

一种新型磁集成倍流整流半桥变换器

卢增艺¹, 陈为¹, 白亚东², 朱勇发²

(1. 福州大学电气工程与自动化学院, 福建省 福州市 350108;

2. 华为技术有限公司, 广东省 深圳市 518129)

A Novel Half-bridge Converter With Integrated Magnetic Current Doubler Rectifier

LU Zengyi¹, CHEN Wei¹, BAI Yadong², ZHU Yongfa²

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, Fujian Province, China;

2. Huawei Technologies Co., Ltd., Shenzhen 518129, Guangdong Province, China)

ABSTRACT: A novel current doubler rectifier with magnetic integration in switching-mode power converter was proposed to improve efficiency and power density. With the operation theory of half-bridge converter, the AC and DC fluxes in the integrated magnetics were discussed in detailed. The equivalent circuit model is derived and the equivalent parameter measurement is evaluated. Two solutions to realize secondary windings with one turn can obtain the lowest winding length and eliminate the leakage flux effect. The prototype was built to validate the feasibility. Finally, the development mechanism and features among different integrated magnetics were summarized.

KEY WORDS: magnetic integration; current doubler rectifier; flux distribution; equivalent parameter measurement

摘要: 为提高开关电源的效率和功率密度, 提出一种新型倍流整流变换器的磁集成方案。结合半桥变换器的工作原理, 详细分析集成磁件内部交、直流磁通分布。推导出集成磁件的等效电路模型, 评估集成磁件的等效参数测量。提出两种副边绕组为一匝的解决方案, 可获得最短绕组路径或消除泄露磁场。建立样机验证该方案的可行性, 并对各种集成磁件间转化机理和应用特点进行总结。

关键词: 磁集成; 倍流整流; 磁通分布; 等效参数测量

0 引言

功率密度是衡量开关电源集成度的重要技术指标。在“十一五”国家科技支撑计划重点项目“电

力电子关键器件及重大装备研制”课题申请指南中, 明确对各种应用的变换器提出功率密度指标要求^[1]。高功率密度化要求对电源各个组成部分的体积、损耗、电气性能进行综合考量, 以期提高效率 and 降低体积。磁性元件的体积和重量一般占到整个电路的 20%~30%, 损耗占总损耗的约 30%^[2-3]。磁集成技术可以有效减小磁件体积和损耗, 在一定的应用场合还可减小电流纹波, 改善输出电压品质或提高动态性能^[2-7]。将传统分立磁件倍流整流变换器的功率变压器和两个电感集成在一个磁芯上, 实现开关电源的高效率和高功率密度, 长期以来被视为磁集成技术在开关功率变换场合的成功典范^[7-21]。然而, 面对日益迫切的输出低压大电流、高功率密度的要求, 如何对倍流整流变换器中功率变压器和电感器进行有效集成, 一直以来是电力电子变换技术和高频功率磁技术的研究热点。

本文回顾现有倍流整流集成磁件(integrated magnetics in current doubler rectifier, IM-CDR)的发展思路, 提出一种新型的磁集成倍流整流半桥变换器, 对其工作原理、等效模型及参数测量、一匝副边绕组应用等进行详细分析和实验验证, 最后对磁集成技术进行延伸思考和总结。

1 本文提出的磁集成倍流整流半桥变换器

1.1 现有磁集成技术回顾

图 1 列出了现有的 4 种磁集成方案。方案 1 将 3 个磁件集成于一对 EI 型磁芯上, 有效减小磁芯数量。当副边 3 个绕组匝数相等, 方案 2 将变压器副边绕组 N_s 去除, 采用 N_{L1} 和 N_{L2} 来实现变压器副边绕组功能, 但原副边漏感较大。方案 3 将方案 2 中

基金项目: 国家自然科学基金项目(50877010); 福建省自然科学基金项目(2009J01242)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50877010); Project Supported by Natural Science Foundation of Fujian Province (2009J01242).

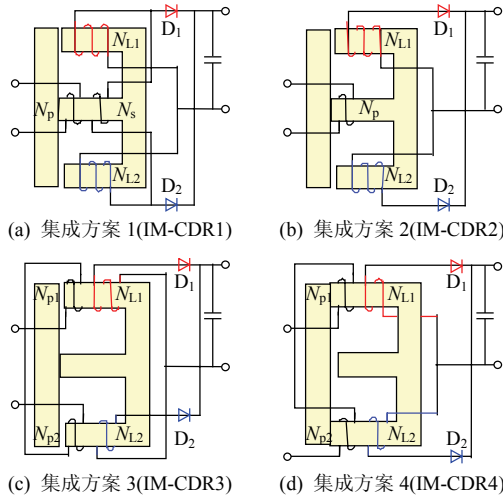


图1 现有倍流整流集成磁件
Fig. 1 Prior integrated magnetics in current doubler rectifier

原边绕组通过源转移变换为两个匝数相同的绕组串联来减小原副边漏感。方案4将方案3中副边绕组 N_{L2} 及相应的原边绕组 N_{p2} 一起反向连接,增加了原边绕组激磁电感,减小了磁芯中柱交流磁通和绕组电流纹波。总体上,与方案1相比,方案3和方案4的原边绕组均需采用两个绕组串联实现,原边绕组增长一倍,并且,从绕组的数量上看,仍需要4个绕组,不利于绕组损耗和漏感的减小。

1.2 新型磁集成方案

过去人们研究倍流整流磁集成技术的主要思路是在 IM-CDR1 的基础上去除原有的变压器副边绕组,采用输出电感绕组来实现变压器功能,并发展得到各种形式的集成磁件。然而,根据磁通连续性可知,对于3个磁路的集成磁件结构,如果其中的两个磁路磁通已知,则第3个磁路的磁通也将被唯一确定。因此,本文提出一种新型的磁集成倍流整流变换器,如图2所示,即将 IM-CDR1 中一个电感绕组去除,将变压器绕组和另一电感绕组分别绕于 EI 磁芯的外边柱,以避免同一绕线窗口内同时包含两种绕组带来安规和制程工艺等的复杂性。直观上,新方案的绕组和气隙在磁柱上的配置从结构上看是不对称的,但考虑到该方案是从倍流整流集成磁件演化而出,本文姑且称该变换器为磁集成倍流整流变换器,并将其集成磁件记为 IM-CDR5。

为了便于分析,本文对 IM-CDR5 的应用进行重新描述,即其包含一对 EI 型磁芯、一个原边绕组 N_p 、两个副边绕组 N_{s1} 和 N_{s2} 。原边绕组 N_p 和副边绕组 N_{s1} 绕于磁柱1,副边绕组 N_{s2} 绕于磁柱3,磁柱2和磁柱3上分别设置有储能气隙。在半桥变

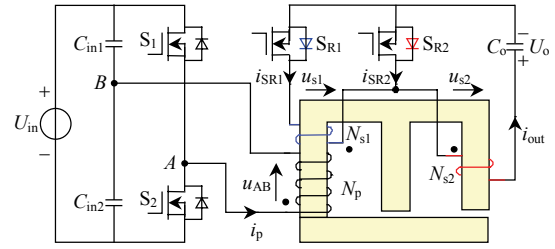


图2 本文提出的磁集成倍流整流半桥变换器

Fig. 2 Proposed half-bridge converter with IM-CDR5

换器的应用中,原边绕组 N_p 两端分别连接于原边主开关管连接点 A 和分压电容连接点 B。同步整流管 S_{R1} 和副边绕组 N_{s1} 组成的串联支路和同步整流管 S_{R2} 并联,副边绕组 N_{s2} 流过总的输出电流。

2 工作原理

2.1 交流特性分析

IM-CDR5 的等效交流磁路模型如图3所示,其中 R_{m1} 、 R_{m2} 、 R_{m3} 分别为3个磁柱的等效磁阻。根据法拉第电磁感应定律,各个磁柱的交流磁通由绕组的伏秒积决定,因此左、右磁柱各有一等效交流电流源 $\Delta\Phi_1$ 和 $\Delta\Phi_3$ 。根据磁通连续性可知,中柱磁通 $\Delta\Phi_2 = \Delta\Phi_1 - \Delta\Phi_3$ 。

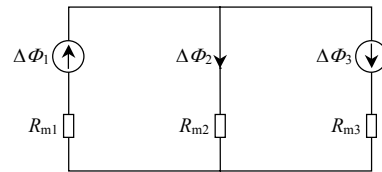


图3 等效交流磁路

Fig. 3 Equivalent AC magnetic circuit

根据对称半桥的工作原理,原边主开关管 S_1 和 S_2 在相位交错 180° 的驱动电压 u_{g1} 和 u_{g2} 作用下,将在原边绕组 N_p 两端形成方波逆变电压 u_{AB} ;副边的同步整流管 S_{R1} 和 S_{R2} 的驱动电压分别为 u_{gs1} 和 u_{gs2} ,其中, u_{gs1} 和 u_{g2} 互补工作, u_{gs2} 和 u_{g1} 互补工作。为了方便说明电路的工作情况,假设副边绕组匝数相同,均为 N_s 匝。电路典型工作波形如图4所示,工作过程可以分为4个阶段:

1) $[t_0, t_1]$ 。原边主开关管 S_1 导通, S_2 截止,副边同步整流管 S_{R1} 导通, S_{R2} 截止。能量从原边绕组 N_p 变换到副边绕组 N_{s1} ,经过副边绕组 N_{s2} 滤波,一部分直接传递到输出,一部分存储于气隙,副边绕组 N_{s1} 的电流 i_{SR1} 等于副边绕组 N_{s2} 的电流 i_{out} 。由于副边绕组 N_{s1} 和 N_{s2} 匝数均为 N_s ,所以这个阶段副边两绕组串联构成的绕线形式等效于一个绕磁芯中柱 N_s 匝的绕组,接收从原边传递过来的能量。加在原边绕组 N_p 两端的电压为 $U_{in}/2$,原边绕组所

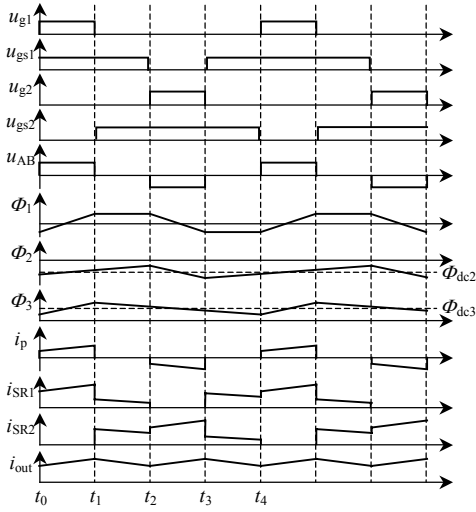


图 4 电流和磁通波形

Fig. 4 Waveforms of currents and magnetic fluxes

在磁柱 1 的磁通 Φ_1 线性上升，其他两磁柱的磁通 Φ_2 、 Φ_3 也相应的上升，磁通关系如式(1)所示。

$$\begin{cases} \Delta\Phi_1 = \frac{U_{in}DT}{2N_p} \\ \Delta\Phi_3 = \frac{(U_{in}N_{s1} - 2N_pU_o)DT}{2N_pN_{s2}} \\ \Delta\Phi_2 = \Delta\Phi_3 - \Delta\Phi_1 \end{cases} \quad (1)$$

2) $[t_1, t_2]$ 。原边主开关管 S_1 、 S_2 均截止，原边绕组电流 i_p 为 0。副边同步整流管 S_{R1} 、 S_{R2} 均导通，气隙能量通过副边绕组 N_{s2} 释放到输出。由于绕组 N_{s1} 和 N_{s2} 的耦合关系，流过 S_{R1} 的电流 i_{SR1} 转移一部分到 S_{R2} ，两电流之和等于 i_{out} 。副边绕组 N_{s1} 被 S_{R1} 和 S_{R2} 短路，使得绕在磁柱 1 的绕组 N_p 和 N_{s1} 的电压降均为 0，磁通 Φ_1 保持不变，磁柱 2 的磁通上升量等于磁柱 3 的磁通下降量，磁通关系如式(2)所示。

$$\begin{cases} \Delta\Phi_1 = 0 \\ \Delta\Phi_3 = \frac{-U_o(0.5-D)T}{N_{s2}} \\ \Delta\Phi_2 = -\Delta\Phi_3 \end{cases} \quad (2)$$

3) $[t_2, t_3]$ 。原边主开关管 S_2 导通， S_1 截止，副边的同步整流管 S_{R2} 导通， S_{R1} 截止。绕组 N_{s1} 没有流过电流，能量从原边绕组 N_p 变换到副边绕组 N_{s2} ，一部分直接传递到输出，一部分存储于气隙，副边绕组 N_{s2} 的电流 i_{out} 全部流过同步整流管 S_{R2} 。加在原边绕组 N_p 两端的电压为 $-U_{in}/2$ ，原边绕组所在的磁柱 1 磁通 Φ_1 线性下降，其他两磁柱的磁通 Φ_2 、 Φ_3 也相应的下降，磁通关系如式(3)所示。

$$\begin{cases} \Delta\Phi_1 = -\frac{U_{in}DT}{2N_p} \\ \Delta\Phi_3 = \frac{-U_oDT}{N_{s2}} \\ \Delta\Phi_2 = \Delta\Phi_1 - \Delta\Phi_3 \end{cases} \quad (3)$$

4) $[t_3, t_4]$ 。原边主开关管 S_1 、 S_2 均截止，原边绕组电流 i_p 为 0。副边的同步整流管 S_{R1} 、 S_{R2} 均导通，气隙能量通过副边绕组 N_{s2} 释放到输出。由于绕组 N_{s1} 和 N_{s2} 的耦合关系，流过 S_{R2} 的电流 i_{SR2} 转移一部分到 S_{R1} ，两电流之和等于 i_{out} 。副边绕组 N_{s1} 被 S_{R1} 和 S_{R2} 短路，使得绕在磁柱 1 的绕组 N_p 和 N_{s1} 的电压降均为 0，磁通 Φ_1 保持不变，磁柱 2 的磁通上升量等于磁柱 3 的磁通下降量，磁通关系如式(4)所示。

$$\begin{cases} \Delta\Phi_1 = 0 \\ \Delta\Phi_3 = \frac{-U_o(0.5-D)T}{N_{s2}} \\ \Delta\Phi_2 = -\Delta\Phi_3 \end{cases} \quad (4)$$

根据交流磁通在一个开关周期变化量为 0，结合式(1)–(4)可以推导出 IM-CDR5 半桥变换器的输入输出电压转换比，如式(5)所示，这和传统分立磁件的半桥倍流整流变换器的电压转换比相同。进一步观察同步整流管的电流 i_{SR1} 或 i_{SR2} 也可发现，波形均呈凸型，且“肩部”左高右低，这与分立磁件倍流整流变换器的工作电流完全相同。

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{N_{s1}D}{N_p2} \quad (5)$$

2.2 直流特性分析

IM-CDR5 的等效直流磁路模型如图 5 所示。由安培环路定律可知，各个磁柱的直流磁通由绕组的直流安匝和磁阻决定，因此左、右磁柱各有一等效直流电压源 $N_{s1}I_{sdc1}$ 和 $N_{s2}I_{sdc2}$ 。根据半桥变换器的双端对称工作原理，原边绕组 N_p 的直流电流为 0。当输出电流为 I_o ，结合图 2 电流参考方向，绕组 N_{s1} 的直流电流 $I_{sdc1} = -I_o/2$ ，绕组 N_{s2} 的直流电流 $I_{sdc2} = I_o$ 。根据图 5 的直流磁路模型，计算得各个支路直流磁通如式(6)所示。

$$\begin{cases} \Phi_{dc1} = \frac{N_{s1}I_{sdc1}(R_{m2} + R_{m3}) + N_{s2}I_{sdc2}R_{m2}}{R_{m1}R_{m2} + R_{m1}R_{m3} + R_{m2}R_{m3}} \\ \Phi_{dc2} = \frac{N_{s1}I_{sdc1}R_{m3} - N_{s2}I_{sdc2}R_{m1}}{R_{m1}R_{m2} + R_{m1}R_{m3} + R_{m2}R_{m3}} \\ \Phi_{dc3} = \frac{N_{s1}I_{sdc1}R_{m2} + N_{s2}I_{sdc2}(R_{m1} + R_{m2})}{R_{m1}R_{m2} + R_{m1}R_{m3} + R_{m2}R_{m3}} \end{cases} \quad (6)$$

假设磁阻 $R_{m2}=R_{m3}=R_g$ ，各个支路直流磁通可简化为式(7)。磁柱 2 和磁柱 3 的直流磁通大小相等、方向相反，两者在磁柱 1 相抵消，即磁柱 1 的直流磁通为 0，如图 4 所示。因此，新方案在结构上虽不对称，但其电路工作模式却和图 1 现有的 IM-CDR 相同。

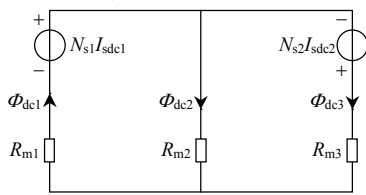
$$\begin{cases} \Phi_{dc1} = 0 \\ \Phi_{dc2} = -\frac{N_s I_o}{2R_g} \\ \Phi_{dc3} = \frac{N_s I_o}{2R_g} \end{cases} \quad (7)$$


图 5 等效直流磁路

Fig. 5 Equivalent DC magnetic circuit

3 集成磁件参数分析和测量

3.1 集成磁件等效电路

基于磁路-电路的对偶变换可获得 IM-CDR5 的等效电路，如图 6 所示，包含两组变压器 T_1 、 T_2 和 3 个等效电感 L_1 、 L_2 、 L_3 。等效电感和磁阻关系可表示为 $L_1=N_p^2/R_{m1}$ ， $L_2=N_s^2/R_{m2}$ ， $L_3=N_s^2/R_{m3}$ 。等效电路结构具有一个中心抽头变压器和两个输出滤波电感，这和分立磁件的倍流整流变换器以及全波整流变换器都不尽相同，可视为一种新型的开关变换器整流电路。需要说明的是图 6 中副边绕组中心抽头的同名端连接形式为反向连接。

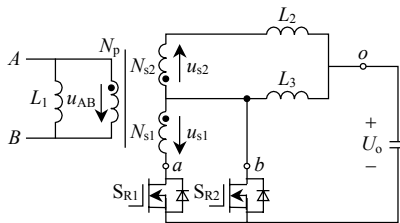


图 6 IM-CDR5 的等效电路

Fig. 6 Equivalent magnetic circuit of IM-CDR5

3.2 原边绕组测量

副边两绕组均开路，原边绕组测得电感 L_{AB} ，参考图 6， $L_{AB}=L_1 // n^2(L_2+L_3)$ ，“//”表示并联， $n=N_p/N_{s2}$ ，进一步整理得式(8)。

$$L_{AB} = \frac{N_p^2 (R_{m2} + R_{m3})}{R_{m1} R_{m2} + R_{m1} R_{m3} + R_{m2} R_{m3}} \quad (8)$$

原、副边绕组的漏感测量可通过将副边绕组

N_{s1} 短路，副边绕组 N_{s2} 开路，原边绕组 N_p 测量获得，这和传统的测量方法相同。

3.3 副边绕组测量

集成磁件两个副边绕组有 3 个连接点，分别记为 a 、 b 、 o ，结合图 2 的磁件结构和图 6 的等效电路，3 个绕组的端口电感量 L_{ab} 、 L_{oa} 、 L_{ob} 分别如式(9)–(11)所示。

$$L_{ab} = \frac{N_{s1}^2 (R_{m2} + R_{m3})}{R_{m1} R_{m2} + R_{m1} R_{m3} + R_{m2} R_{m3}} \quad (9)$$

$$L_{oa} = \frac{N_{s1}^2 (R_{m2} + R_{m3}) - 2N_{s1} N_{s2} R_{m2} + N_{s2}^2 (R_{m1} + R_{m2})}{R_{m1} R_{m2} + R_{m1} R_{m3} + R_{m2} R_{m3}} \quad (10)$$

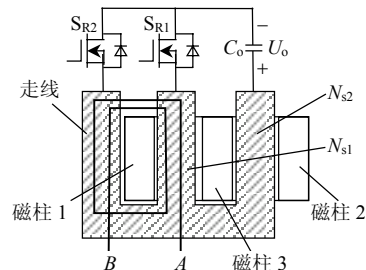
$$L_{ob} = \frac{N_{s2}^2 (R_{m1} + R_{m2})}{R_{m1} R_{m2} + R_{m1} R_{m3} + R_{m2} R_{m3}} \quad (11)$$

当 $N_{s1}=N_{s2}$ ， $R_{m2}=R_{m3}$ ，可得 $L_{oa}=L_{ob}$ 。当原边绕组 N_p 开路，副边绕组 N_{s1} 短路，副边绕组 N_{s2} 测量的电感 $L_{ob,s}$ 可表示为式(12)，此电感即为等效输出电感。

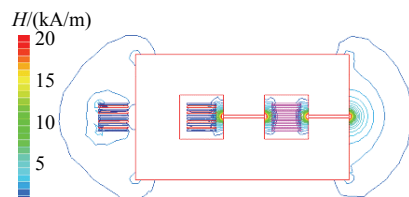
$$L_{ob,s} = \frac{N_{s2}^2}{R_{m2} + R_{m3}} \quad (12)$$

4 副边绕组为 1 匝的磁件解决方案

为了适应输出低压大电流的需求，往往要求磁件的绕组匝数越少越好，绕线回路越短越好。图 7(a)表示了副边绕组为 1 匝的 PCB 绕组布线俯视图，图中阴影部分为副边 PCB 绕组，走线部分作为绕组 N_{s1} 的一部分，和原边绕组 N_p 保持紧耦合。因为副边电流较大，副边绕组 N_{s1} 、同步整流管 S_{R1} 、 S_{R2} 所构成的回路需要控制在最小范围内以减小端部



(a) 绕组方案 1



(b) 磁场分布

图 7 副边绕组为 1 匝的一种解决方案

Fig. 7 A solution for secondary windings with 1 turn

电感。而 S_{R2} 、 N_{S2} 、 C_o 构成的副边输出回路不需严格控制。图 7(b)为该结构下的磁场分布图，从图 7 中可以看出气隙的扩散磁通影响很大，一则对 PCB 绕组的切割严重，将带来较高的绕组损耗；二则导致磁芯外部存在较大的杂散磁场。

杂散磁场的存在将会对周边元器件正常工作带来负面影响，图 8(a)将走线部分绕于磁芯的右边，原边绕组 N_p 和副边绕组 N_{S1} 、同步整流管 S_{R1} 、 S_{R2} 所构回路一起绕于磁柱 2 和磁柱 3。图 8(b)为磁场分布图，相比于图 7(b)，该方案解决了外部磁场泄露问题。

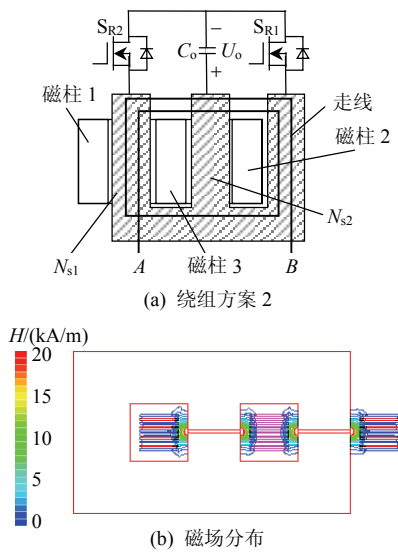


图 8 副边绕组为 1 匝的一种改进方案
Fig. 8 An improvement for secondary windings with 1 turn

5 实验验证

设计输入电压 $U_{in}=48\text{ V}$ ，输出电压 $U_o=3.3\text{ V}$ ，输出电流 $I_o=25\text{ A}$ ，开关频率 $f_s=300\text{ kHz}$ ，采用半桥控制芯片 LM5035。原边主开关管型号为 B52160N10NS3，副边同步整流管为 B52035N03LS。集成磁件的磁芯材质为 DMR50B，考虑到高频工作下副边绕组为 1 匝时将使得磁芯交流磁密过大，因此，本文设计原、副边绕组匝数为 $N_p:N_{S1}:N_{S2}=4:2:2$ 。结合第 4 节的磁场分析，为了避免磁场泄露对周边元器件带来影响，实验样机借鉴图 8(a)的方案，即将变压器绕组 N_p 、 N_{S1} 同时绕于磁柱 2 和磁柱 3，具体如图 9 所示。

实验采用的磁芯为定制结构，3 个磁芯柱的面积相同，均为 30 mm^2 ，磁柱 1 无气隙，磁柱 2 和磁柱 3 的气隙均为 0.2 mm ，这样可获得磁路性能如式(7)所示。集成磁件绕组采用 PCB 结构，PCB 层

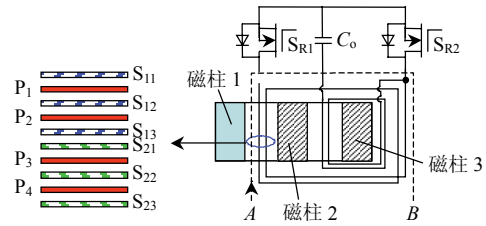


图 9 绕组结构示意图
Fig. 9 Sketch of winding layout

数为 10 层，每层 1 匝，铜层厚度为 4oz(即为 0.14 mm)，导线宽度为 1.6 mm 。不同窗口对应绕组结构不同，以磁柱 1 和磁柱 2 间的绕线窗口为例，PCB 绕组整体结构自上而下分别为 S_{11} - P_1 - S_{12} - P_2 - S_{13} - S_{21} - P_3 - S_{22} - P_4 - S_{23} 。原边绕组 P_1 至 P_4 串联分布于 4 层 PCB。副边绕组 N_{S1} 的 2 匝结构为 S_{11} 、 S_{12} 、 S_{13} 并联构成一匝， S_{21} 、 S_{22} 、 S_{23} 并联构成一匝。实测电感量 $L_{oa}=0.78\text{ }\mu\text{H}$ ， $L_{ob}=0.76\text{ }\mu\text{H}$ ， $L_{ab}=1.3\text{ }\mu\text{H}$ 。图 10 为轻载下的实验波形，自上而下分别为原边下开关 S_2 的驱动电压 u_{g2} ，副边同步整流管 S_{R1} 的驱动电压 u_{gs1} ，A 点电压 u_A ，输出电压 u_o 。原边半桥电路驱动和副边同步整流管驱动互补工作，加载在原边绕组上的电压为双端对称的逆变波形，得到稳定的 3.3 V 输出。测量的效率 η 的曲线如图 11 所示，满载效率为 88.3% ，其中 I_o 为输出电流。

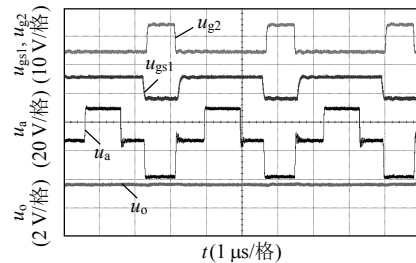


图 10 实验波形

Fig. 10 Experiment waveform

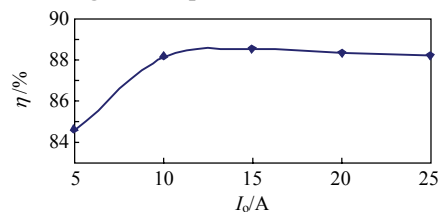


图 11 效率曲线

Fig. 11 Efficiency curve

6 集成磁件的延伸思考

对于集成磁件的考量有多个方面，包括电气性能、损耗、电磁兼容性以及制程工艺等，人们可以根据自身应用特点进行合理选择。本节直观地从磁件外部特征对各种集成磁件进行比较，列于表 1，包括了绕组数量、气隙数量、漏感。结合图 1 所示，

表1 各种集成磁件的比较

Tab. 1 Comparison among different integrated magnetics

名称	IM-CDR1	IM-CDR2	IM-CDR3	IM-CDR4	IM-CDR5
绕组	4	3	4	4	3
气隙	2	2	2	1	2
漏感	小	大	中	中	小

可以看出 IM-CDR5 具有最少的绕组数量和最小的漏感, 但存在 2 个气隙, 这将带来结构不稳定, 在工程上可以通过形变较小的垫片加以控制。

另外, 从磁件的实现形式可以发现, IM-CDR5 和文献[4]所述方案十分相近。为了便于比较, 将文献[4]方案列于图 12(a), 图 12(b)为 IM-CDR5 的应用形式。两者的主要差异在于原边绕组的励磁方式和气隙配置。文献[4]采用的是单端正激电路, 图中未标出磁芯复位电路; 而 IM-CDR5 采用的是半桥逆变电路。这表明倍流整流集成磁件是磁集成正激变换器中集成磁件在双端变换器的应用。将这一思路延伸到对现有倍流整流集成磁件如 IM-CDR2 的认识, 也可说明 IM-CDR2 是磁集成正激变换器 2 的转化应用, 如图 12(c)、(d)所示。

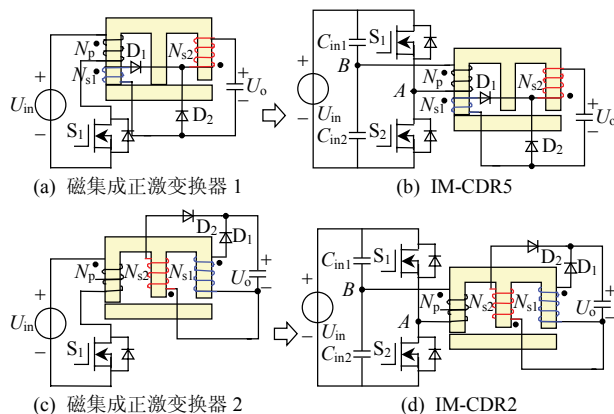


图12 集成磁件的应用演化

Fig. 12 Development of magnetic integration

7 结论

1) 在现有倍流整流集成磁件的基础上, 通过去除一副边电感绕组, 提出了一种新型的磁集成方案, 结合半桥变换器完成原理分析和可行性实验验证。

2) 与现有方案比较, 可以有效地简化绕组布线, 减小原、副边漏感, 有利于提高电源效率和功率密度。新方案进一步丰富了倍流整流变换器的磁件集成技术。

3) 提出的磁集成方案存在两种典型的应用, 文中以副边绕组为一匝的解决方案为例说明通过设计可获得最短绕组路径和消除泄露磁场。

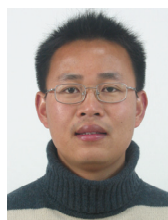
4) 研究发现倍流整流集成磁件是磁集成正激变换器中集成磁件在双端变换器的应用, 这将为开关变换器磁集成技术研究提供全新的认识。

5) 通过改变原边逆变电路, 新方案可推广应用于其它电路, 如全桥变换器、推挽变换器等。

参考文献

- [1] 科学技术部高新技术发展及产业化司. “十一五”国家科技支撑计划重点项目“电力电子关键器件及重大装备研制”课题申请指南[EB/OL]. [2007-07-31]. http://www.most.gov.cn/tztg/200707/t20070731_51921.htm.
The ministry of science and technology of the People's Republic of China. Application guidelines for the development of key components and major equipments in power electronics[EB/OL]. [2007-7-31]. http://www.most.gov.cn/tztg/200707/t20070731_51921.htm(in Chinese).
- [2] 陈为, 何建农. 电力电子高频磁技术及其发展趋势[J]. 电工电能新技术, 2000, 19(2): 30-34.
Chen wei, He Jiannong. Power electronics high-frequency magnetics technology and their development[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2000, 19(2): 30-34(in Chinese).
- [3] 陈乾宏, 阮新波, 严仰光. 开关电源中磁集成技术及其应用[J]. 电工技术学报, 2004, 19(3): 1-8.
Chen Qianhong, Ruan Xinbo, Yan Yangguang. The application of the magnetic-integration techniques in switching power supply[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(3): 1-8(in Chinese).
- [4] 陈乾宏, 冯阳, 周林泉, 等. 输出纹波最小化有源箝位正激磁集成变换器[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(3): 7-13.
Chen Qianhong, Feng Yang, Zhou Linqun, et al. Active forward converter with integrated-magnetics and the minimum output ripple current[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(3): 7-13(in Chinese).
- [5] 刘学超, 张波, 丘东元, 等. 多相并联磁集成电压调整模块的电路建模研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(19): 145-150.
Liu Xuechao, Zhang Bo, Qiu Dongyuan, et al. Research of circuit modeling of multiphase parallel voltage regulator module with integrating magnetics[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(19): 145-150(in Chinese).
- [6] 杨玉岗, 于庆广, 李洪珠, 等. 四相电压调整模块中平面型可消除直流偏磁集成磁件研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(24): 179-185.
Yang Yugang, Yu Qingguang, Li Hongzhu, et al. Research on planar integrated magnetics whose DC-bias can be eliminated in 4 phase interleaving VRM[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(24): 179-185(in Chinese).
- [7] 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).
- [8] 郑峰, 刘园强, 裴云庆, 等. 分立磁件集成判据及集成磁件设计[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(30): 41-48.
Zheng Feng, Liu Yuanqiang, Pei Yunqing, et al. Criterion of discrete magnetics and design techniques of integrated magnetics[J].

- Proceedings of the CSEE, 2008, 28(30): 41-48(in Chinese).
- [9] Peng C, Hannigan M, Seiersen O. A new efficient high frequency rectifier circuit[C]//Proceedings of High Frequency Power Conversion. Toronto, Canada, 1991: 236-243.
- [10] Chen W, Hua G, Sable D, et al. Design of high efficiency, low profile, low voltage converter with integrated magnetics[C]//Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference. Atlanta, USA: IEEE, 1997: 911-917.
- [11] Xu Peng, Wu Qiaoqiao, Wong Pitleong, et al. A novel integrated current doubler rectifier[C]//Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference. New Orleans, USA: IEEE, 2000: 735-740.
- [12] Milton W, Gary L B, Jon F B. Dual transformer device for power converters: USA, 4914561[P]. 1990-04-03.
- [13] Morris G Q. Magnetically integrated full-wave DC to DC converter: USA, 5555494[P]. 1996-09-10.
- [14] Perry M. Full-wave coupled inductor power converter having synchronous rectifiers and two input switches that are simultaneously off for a time period of each switching cycle: USA, 6765810[P]. 2004-07-20.
- [15] Jitaru I. Transformer providing low output voltage: USA, 6400249[P]. 2002-06-04.
- [16] Liang Yan, Dayu Q, Lehman B. Integrated magnetic full wave converter with flexible output inductor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(2): 670-678.
- [17] Sun Jian, Webb K F, Mehrotra V. Integrated magnetics for current-doubler rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(3): 582-590.
- [18] Zhou Hua, Wu T X, Batarseh I, et al. Comparative investigation on different topologies of integrated magnetic structures for current-doubler rectifier[C]//Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference. Florida, USA: IEEE, 2007: 337-342.
- [19] Njiende H, Froehleke N, Cronje W A. Modeling and analysis of integrated magnetic components[C]//Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference. Acapulco, Mexico: IEEE, 2003: 283-288.
- [20] Njiende H, Froehleke N, Bocker J. Derivation of integrated magnetic components using reluctance and mathematical modeling[C]//Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference. Aachen, Germany: IEEE, 2004: 4855-4860.
- [21] Badstuebner U, Biela J, Faessler B, et al. An optimized 5kW, 147 W/in³ telecom phase-shift DC-DC converter with magnetically integrated current doubler[C]//Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference. Washington DC, USA: IEEE, 2009: 21-27.



卢增艺

收稿日期: 2011-02-16。

作者简介:

卢增艺(1979), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子功率变换和电力电子高频磁技术, luzengyi@yahoo.com.cn;

陈为(1958), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子功率变换、高频磁技术、电磁兼容诊断与滤波器、电磁场分析与应用和电磁检测等, chw@fzu.edu.cn;

白亚东(1982), 男, 工程师, 研究方向为模块电源产品开发与系统应用, baiyadong@huawei.com;

朱勇发(1979), 男, 工程师, 研究方向为模块电源产品开发与系统应用, zhuyongfa@huawei.com。

(责任编辑 吕鲜艳)