 等效磁路



(b) 简化的等效磁路

图3 等效交流磁路

根据BUCK电感工作原理,磁通正负交变,集成磁件的交流磁通工作过程分为4个阶段,如图4所示。根据电感两端的交变激励电压 $(V_{in}-V_o)$ 和 $-V_o$,可以推导出中间两磁柱的交流磁通 $\Delta\Phi_0$ 和 $\Delta\Phi_0'$ 。

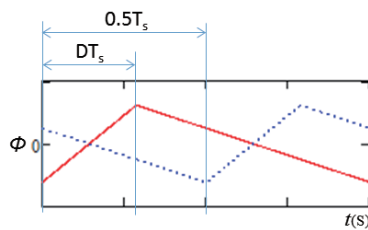


图4 各阶段磁通变化图

阶段1 $[0\sim DT_s]$:开关管 S_{11} 和 S_{22} 导通, S_{12} 和 S_{21} 截止。电感 L_{o1} 绕组a-b两端接收 $V_{in}-V_o$ 电压激励,磁柱0的磁通 Φ_0 线性上升,电感 L_{o2} 绕组c-d两端接收 $-V_o$ 电压激励,磁柱0'的磁通 Φ_0' 线性下降。

$$\begin{cases} \Delta\Phi_0 = \frac{(V_{in}-V_o)DT_s}{N} \\ \Delta\Phi_0' = \frac{-V_oDT_s}{N} \end{cases} \quad (1)$$

阶段2 $[DT_s\sim 0.5T_s]$:开关管 S_{11} 和 S_{21} 关断, S_{12} 和 S_{22} 导通。电感 L_{o1} 绕组a-b两端接收 $-V_o$ 电压激励,磁柱0的磁通 Φ_0 线性下降,电感 L_{o2} 绕组c-d两端接收 $-V_o$ 电压激励,磁柱0'的磁通 Φ_0' 继续线性下降。

$$\begin{cases} \Delta\Phi_0 = \frac{-V_o(0.5-D)T_s}{N} \\ \Delta\Phi_0' = \frac{-V_o(0.5-D)T_s}{N} \end{cases} \quad (2)$$

阶段3 $[0.5T_s\sim(0.5+D)T_s]$:开关管 S_{12} 和 S_{21} 导通, S_{11} 和 S_{22} 截止。电感 L_{o1} 绕组a-b两端接收 $-V_o$ 电压激励,磁柱0的磁通 Φ_0 继续线性下降,电感 L_{o2} 绕组c-d两端接收 $V_{in}-V_o$ 电压激励,磁柱0'的磁通 Φ_0' 线性上升。

$$\begin{cases} \Delta\Phi_0 = \frac{-V_oDT_s}{N} \\ \Delta\Phi_0' = \frac{(V_{in}-V_o)DT_s}{N} \end{cases} \quad (3)$$

阶段4 $[(0.5+D)T_s\sim T_s]$:开关管 S_{11} 和 S_{21} 关断,开关管 S_{12} 和 S_{22} 导通。电感 L_{o1} 绕组a-b两端接收 $-V_o$ 电压激励,磁柱0的磁通 Φ_0 继续线性下降,电感 L_{o2} 绕组c-d两端接收 $-V_o$ 电压激励,磁柱0'的磁通 Φ_0' 线性下降。

$$\begin{cases} \Delta\Phi_0 = \frac{-V_o(0.5-D)T_s}{N} \\ \Delta\Phi_0' = \frac{-V_o(0.5-D)T_s}{N} \end{cases} \quad (4)$$

根据磁通连续性原理,列出节点磁通方程组,获得其他几个支路的交流磁通,分别为

$$\begin{cases} \Delta\Phi_1 + \Delta\Phi_3 = \Delta\Phi_0 \\ \Delta\Phi_1' + \Delta\Phi_3' = \Delta\Phi_0' \\ \Delta\Phi_1 - \Delta\Phi_2 - \Delta\Phi_3 = 0 \\ \Delta\Phi_1' - \Delta\Phi_2' - \Delta\Phi_3' = 0 \\ \Delta\Phi_3 - \Delta\Phi_3' - \Delta\Phi_4 = 0 \\ \Delta\Phi_3 - \Delta\Phi_3' + \Delta\Phi_4 - \Delta\Phi_5 = 0 \\ \Delta\Phi_3R_1 + \Delta\Phi_4R_1 - \Delta\Phi_3R_2 - \Delta\Phi_4R_2 = 0 \\ \Delta\Phi_3'R_1 - \Delta\Phi_4R_1 - \Delta\Phi_3'R_2 - \Delta\Phi_4'R_2 = 0 \\ \Delta\Phi_3'R_1 + \Delta\Phi_3'R_2 - \Delta\Phi_2'R_2 - \Delta\Phi_5R_5 = 0 \\ \Delta\Phi_3R_2 + \Delta\Phi_5R_5 + \Delta\Phi_3R_2 - \Delta\Phi_2R_2 = 0 \end{cases} \quad (5)$$

由于此网络等式复杂,具体用计算的方式直接解出每个支路的 Φ 值,推导量很大,对此将采用计算机辅助计算的方式进行处理,10个方程式解10个未知数是可行的。

3.2 直流磁通分析

磁路上有两颗电感绕组提供的直流磁动势,电感的直流电流等于输出电流 I_o ,构成磁路上的磁动势为 NI_o 。因此,当已知磁路的磁阻,就可以逐一计算出各个支路的直流磁通。

首先计算得电感 L_{o1} 绕组a-b所在磁柱对应的直流磁通 $\Phi_{0,dc}$

$$\Phi_{0,dc} = \frac{NI_o}{R_0 + f(R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_6, R_0)} \quad (6)$$

再计算得电感 L_{o2} 绕组c-d所在磁柱对应的直流磁通 $\Phi_{0,dc}'$

$$\Phi_{0-dc}' = \frac{NI_0}{R_0 + f(R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_6, R_0)} \quad (7)$$

可依次计算出其他支路的磁通 Φ_{1-dc} , Φ_{2-dc} , Φ_{3-dc} , Φ_{4-dc} , Φ_{5-dc} , Φ_{6-dc} , Φ_{1-dc}' , Φ_{2-dc}' , Φ_{3-dc}' , Φ_{5-dc}' 。同样, 由于计算程式过于复杂, 在此不做硬性推导, 具体分析可以采用有限元仿真方式处理。

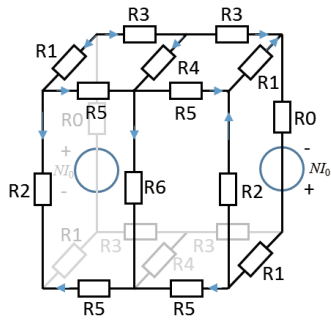


图5 等效直流磁路

3.3 磁通分布的讨论

观察上述交流磁通和直流磁通的表达式可以发现, 磁通的分布和磁阻网络 R (由 R_3, R_4, R_5, R_6 形成的多端口网络) 有着直接紧密的联系。磁阻网络 R 的存在可用来调节除绕线柱外的其余磁路的磁通分配。当磁阻网络 R 为 0 或远小于磁阻 $R_1 \sim R_2$, 两支路上的磁阻 $R_1 \sim R_2$ 在磁路上可近似认为是分别直接并联, 磁柱 0 和磁柱 0' 形成的交直流磁通将分配到磁柱 1 和磁柱 4 及铁芯背部上。当磁阻网络 R 无穷大, 即相当于磁路断开, 两电感绕组的交流磁通只在 R_1 和 R_2 支路间流通, 两颗电感之间没有磁路相关联, 即为两颗分离电感。

4 方案应用

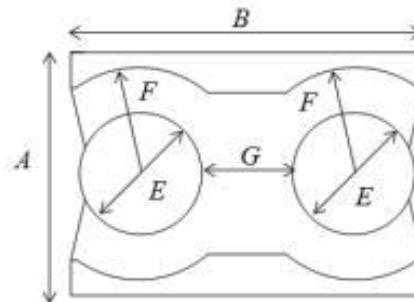
基于上述提出的新型集成磁件结构, 开发了一款 1200W 的 DC-DC 汽车电源。输入电压 $V_{in}=16 \sim 54V$, 输出电压 $V_o=6 \sim 15.5V$, 输出电流 $I_o=87A$, 工作频率 $f_s=100kHz$, 输出电感量 $L_o=10\mu H$ 。采用四颗电感, 两两集成方案, 每颗电感绕组匝数 N 均为 9 匝。

考虑到汽车电源跟随整车行驶, 面临着各种恶劣的环境, 如高温、高湿、强震动、环境温度剧烈变化等, 电源中的功率电感往往在所有电力转换器件中体积最大、重量最重, 需要重点地考虑元件的整体机械性能和组装工艺, 提高电源的整体可靠性。

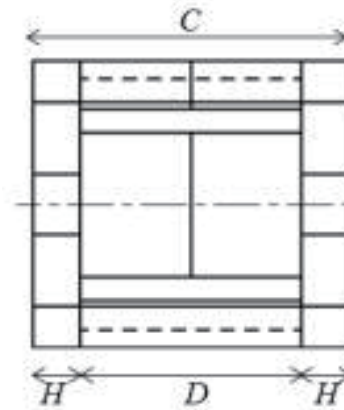
设计的新铁芯结构为图 6 所示, 具体尺寸列于表 1。根据铁芯实际尺寸计算的面积如表 2, 考虑实际的铁芯组合气隙约为 10um, 计算出各个磁路的磁阻值和最大磁通密度 (交流部分通过计算机辅助分析得到, 直流部分通过有限元仿真求得)。铁芯中磁通密度最大值在磁柱 0 和磁柱 0' 上, 为 0.280T, 控制 0.3T 范围内, 以使设计合理。

为了说明节 3.3 中提到磁阻网络 R 对磁通分配的影响, 当 $R=0$ 时, 计算的磁通密度均为 0.280T, 即无法把边柱及背部占用的多余空间留给占损耗绝大部分的绕组。

实际搭建的实验整机电源平台, 测得的电源效率在输入电压为 48V, 输出电压为 13.5V 时效率曲线均比分离元件的效率。在满载时, 比目标效率高近 0.14%。且由于采用磁成方案后, 由先前的两颗独立元件变成集成后的单颗元件, 可大为节约 PCB 插件的人工成本。



(a) 铁芯正视图



(b) 铁芯侧视图

图6 提出的铁芯结构

表1 新型铁芯结构的几何尺寸

尺寸	A	B	C	D	E	F	G	H
(mm)	24	34.6	26.5	18.6	12	10.5	8.9	3.95

表2 铁芯的参数计算值

	R0	R1	R2	R3	R4
Core Area(mm ²)	113	115	64	47.4	58
磁阻值 (×10 ⁴ A/Wb)	779	1.09	20.9	19.1	1.66
最大磁通密度 (T)	0.280	0.106	0.104	0.179	0.010
	R5	R6			
Core Area(mm ²)	31.6	30			
磁阻值 (×10 ⁴ A/Wb)	3.1	44.6			
最大磁通密度 (T)	0.055	0.057			

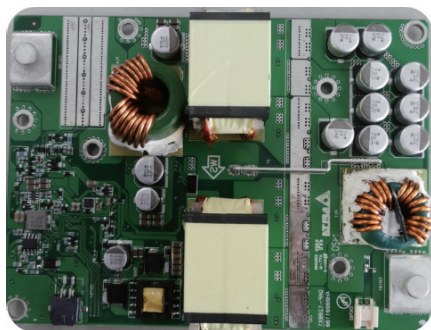


图7 实验平台

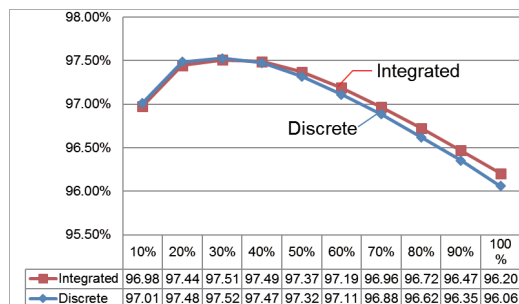


图8 效率曲线

5 总结

结合电源对装配简易, 高效率等的要求, 本文通过对磁路的分析, 提出一种新型的两路 3D 磁集成解决方案。首创提出的 R 磁组网络方案, 可以有效调节除绕线磁柱的磁通密度, 显著减小非绕线柱的体积和重量, 并成功应用于 1200W/13.5V 大电流输出的汽车 D2D 电源。

1) 与分立元件相比, 新方案具有更合理的体积和重量, 系统结构更加紧凑。

2) 与分立元件相比, 新方案中的铁芯合成技术, 通过引入 R 磁阻网络, 使各非绕线柱的磁通可以调节。

3) 集成磁件因铁芯磁通密度的减小, 可较大幅度减小铁芯的体积, 将节省的空间用于增加绕线窗口和线径, 以减小电感的绕组损耗。

4) 集成电感结构新颖, 装配简单。

5) 集成磁芯还可以实现气隙加工的高效性, 提高电感感量的一致性, 使电源的均流效果更好。

参考文献

- [1] 赵争菌, 汪友华, 凌跃胜, 等. 大容量高频变压器绕组损耗的计算与分析 [J]. 电工技术学报, 2014, 29(5):261-264.
- [2] 杨海军, 陈为, 卢增艺, 等. 电动汽车用大功率高频变压器设计 [C]// 2010' 中国电子变压器、电感器联合学术年会. 2010.
- [3] 陈媛冰, 董纪清, 陈为, 等. 大功率光伏逆变器电抗器损耗分析与优化设计 [J]. 电气开关, 2015, 53(5):30-33.
- [4] 旷建军, 阮新波, 任小永. 集肤和邻近效应对平面磁性元件绕组损耗影响的分析 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(5):170-175.
- [5] Dowell P L. Effects of eddy currents in transformer windings [J]. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 1966, 113(8):1387-1394.
- [6] Chen W, He J, Luo H, et al. Winding loss analysis and new air-gap arrangement for high-frequency inductors [C]// Power Electronics Specialists Conference, 2001. Pesc. 2001 IEEE. IEEE, 2001:2084-2089 vol. 4.
- [7] Leung C K, Dutta S, Baek S, et al. Design considerations of high voltage and high frequency three phase transformer for Solid State Transformer application [C]// Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE, 2010:421-426.
- [8] 叶建盈, 陈为. 一种有气隙磁元件高频绕组损耗的测量评估方法 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(7):1749-1755.