

全波整流变换器的新型平面磁集成解决方案

卢增艺, 杨海军, 章进法

台达电子企业管理(上海)有限公司, 上海 201209

New Planar Magnetic Integration Solution for Full-Wave Rectifier

LU Zengyi Yang Haijun ZHANG Jin-fa

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

摘要: 提出一种全波整流变换器新型平面磁集成解决方案, 将变压器和输出电感集成在一个四个柱的平面磁芯上。基于绕组节点移动技术, 提出一体成型的整合绕组, 解决元件之间的连接、机械强度以及散热考虑等工程现实问题。最后, 成功应用在一款输出功率 1450W/100A 的 DC-DC 汽车电源。

关键词: 全波整流, 磁集成, 平面, 整合绕组

中图分类号: TM4 文献标识码: B 文章编号: 1606-7517(2015)04-6-115

0 引言

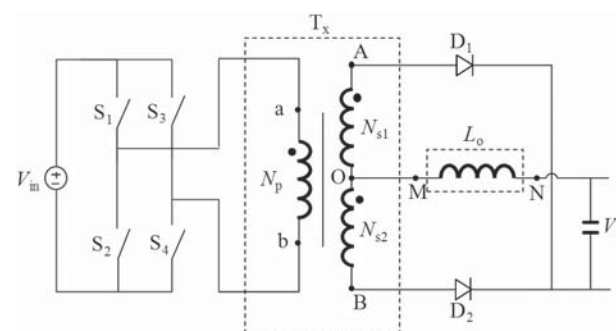
功率密度是电源性能高低的重要评判指标之一, 变压器和输出电感占整个电源体积很大的比例, 因此, 采用磁集成技术实现变压器兼具有输出电感的功能, 长期以来是人们研究的热点。对于大功率或大电流的电源产品, 过去人们以倍流整流变换器为对象开展了大量的技术研究和探索。然而, 就电路拓扑来看, 倍流整流变换器需要一个变压器和两个输出滤波电感, 而中心抽头全波整流变换器只需一个变压器和一个输出电感, 它利用变压器两个相同匝数的副边绕组和整流二极管连接, 将变压器输出电压的工作频率提高一倍, 减小输出滤波电感, 相比倍流整流变换器具有更小的磁件体积, 说明更有高功率密度的潜在优势。

现有的磁集成技术普遍聚焦在倍流整流变换器上, 对全波整流变换器的磁集成研究很少报道。因此, 如何运用磁集成技术, 再进一步提高全波整流变换器的功率密度成为本文研究的出发点。

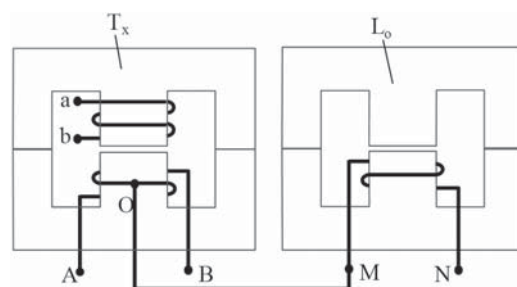
1 新型平面集成磁件解决方案

图 1(a) 为全桥全波整流变换器, 变压器 T_x 原边绕组 N_p 的两个端点 a 和 b 与桥式电路连接, 以接收原边电路传

递的功率; 副边绕组为中心抽头结构, 两匝数相等的副边绕组 N_{s1} 和 N_{s2} , 连接于中心抽头 O, 绕组 N_{s1} 的另一端点



(a) 全波整流电路



(b) 分立磁件电连接示意图

图1 全波整流电路及其分立磁件实现方式

为 A, 绕组 N_{s2} 的另一端点为 B。输出电感 L_o 的一端 M 与抽头 O 连接, 另一端 N 与输出电容连接。整流二极管 D_1 和 D_2 分别于端点 A 和 B 连接。

分立磁件的电连接结构示意图如图 1(b) 所示, 左边为变压器, 右边为输出电感。出于对磁件高度、电磁干扰性能以及制作工艺的考虑, 变压器和电感一般采用 EE 类型的结构, 中柱绕线圈, 中柱的磁通经过两边柱返回, 以降低铁芯上下部分的厚度, 满足低高度的平面设计要求, 并且绕组被铁芯包围能够最大程度地降低对周边元件的电磁耦合。

为了进一步减小变压器和输出电感的整体体积, 本文提出图 2 所示的新型平面磁集成方案, 该方案保留图 1(b) 所示的平面低造型结构, 相比于分立磁件结构, 更能省去变压器和电感相邻的两个边柱。新方案的铁芯包含 4 个磁柱, 即两个外边柱和两个中间磁柱。左中间磁柱绕变压器原副边绕组, 右中间磁柱绕输出电感绕组。相比于分立磁件, 新集成磁件可维持相同的高度, 并获得更小体积, 但结构略微变得复杂, 接下来将对新集成方案进行分析和讨论。

2 新型平面集成磁件的工作原理

2.1 交流磁通分析

图 3 为磁集成方案的等效交流磁路图, 结合图 2 的物理结构, 四个磁柱的磁阻从左到右依次命名为 $R_1 \sim R_4$, 连接两中间磁柱的铁芯部分磁阻等效为一磁阻 R_5 ; 对应磁阻的磁通分别记为 $\Phi_1 \sim \Phi_5$ 。根据原边全桥电路的对称工作原

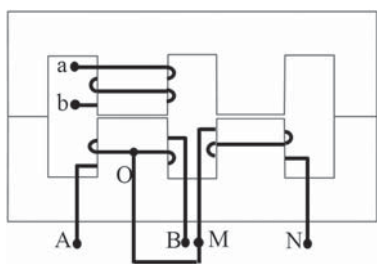


图2 提出的新型平面磁集成方案

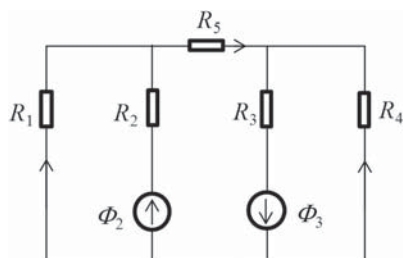


图3 等效交流磁路

理, 原边绕组接收对称交流的方波信号, 集成磁件的交流磁通工作过程分为 4 个阶段, 如图 4。根据已知的变压器原边绕组两端的激励电压 V_{ab} 和输出电感 L_o 两端电压, 可以推导得到中间两磁柱的交流磁通 $\Delta \Phi_2$ 和 $\Delta \Phi_3$ 。

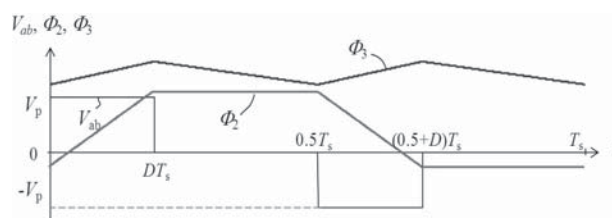


图4 变压器绕组电压和磁通波形

阶段 1 $[0 \sim DT_s]$: 开关管 S_1 和 S_4 导通, 二极管 D_1 导通, D_2 截止。原边绕组接收激励电压 $V_{ab}=V_p$, 磁柱 2 的磁通 Φ_2 线性上升, 磁柱 3 的磁通 Φ_3 线性上升。

$$\begin{cases} \Delta \Phi_2 = \frac{V_p DT_s}{N_p} \\ \Delta \Phi_3 = \frac{(V_p N_s / N_p - V_o) DT_s}{N_L} \end{cases} \quad (1)$$

阶段 2 $[DT_s \sim 0.5T_s]$: 开关管 S_1 和 S_4 关断, 二极管 D_1 和 D_2 导通。变压器原副边绕组两端电压 $V_{ab}=0$, 磁通 Φ_2 保持不变, 磁通 Φ_3 线性下降。

$$\begin{cases} \Delta \Phi_2 = 0 \\ \Delta \Phi_3 = \frac{-V_o(1-D)T_s}{N_L} \end{cases} \quad (2)$$

阶段 3 $[0.5T_s \sim (0.5+D)T_s]$: 开关管 S_2 和 S_3 导通, 二极管 D_2 导通, D_1 截止。原边绕组接收激励电压 $V_{ab}=-V_p$, 磁通 Φ_2 线性下降, 磁通 Φ_3 线性上升。

$$\begin{cases} \Delta \Phi_2 = \frac{-V_p DT_s}{N_p} \\ \Delta \Phi_3 = \frac{(V_p N_s / N_p - V_o) DT_s}{N_L} \end{cases} \quad (3)$$

阶段 4 $[(0.5+D)T_s \sim T_s]$: 开关管 S_2 和 S_3 关断, 二极管 D_1 和 D_2 导通。变压器原副边绕组两端电压 $V_{ab}=0$, 磁通 Φ_2 保持不变, 磁通 Φ_3 线性下降。

$$\begin{cases} \Delta \Phi_2 = 0 \\ \Delta \Phi_3 = \frac{-V_o(1-D)T_s}{N_L} \end{cases} \quad (4)$$

根据磁通连续性原理, 列出节点磁通方程组, 获得其他三个支路的交流磁通, 分别为:

$$\begin{cases} \Delta\Phi_2 + \Delta\Phi_1 = \Delta\Phi_5 \\ \Delta\Phi_3 + \Delta\Phi_4 = \Delta\Phi_5 \\ \Delta\Phi_1 R_1 + \Delta\Phi_5 R_5 = \Delta\Phi_5 R_5 \end{cases}$$

解得：

$$\Delta\Phi_1 = \frac{-\Delta\Phi_2(R_4 + R_5) + \Delta\Phi_3 R_4}{R_1 + R_4 + R_5}$$

$$\Delta\Phi_4 = \frac{-\Delta\Phi_2 R_1 + \Delta\Phi_3(R_1 + R_5)}{R_1 + R_4 + R_5}$$

$$\Delta\Phi_5 = \frac{\Delta\Phi_2 R_1 + \Delta\Phi_3 R_4}{R_1 + R_4 + R_5}$$

2.2 直流磁通分析

由于变压器绕组的直流电流安匝为 0，构成的直流磁动势也为 0。磁路上只有输出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 $N_L I_o$ 。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。

首先计算得电感绕组所在磁柱对应的直流磁通 $\Phi_{dc,3}$

$$\Phi_{3_dc} = \frac{N_L I_o}{R_4 \left(R_5 + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right) + R_3 + \frac{R_4 \left(R_5 + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right)}{R_4 + \left(R_5 + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right)}} \quad (9)$$

依次计算的其他支路的磁通分别为

$$\Phi_{5_dc} = \Phi_{3_dc} \frac{R_4}{R_4 + \left(R_5 + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right)} \quad (10)$$

$$\Phi_{4_dc} = \Phi_{3_dc} \frac{R_5 + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}}{R_4 + \left(R_5 + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right)} \quad (11)$$

$$\Phi_{2_dc} = \Phi_{5_dc} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (12)$$

$$\Phi_{1_dc} = \Phi_{5_dc} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (13)$$

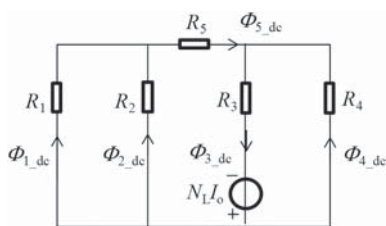


图5 等效直流磁路

2.3 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 R_5 有着直接紧密的联系。磁阻 R_5 的存在可用来调节左右外边柱的磁通分配。当磁阻 R_5 为 0 或远小于磁阻 $R_1 \sim R_4$ ，磁阻 $R_1 \sim R_4$ 在磁路上可认为是直接并联，磁柱 2 和磁柱 3 形成的交直流磁通将分配到磁柱 1 和磁柱 4 上。当磁阻 R_5 无穷大，即相当于磁路断开，变压器绕组的交流磁通只在 R_1 和 R_2 支路间工作，电感绕组构成的交流磁通和直流磁通也只在 R_3 和 R_4 之间工作，变压器和电感之间没有磁通的关联。

3 副边绕组中心抽头的结构优化

变压器的副边两绕组 N_{s1} 和 N_{s2} 分时工作，绕组的电流汇总在中心抽头 O 处，再流过输出电感 L_o 至输出，如图 6 所示。在高频大电流应用场合，变压器副边的绕组设计为 1 匝，中心抽头到电感的引线 OM 部分也可视为 1 匝，此时，引线 OM 部分所占这个变压器电感和电感的绕组比重就显得非常大。并且，变压器副边绕组抽头 O 在端口处聚集，使得空间上过于拥挤，绕组间的连接处理困难，亟待解决。

观察变压器副边绕组和电感绕组相邻导线部分，不难发现，导线相邻空间的感应电动势为 0，因此可将副边绕组的中心抽头节点（O 点）移动到出线窗口的另一侧，如图 7 所示，端口接线部分被移动到铁芯图面的上侧，及分

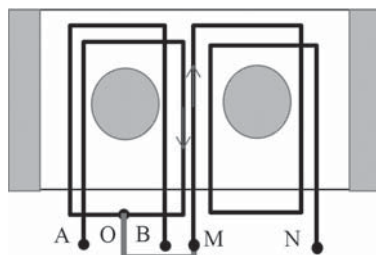


图 6 副边绕组连接

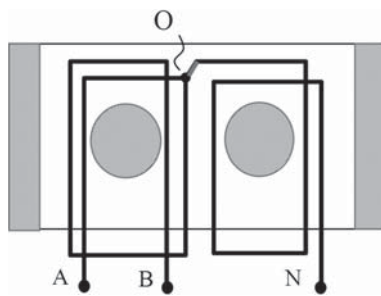


图 7 副边绕组新布局

散在铁芯的两侧，绕组结构简易清晰，这样就可以巧妙地解决抽头面临的问题。新方案减少了一个中心抽头连接点，减少了变压器与电感的大电流焊点和一根连接铜条，使其更适用于大电流应用的需求。

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 1450W 的 DC-DC 汽车电源。输入电压 $V_{in}=130\sim 216V$ ，输出电压 $V_o=12\sim 14.5V$ ，输出电流 $I_o=100A$ ，工作频率 $f_s=90kHz$ ，输出电感量 $L_o=1.2\mu H$ 。变压器原边绕组匝数 N_p 为 7 匝，副边两绕组均为 1 匝，输出电感为 2 匝。因此，变压器绕组结构示意图可参考图 7。

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场合。电源中的功率隔离变压器和输出滤波电感往住是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 8，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 10 μm ，计算出各个磁路的磁阻值和最大磁通密度，工

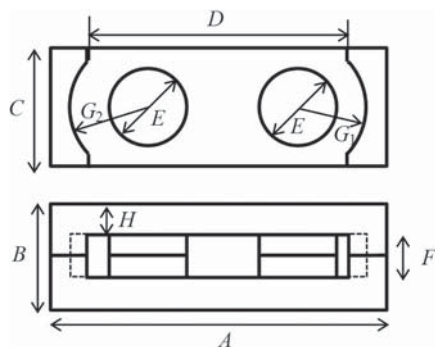


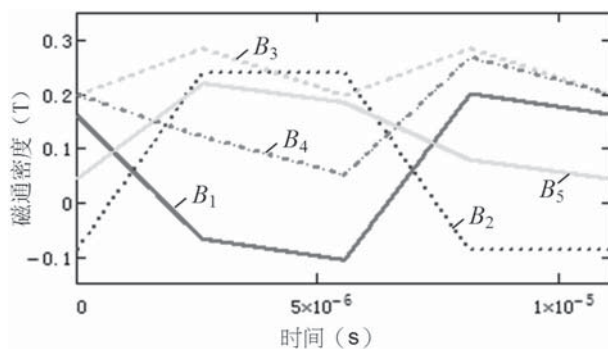
图 8 铁芯结构及尺寸

表 1 新型铁芯结构的几何尺寸

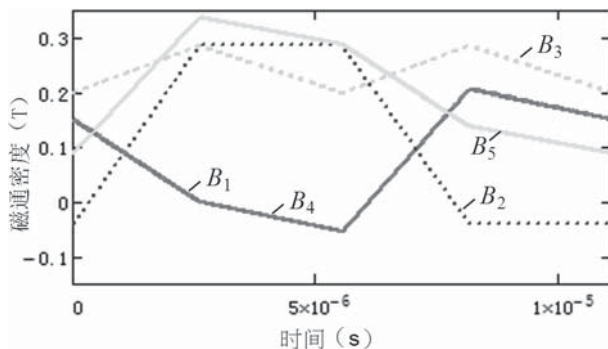
	A	B	C	D	E	F	G1	G2	H
实际尺寸(mm)	79.9	25	27.8	61.1	17.7	10	32.25	36.25	7.5

表 2 铁芯的参数计算值

	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5
铁芯面积(mm ²)	190	246	246	200	208.5
磁阻值($\times 10^4 A/Wb$)	10.41	4.95	333	9.822	8.164
最大磁通密度(T)	0.199	0.238	0.283	0.266	0.218



(a) $R_5=8.164 \times 10^4 A/Wb$



(b) $R_5=0 A/Wb$

图 9 磁通密度分布($V_{in}=216V$, $V_o=14.5V$, $I_o=100A$)

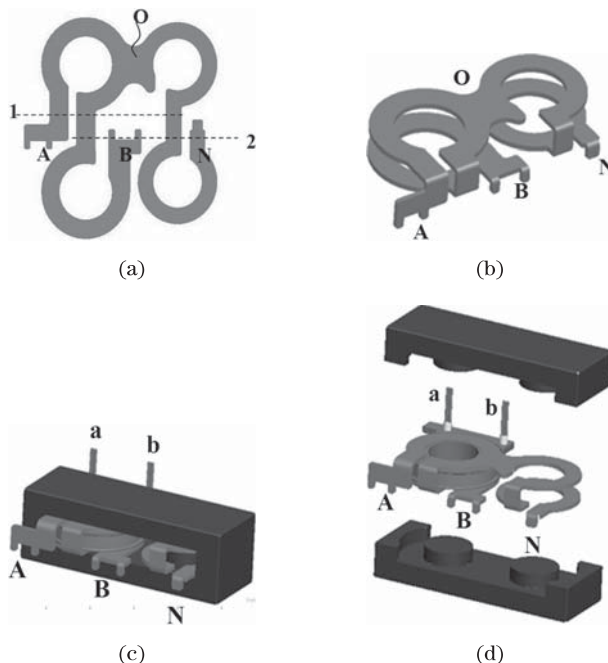


图 10 集成磁件组配方式

作波形如图 9(a)。铁芯中磁通密度最大值在磁柱 3 上，为 0.283T，控制 0.3T 范围内，以使设计合理。

为了说明节 4.2.3 中提到磁阻 R_s 对磁通分配的影响, 当 $R_s=0$ 时, 计算的磁通密度的工作波形如图 4-9(b), 最大磁通密度在磁柱 3 上, 为 0.324T。

基于图 7, 副边绕组采用冲压成型的一体式整合绕组, 如图 10(a) 所示。相比于图 7 的优化前结构, 图 10(a) 可以缩短约 17% 的绕组长度。对平面结构分别沿曲线 1 和曲线 2 进行弯折, 获得图 10(b) 结构。把预先在骨架上绕好的原边绕组放在整合绕组的上下铜片的夹层空间内, 如图 10(c), 这样变压器原副边绕组构成了三明治结构, 并且电感所在的中间磁柱气隙在磁柱的中部, 整合绕组构成的副边绕组避开电感性气隙位置, 有利于降低气隙扩散磁通损耗。最后, 将铁芯组合得图 10(d)。以上的这些考虑都有助于提升汽车电源在恶劣的工作环境下具有高产品可靠性。

图 11 的绕组截面图可以看出, 新结构的电感绕组靠铁芯的上下部分, 这样可以避免气隙扩散磁通对一体整合绕组铜片的交流损耗, 仿真上该结构的绕组交流损耗 1.82W, 比铜箔在中部的损耗 (等于 0.58W) 减小 1.22W。

实际搭建的实验整机电源平台, 测得电源工作波形如图 12 所示, 图中电流 i_p 为绕组电流波形, V_{d1} 和 V_{d2} 分别为副边二极管两端的电压波形。由于变压器寄生漏感和半导体元件的寄生电容, 在开关换流阶段存在瞬间电压和电流尖峰。观察电流 i_p , 在正向流通和反向流通的阶段, 电

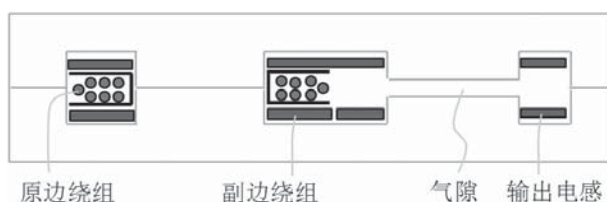


图 11 绕组截面图

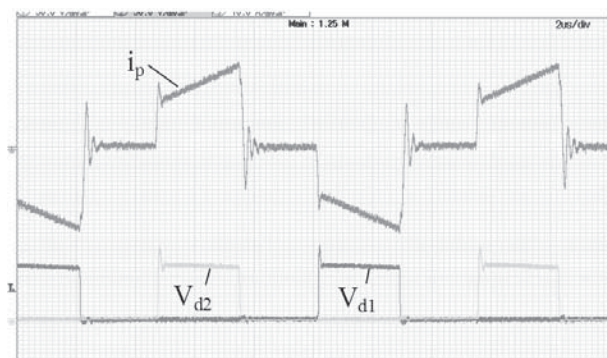


图 12 实验波形

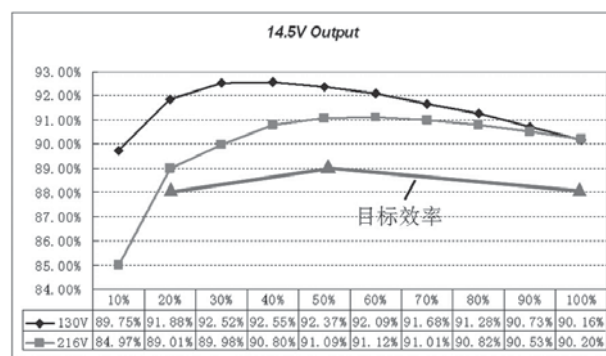


图 13 效率曲线

路工作波形对称, 表明绕组中心抽头移动对电气特性没有影响。测量电源在最恶劣工作情况下的效率情况, 如图 13。输入电压分别为 130V 和 216V 时的效率曲线, 均比目标效率高。在满载时, 比目标效率高近 2%。

5 总结

结合电源要求体积小、重量轻、高度低、可靠性高、零件数量少、装配简易等, 本文通过磁路设计和绕组优化, 提出一种新型的平面磁集成解决方案, 满足平面结构的设计需求。基于绕组节点移动技术, 提出一体成型的整合绕组, 成功应用于输出大电流的汽车电源。

1) 与分立元件相比, 新方案具有更小的体积和更轻的重量, 系统结构也将更加紧凑。

2) 与分立元件相比, 新方案中的整合绕组减少了一个中心抽头连接点, 减少了变压器与电感的两个大电流焊点和一根连接铜条。

3) 整合绕组方案减小绕组长度及相应的 DCR 值与损耗值。

4) 整合绕组中电感部分具有避气隙的作用, 可减少绕组交流损耗。

5) 新型磁集成方案与电源整体的组配简洁, 连接点少, 结构稳健可靠。

参考文献

- [1] Chen W, Hua G, Sable D, et al. Design of high efficiency, low profile, low voltage converter with integrated magnetics. in: proceedings of IEEE APEC, Atlanta, USA, 1997: 911-917.
- [2] Xu P, Wu Q, Wong P, et al. A novel integrated current doubler rectifier. in: proceedings of IEEE APEC, New Orleans, USA, 2000: 735-740.
- [3] Liang Yan, Dayu Q, Brad Lehman. Integrated magnetic

full wave converter with flexible output inductor. IEEE Trans. on Power Electronics, 2003, 18(2): 670-678.

[4] Sun Jian, Kenneth F Webb, Vivek Mehrotra. Integrated magnetics for current-doubler rectifiers. IEEE Trans. on Power Electronics, 2004, 19(3): 582-590.

[5] George Q M. Magnetically integrated full-wave DC to DC converter. USA, 5555494. 1996-9-10.

作者简介

卢增艺，博士，现就职台达电子企业管理（上海）有限公司，担任副理，负责磁性元件设计部，从事博士后研究工作。研究领域包括高频功率磁元件设计技术、电力电子磁集成技术、开关电源电磁兼容技术等。在国内外刊物和会议上发表论文 30 余篇，申请专利 15 项。