DOI: 10.11985/2022.01.019

双管正激变换器多种导磁材料电磁集成*

李洪珠 范茏茏

(辽宁工程技术大学电气与控制工程学院 葫芦岛 125105)

摘要: 传统的软开关双管正激变换器,由于其无源元件数量较多,存在样机体积较大、磁件损耗较高的缺点。为解决这一问题,首先,采用柔性多层带材(Flexible multi-layer foil, FMLF)集成技术实现将体积较大的电容器和电路中的磁元件进行电磁集成,相比于传统磁集成技术,可以进一步缩小无源元件体积,提高磁心的利用率;其次,利用坡莫合金带材分段填充中柱气隙,将其分割为多个等距小气隙,既限制了中柱绕组的漏磁,又缩小了气隙处扩散磁通,有效减少了涡流损耗和扩散磁通产生的绕组损耗,从而有效提高电源的功率密度,满足新能源发展轻量化、小型化、高效化的需求。最后搭建一台 60 W 的样机,验证了该磁件应用的合理性。

关键词:双管正激变换器;电磁集成;多种导磁材料;软开关 中图分类号:TM46

Dual-tube Forward Converter with Electromagnetic Integration of Various Magnetic Materials

LI Hongzhu FAN Longlong

(School of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105)

Abstract: Due to the large number of passive components, the traditional double switch forward soft switching converter has the disadvantages of larger prototype size and higher magnetic component loss. In order to solve this problem, firstly, the flexible multi-layer foil (FMLF) integration technology is used to realize the electromagnetic integration of large capacitors and magnetic components in circuits. Compared with the traditional magnetic integration technology, the volume of passive components can be further reduced and the utilization ratio of magnetic cores can be improved. Secondly, the use of permalloy strips section fill in column of air gap, it divided into multiple isometric stingy gap, both limits the magnetic leakage of the middle column winding, and narrowed the air-gap diffusion flux, effectively reduce the eddy current loss and winding losses caused by diffused flux, so as to effectively improve the power density of power supply and meet the demand of lightweight, miniaturization and high efficiency of new energy development. Finally, a 60 W prototype is built to verify the rationality of the application of the magnetic component. **Key words**: Double switch forward converter; electromagnetic integration; a variety of magnetic materials; soft switch

1 引言

双管正激变换器由于开关管无直通风险、电压 应力低、工作可靠性高、无须增设去磁回路等优点, 在低压大电流的中小功率电子通信领域得到广泛应 用。一些学者利用磁集成技术,有效地减小了无源 元件的体积和电流纹波,降低了磁件损耗,提高了 效率和动态响应。文献[1]将正激变换器的输出滤波 电感和变压器原边、副边以及复位绕组进行磁集成, 分析了耦合电感纹波减小的条件,总结了磁件设计 准则。文献[2]针对双管正激变换器占空比不能超过 0.5 的问题,提出一种非隔离新型高降压比变换器, 但两个电抗器为分立元件,磁件体积较大。文献[3] 提出一种"目"字型耦合电感器结构,将耦合电感 缠绕在中间两个U型磁心上,外层两个U型磁心未 缠绕任何绕组,可以提供足够大的漏感来实现LLC

^{*} 辽宁省自然科学基金资助项目(2019-M5-159(19-1062))。20211004 收 到初稿, 20220110 收到修改稿

的谐振电感参数,但磁心的利用率相对低下,对其 他拓扑的应用效果较差。文献[4]提出了一种并联 buck 功率脉动缓冲器的优化设计方法,对改善功率 密度有较好的适应性。文献[5-8]对电磁集成的方法 和应用做了分析,通过电磁集成可以进一步缩小无 源元件体积,提高样机功率密度,但尚未对其他隔 离型拓扑进行相关应用研究。文献[9]提出了一种基 于棱边元与节点元耦合的计算变压器铁心损耗的 E-Ψ 法模型,为集成磁件的损耗计算提供了更精确 的计算方法。文献[10]基于磁性材料的磁致弹性伸 缩特性,建立了变压器铁心的振动模型并进行了仿 真分析,但没有结合具体的变换器分析磁心形变造 成的影响。文献[11]用有限元法研究分析了磁饱和 强度对变压器涌流的影响。文献[12]将集成磁件中 交变磁通正向耦合的优点应用于双管正激变换器, 详细分析了各种脉动波形所对应的集成磁件的绕组 条件和磁阻条件。文献[13]提出一种新型单元耦合 结构阵列式可变耦合度集成磁件,比传统整体磁心 耦合电感具有更好的特性。文献[14]综述了 FMLF 集成技术的实现、结构和应用, 阐述了其未来的研 究领域。文献[15]提出一种新型 PCB 绕组磁结构, 可以很容易地通过改变磁心截面积或气隙长度来控 制电感值。电磁集成技术可以进一步缩小磁件体积, 减小磁件损耗。

本文研究了 ZVT 软开关双管正激变换器的工 作原理,针对带有谐振回路的软开关变换器,研究 电磁集成,利用 EE 磁心合理设计磁路结构,并于 中间磁柱气隙填充高磁导率的坡莫合金(MPP)带 材,对变压器和电感以及电容进行集成,在缩小样 机体积、提高功率密度上有较大的改进。通过 ANSYS 电磁场仿真发现,由于采用坡莫合金将中柱 气隙均分,使得磁件整体磁通密度分布相对于传统 的 EE 型磁集成变压器更加均匀,绕组漏磁和气隙 处的扩散磁通明显减小,对减小磁心涡流损耗和额 外绕组损耗有较大的帮助。

2 软开关双管正激变换器原理分析

零电压转换双管正激变换器的电路拓扑如图 1 所示。传统的双管正激变换器有 3 个主要模态,而 ZVT 双管正激变换器有 6 个模态。

(1) 模态 $1(t_0 \sim t_1)$: 在 t_0 之前, 主开关管 $Q_1 \, \slow Q_2$ 和辅助开关管 Q_a 都处于关断状态, 负载电流 I_o 通过 $D_{R2}续流, t_0$ 时刻开通 Q_a , $L_r 和 C_r$ 开始谐振, t_a 时 刻, 电流升至最大值 $i_{Lrmax} = U_i/Z_r$, 电压下降至 0。 然后电流开始下降,电压反向增加,同时主开关管 Q₁和Q₂的端电压开始从0.5U_i开始下降。在t₁时刻, 主开关管两端电压下降至 0,零电压开通操作准备 就绪。



图 1 ZVT 双管正激电路拓扑图

(2) 模态 $2(t_1 \sim t_2)$: 执行开关操作,此时加在 原边绕组两侧电压为 $+U_i$,变压器正向磁化,励磁 电流 i_m 从0开始线性上升,表达式为

$$i_{\rm m} = \frac{U_{\rm i}}{L_{\rm m}} \left(t - t_{\rm i} \right) \tag{1}$$

*D*_{R1}导通, *D*_{R2}关断, 开始向负载供电, 假设滤 波电感 *L*_o 足够大, 忽略电流纹波, 将滤波和负载部 分看作一个恒流源 *I*_o, 变压器 *T* 原边电流 *i*_p 表达式 为

$$\dot{t}_{\rm p} = \frac{I_{\rm o}}{n} + \dot{t}_{\rm m} = \frac{I_{\rm o}}{n} + \frac{U_{\rm i}}{L_{\rm m}} (t - t_{\rm i})$$
 (2)

在 t_2 时刻,关断开关管 $Q_1 \ Q_2$,此模态持续时间为 $t_{12} = T_{on}$,可见此模态没有软开关辅助回路的参与,谐振电容电压 U_{cr} 在这个模态保持在 $-U_i$ 。

(3) 模态 3(*t*₂~*t*₃): 开关管关断时,开关管因 电容*C*_r的限制实现零电压关断。原边电流*i*_P开始通 过二极管 *D*₁和 *D*₂给谐振电容 *C*_r充电,在*t*₃时刻, *C*_r 上电压上升至 0,开关管电压上升至 0.5*U*_i。

(4) 模态 $4(t_3 \sim t_4)$: 在 t_3 时刻,开关管完成关 断动作, D_{R1} 关断, D_{R2} 导通,负载电流通过 D_{R2} 续 流,此时,原边只有励磁电流,励磁电感与谐振电 容开始串联谐振,变压器反向磁化,励磁电流减小, 谐振电容电压从0开始正向增加。到 t_4 时刻时, U_{Cr} 上升到+ U_i ,开关管电压也从0.5 U_i 上升到 U_i 。

(5) 模态 $5(t_4 \sim t_5)$: 串联谐振结束,二极管 D_4 和 D_5 得以导通, 励磁电感和变压器漏感承受反向电 压 U_i ,开始去磁复位,原边电流(即励磁电流)线性 下降,并将 U_{cr} 钳位在 U_i 。 t_5 时刻,原边电流下降 到 0,开关管两端电压从 U_i 变为 0.5 U_i ,变压器磁复 位完成, $D_4 和 D_5$ 截止。

(6) 模态 $6(t_5 \sim t_6)$: 原边电流为 0, 原边电路均 不工作, 副边负载电流继续通过二极管 D_{R_2} 续流, 等待进入下个周期。

3 电磁集成分析

集成磁件采用 EE 型磁心,材质为 PC40,初始 磁导率约为 2 300,中柱填充的坡莫合金(MPP)材料 初始磁导率为 $2 \times 10^4 \sim 2 \times 10^5$,等效地增加了中柱的 磁导率。

集成磁件磁通分布图如图 2 所示,用坡莫合金 将气隙δ₁均分后,气隙δ₁处扩散磁通的扩散范围缩 小,同时由于中柱整体磁导率变高,限制绕组漏磁 通的产生,减少了涡流损耗的影响。



图 2 EE 型集成磁件磁通分布

对应的等效磁路如图 3 所示,因电感只与匝数 和磁阻有关,可将电感表示为

$$L_{\rm P} = N_{\rm P}^2 / \Re_{\rm Z} \tag{3}$$

$$L_{\rm o} = N_{\rm Lo}^2 / \Re_{\rm Z} \tag{4}$$



图 3 磁件等效磁路

3.1 耦合分析

如图 2 所示, $\phi_{\rm P} = \phi_{\rm f} + \phi_{\rm m}$, 原边电流 $i_{\rm P} = i_{\rm f} + i_{\rm m}$,

 $\phi_{s} = \phi_{f}$ 等值反向, 即 $\phi_{s} + \phi_{f} = 0$, 磁通 $\phi_{n} = \phi_{Lo}$ 正向 耦合,并在中柱磁心出口处分左右经两侧边柱流回 中柱,二者为全耦合。

3.2 解耦分析

谐振电感绕组内电流 i_{Lr1} 产生磁通 ϕ_{Lr1} ; 电流 i_{Lr2} 在产生磁通 ϕ_{Lr2} 。 $N_{Lr1} = N_{Lr2}$ 且 $gap_1 = gap_2$, 磁通在 中柱反向抵消, 即 $\phi_{Lr1} + \phi_{Lr2} = 0$, 实现完全解耦。

3.3 电容集成

该研究的 ZVT 双管正激变换器利用电磁集成 获得谐振电容 C_r,谐振电感 L_r采用金属箔绕制,同 时作为电容的极板,通过加入电介质薄膜形成电容。 电磁集成通用结构与分布参数模型如图 4 所示,该 结构为通用 LC 单元,通过不同的引线连接方式可 以实现不同的谐振和子电路结构。将 LC 单元的 a 和 c 之间短接, b、d 和 c 节点接入电路,得到 LC 并联谐振的等效电路如图 5 所示。



图 4 LC 单元结构及其 DEMC 模型





电磁集成正激变换器结构如图 6 所示,将电路 中谐振电感 *L*_r、谐振电容 *C*_r、变压器 *T* 和滤波电感 *L*_o集成在一对 EE 型磁心上。



图 6 电磁集成结构的正激变换器

4 集成磁件参数设计及电磁场仿真

仿真参数设置如下:输入直流电压 30 V,输入 功率 *P*_{in}=60 W,输出电压 6 V,满载阻值 0.6 Ω,输 出满载电流 10 A,最大输出功率 60 W,效率预设 90%,即预设输出功率 *P*_o=54 W,开关频率为 100 kHz。

4.1 磁心设计

采用不同的集成技术,选用的磁心形状一般不同,FMLF集成技术多采用铁氧体 E 型磁心,用 AP 法设计磁心的型号尺寸。

$$AP = \frac{P_{\rm in} + P_{\rm o}}{K_{\rm o} B_{\rm AC} K_{\rm f} f J} \times 10^4 \tag{5}$$

式中,窗口面积利用系数 K_{ω} 取 0.35;运行磁通密度 B_{AC} 取 0.13 T;原边电流波形系数 K_{f} 取 4;电流密 度J取 300 A/cm²。

算出 AP 值等于 0.232 6 cm⁴, 通过查询 EE 磁心 规格手册,选择 EE/30/15/7 型号铁氧体磁心作为此 次设计的磁心,其参数表如表 1 所示。

表1 EE30 磁心参数表

参数	数值
中柱有效截面积 Aez/cm ²	0.597
边柱有效截面积 Aec/cm ²	0.35
磁心体积 V _e /cm ³	3.92
磁心常数 C_1/mm^{-1}	1.089
无气隙等效电感因数 AL/(nH/N ²)	2 400

4.2 绕组参数与气隙长度设计

(1) 变压器原边绕组参数设计

$$N_{\rm p} = \frac{V_{\rm in} D_{\rm max} T}{A_{\rm e} \Delta B} \times 10^4 = 10.77$$
 (6)

$$L_{\rm p} = \frac{nV_{\rm in}D_{\rm max}T}{10\%(1+r)1.1I_{\rm o}} = 220.91\,\mu\text{H}$$
(7)

其中, ΔB 取 0.21 T, 为了承受突加负载, 最大 占空比取 0.45, 变压器原边匝数取整为 10。

(2) 变压器副边绕组参数设计

$$n = \frac{V_{\rm pri}}{V_{\rm sec}} = \frac{V_{\rm in} D_{\rm max}}{V_{\rm o}} = 2.25$$
(8)

$$N_{\rm S} = \frac{N_{\rm P}}{n} \tag{9}$$

式中, 匝比 *n* 取整为 2, 由式(9)算得 *N*_s 为 5 匝。 (3) 气隙长度设计。气隙长度计算表达式

$$l_{\rm g} = 4\pi A_{\rm e} \left(\frac{N_{\rm P}^2}{L_{\rm P} \times 10^9} - \frac{1}{A_{\rm L}} \right)$$
(10)

式中, *L*_P为原边电感,单位为 H,由上文给出的参数值可求出所需气隙长度为 101 μm。

(4) 集成滤波电感参数设计。分立的滤波电感 最小设计值计算公式为

$$L_{\text{o-min}} = \frac{\left(\frac{V_{\text{in}}}{n} - V_{\text{o}}\right) D_{\text{max}}}{frI_{\text{o}}}$$
(11)

忽略整流二极管 D_{R1} 压降, r 取 0.25, 计算得 到非集成的最小滤波电感感值为 14.4 μ H,绕组匝数 N_{Lo} 取为变压器副边的一半,即 2.5 匝。由于气隙开 101 μ m,各磁柱磁阻较未开气隙时增大约 8.22 倍, 为保证电感设计裕量,匝数在原来基础上扩大 $\sqrt{8.22}$ (约 2.87)倍,各绕组参数如表 2 所示。

表 2 各绕组参数

参数 -		数值	
	原边绕组	副边绕组	电感绕组
匝数	28	14	7
励磁线线径	0.1×130	0.1×400	0.1×400
最大耐流值/A	5.105	15.705	15.705

4.3 谐振电感和谐振电容设计

(1) 薄膜厚度设计。在选择铜箔宽度和厚度时, 考虑温升和损耗,铜箔参数需要满足式(12)

$$\frac{I_{\rm m}}{Wd} < 10 \,\mathrm{A}\,/\,\mathrm{mm}^2 \tag{12}$$

式中, *I*_m是流经磁件的最大电流值; *W* 是铜箔宽度; *d* 是铜箔厚度。

取上限值 10 A/mm² 得最大计算值 d_{max} 为 120 μm, 取 0.1 mm 厚度紫铜箔作为电感绕组。平 行极板间电容计算公式如下

$$C = \frac{\varepsilon_{\rm r} S}{4\pi k d'} \tag{13}$$

式中, d'为介质层厚度,厚度越小,能集成的电容 越大,选 0.06 mm 聚酰亚胺作为电介质,其 ε_r 约为 3.5。

绝缘薄膜采用 0.1 mm 厚度聚丙烯材质,其 ε_r 约 为 2.2,损耗系数为 0.000 2。

(2) 谐振电容、谐振电感设计。谐振电容的大 小取决于开关管关断电压 v_{ds} 的上升率,在最大负载 条件下 v_{ds} 从 0 上升到电源电压大约用时(2~3)t_f。

$$C_{\rm r} = \frac{I_{\rm o}(2\sim3)t_{\rm f}}{nV_{\rm in}}$$
(14)

式中, t_{f} 是开关管从接到分闸指令到完全断开的时间,取 $t_{f} = 6 \text{ ns}$,算得谐振电容容值为 2~3 nF,取 3 nF。

辅助电路工作时间较小,可根据式(15)设计

$$t_{\rm r} = \frac{T_{\rm r}}{2} = \pi \sqrt{L_{\rm r} C_{\rm r}} = \frac{1}{X} T$$
 (15)

式中, T_r是谐振周期; X 是常数,取X = 13。 根据式(15)可得谐振电感表达式

$$L_{\rm r} = T^2 / (X^2 \pi^2 C_{\rm r}) = 19.9 \,\mu {\rm H}$$
 (16)

根据式(13)展开分析,粗略的集成电容值计算 公式如下

$$C_{\rm r} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{\rm r} l_{\rm die} W'}{d'} + \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{\rm r}' l_{\rm die} W'}{d''}$$
(17)

式中,绝缘薄膜厚度 d''为 0.1 mm,电介质层宽度 W' 均为 18 mm,谐振 LC 单元一匝电介质层长度 l_{die} 为 24 mm,将已知参数代入式(17)求得一匝绕组集 成的 C_r 计算值为 0.3 nF,需求电容量为 3 nF,左右 边柱需要各集成 1.5 nF,每边取 5 匝的铜箔即可实 现 20 μ H 的谐振电感值并集成 3 nF 的谐振电容。

4.4 磁件损耗分析

磁心损耗可利用 steinmetz 公式计算

$$P_{\rm coreloss} = C_{\rm m} f^{\alpha} B^{\beta} V_{\rm e} \tag{18}$$

式中, $C_{\rm m}$ 、 α 和 β 由 f = 100 kHz, B = 200 mT, $\theta = 100$ °C 条件下磁心的功率损耗曲线可求得, $C_{\rm m}$ 取 0.019, α 取值 1.848, β 取 2.81。计算得到磁心 损耗为 1.435 W。

铜箔损耗的计算公式如下

$$P_{\rm ohmicloss} = I^2 Q_{(N,\Delta)} R \tag{19}$$

集肤效应因数表达式如下

$$\Delta = d / \delta = \frac{d}{\sqrt{\rho / \pi f \,\mu_0}} \tag{20}$$

式中,铜箔电阻率 ρ 为1.724×10⁻⁸,真空磁导率为 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$,算得集肤深度因数 Δ 为0.476。

$$\begin{cases} y_1(\Delta) = \frac{\sinh(2\Delta) + \sin(2\Delta)}{\cosh(2\Delta) - \cos(2\Delta)} \\ (\Delta) = \frac{\sinh(\Delta) - \sin(\Delta)}{\cosh(2\Delta)} \end{cases}$$
(21)

$$\begin{bmatrix} y_2(\Delta) = \frac{1}{\cosh(\Delta) + \cos(\Delta)} \\ (2N^2 - 1) \end{bmatrix}$$

$$Q_{(N, \Delta)} = \Delta \left(y_1(\Delta) + \frac{2(N^2 - 1)}{3} y_2(\Delta) \right)$$
(22)

将 Δ=0.476 代入式(21)算出 y₁ 和 y₂,并代入式 (22)算得变压器原、副边,滤波电感,谐振电感各 绕组的 Q 值分别为 12.31、3.26、1.72、1.94。

$$R = \frac{\rho l}{Wd} \tag{23}$$

变压器原、副边和滤波电感的铜箔长度 *l* 分别 为 784 mm、392 mm、196 mm, 宽度 *W* 都是 8 mm,

算得各绕组电阻为 0.018 Ω、0.008 Ω、0.004 Ω、 0.002 Ω。最后通过式(19)计算得到交流铜箔损耗为 2.063 W。

另外, 电介质损耗的计算公式如下

$$W = V_{\rm in}^2 \sigma f C_{\rm r} \tag{24}$$

式中,介质损耗角 σ 为 0.001,经计算得到电介质损 耗为 0.27 mW。

4.5 电磁场有限元分析

经 ANSYS 电磁场仿真分析证明,磁件解耦部 分单独加激励磁通密度分布如图 7 所示,谐振电流 $i_{\rm Lr}$ 产生的磁通 $\varphi_{\rm Lr}$ 均匀分布在边柱回路。中柱磁通 $\varphi_{\rm z} = 0$,与绕在中柱的变压器绕组和滤波电感绕组 实现完全解耦。



图 7 解耦部分单独加激励磁密分布

所有截面同时加激励磁密矢量分布如图 8a 所示,磁件整体磁感应强度不超过 0.3 T,设计的 101 μm 气隙能够满足磁场不饱和的条件。

如图 8b 所示,变压器原副边采用三明治绕法,使得中柱气隙不被任何绕组包裹。用坡莫合金将中柱 气隙均分成多个小气隙,等效提高中柱平均磁导率, 限制了绕组漏磁通的产生,从而减小了磁心上导体的 涡流损耗。同时,对比图 8a 和图 8b 可以发现,同样 的磁感应强度下,气隙处扩散磁通明显减少。



(a) 开气隙后所有截面同时加激励磁密矢量分布



(b) 坡莫合金填充中柱气隙后磁密矢量分布

图 8 磁件电磁场仿真分析

如表 3 所示,通过 ANSYS 电磁场仿真得到的 参数与计算值基本相符,验证了理论的正确性。

参数	计算值	仿真值
变压器原边电感 L _p /μH	227.26	229.97
变压器副边电感 L _s /μH	56.815	56.947
滤波电感 Lo/µH	14.400	15.434
谐振电感 L _r /µH	19.900	19.765
谐振电容 Cr/nF	3.000	2.991
铁心损耗 Pcore-loss/W	1.435	1.465
绕组损耗 Pohmic-loss/W	2.063	2.301

表3 各参数计算值与仿真值

5 仿真与试验

5.1 仿真验证

按照设计的参数进行仿真,得到滤波电感在两种不同情况下的纹波如图 9 所示,未采用磁集成的滤波电感纹波电流约为 0.651 51 A;采用磁集成并取 $k_{\rm TL}$ 为 0.906 时的电流纹波约为 0.390 2 A,下降了约 40.1%,即 ε 为 0.599。由式(11)可知,耦合度 $k_{\rm TL}$ = 0.906 时纹波系数 $\varepsilon \approx 0.525$,耦合度 $k_{\rm TL}$ 取 1(全耦合)时纹波系数最小 $\varepsilon_{\rm min}$ = 0.5,仿真和试验测得的电流纹波比理论分析的要略大,是因为缺少对集成磁件漏感的精确分析。



图 9 滤波电感集成前后电流纹波对比

6 V/10 A 软开关双管正激变换器中 Q₁ 和 Q₂ 的 漏源电压 v_{ds} 和漏源电流 i_{ds} 波形如图 10 所示。在图 10a 中,开关管电流 i_{ds} 上升前, v_{ds} 已经降到零,不 会产生交叠损耗;同理从图 10b 可看出,开关管关 断电压 v_{ds} 上升前,流过开关管的电流就已经下降到 0,未产生交叠损耗,实现了主开关管的软开关条件。



(b) 开关导通时vds、ids波形

图 10 软开关波形

5.2 试验验证

试验样机基本参数与仿真设计一样, MOS 管选用 IRF640, 二极管选用 MBR20200CT, 分立磁件磁心选用 GU36和 GU42, 经仿真, 其磁密大概为 0.2 T。

EE30 型集成磁件与分立磁件的对比如图 11 所示, 窗口利用率都在 0.6 左右,集成磁件比分立磁件节 省了约 45.3%的空间,试验样机如图 12 所示,相比 于传统 ZVT 双管正激变换器,节省了分立的滤波电 感和谐振电容,有效提高了样机功率密度。



图 11 磁件样机



图 12 试验样机

各绕组两端电压波形和滤波电感电流波形如 图 13 所示,基本与仿真一致。



图 13 各绕组电压与电流波形

效率曲线如图 14 所示,通过调节负载,测得不同情况下的样机效率,未采用集成技术的双管正激变换器的效率处于(80%,84%)区间内;加入集成技术和软开关技术后,效率得到明显提升,但由于低

压大电流的输出环境,60W集成样机效率值保守位于区间(89%,92%)内。



图 14 双管正激变换器集成与非集成效率曲线

6 结论

为了进一步解决软开关双管正激变换器样机体 积较大,磁件损耗较高的缺点,本文研究了 ZVT 软 开关双管正激变换器中变压器与滤波电感、谐振电 感、谐振电容之间的电磁集成得出如下结论。

(1) 开关电源中无源元件占用体积很大,采用 电磁集成技术可以用柔性带材来实现容性无源元件 和感性无源元件的集成,减少分立元件个数,提高 磁心利用率和样机功率密度。

(2) 在 EE 型磁心中柱用坡莫合金带材分段填 充气隙,既可将一个大气隙分成几个等距小气隙, 从而有效减少气隙扩散磁通所造成的绕组损耗;又 可增大中柱磁导率,减少漏磁通,从而减小涡流 损耗。

(3) 输出滤波电感和变压器绕组在中柱正向全 耦合,可以减小电感电流纹波,取*n*_{TL}=2,耦合度 *k*_{TL}为 0.906 时,纹波系数为 0.524。但由于变压器 和滤波电感紧耦合,导致该磁件只能适用于输入电 压和占空比固定的场合。

参考文献

 李洪珠,刘歆侯,李洪璠,等.正激变换器磁集成分析 与设计准则[J].中国电机工程学报,2019,39(12): 3667-3676.

LI Hongzhu, LIU Xinyu, LI Hongfan, et al. Analysis and design criteria for magnetic integration of forward converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(12): 3667-3676.

[2] 刘昌咏,赵晋斌,毛玲,等.一种高降压比 DC-DC 变 换器[J]. 电工技术学报,2019,34(20):4264-4271.
 LIU Changyong, ZHAO Jinbin, MAO Ling, et al. A high

buck ratio DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(20): 4264-4271.

- [3] 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 "Mesh" coupled inductor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(5):35-43.
- [4] LESLÉ J L, CAILLAUDET R, MOREL F, et al. Optimum design of a single-phase power pulsating buffer (PPB) with PCB-integrated inductor technologies[C]// 2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), 2018: 782-787.
- [5] 蒋启文. 基于柔性多层带材电磁元件集成技术若干应用[D]. 湘潭:湘潭大学,2019.
 JIANG Qiwen. Several applications of electromagnetic element integration technology based on flexible multilayer foil[D]. Xiangtan: Xiangtan University, 2019.
- [6] 马杰. 并网逆变器电磁元件集成方法研究[D]. 杭州: 浙 江大学, 2020.

MA Jie. Research on integrated method of electromagnetic components for grid-connected inverters[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2020.

[7] 雍马思倩. 应用于光伏能源拓扑的电磁元件集成[D]. 湘潭:湘潭大学,2020.

YONGMA Siqian. Electromagnetic component integration applied to photovoltaic energy topology[D]. Xiangtan: Xiangtan University, 2020.

- [8] 邓成. 柔性多层带材电磁元件集成方法及应用[D]. 杭州:浙江大学, 2014.
 DENG Cheng. Integration method and application of flexible multilayer foil electromagnetic components[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2014.
- [9] 王永强,郑志宏,欧阳宝龙,等. 基于有限元耦合算法 的变压器铁芯损耗计算[J]. 系统仿真学报,2016,28(8): 1757-1763.
 WANG Yongqiang, ZHENG Zhihong, OUYANG

Baolong, et al. Transformer core loss calculation based on finite element coupling algorithm[J]. Journal of System Simulation, 2016, 28(8): 1757-1763.

[10] 张黎, 王国政, 董攀婷, 等. 基于磁致伸缩本征特性的

晶粒取向性变压器铁心振动模型[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(14): 3990-4001.

ZHANG Li, WANG Guozheng, DONG Panting, et al. Vibration model of grain oriented transformer core based on magnetostrictive characteristic[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(14): 3990-4001.

 [11] 王迎迎,袁建生. 铁心材料饱和磁化强度的偏差对求解 变压器涌流的影响[J]. 电工技术学报,2019,34(12): 2452-2459.

WANG Yingying, YUAN Jiansheng. Influence of the errorof saturation magnetization of core material on solving inge current of transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(12): 2452-2459.

- [12] 张昊然. 低输出电流脉动的 IM-TTF 变换器[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2009.
 ZHANG Haoran. IM-TTF converter with low output current fluctuation[D]. Nanjing: Nanjing University of
- [13] 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, 5126.

Aeronautics and Astronautics, 2009.

GUO Rui, WANG Lei, YANG Yugang. Research and application of a novel element coupling array variable coupling degree integrated magnetic element[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(18): 5009-5020, 5126.

- [14] DENG C, LI S, TANG J. A review of flexible multilayer foil integration technology for passive components[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 13025-13038.
- [15] LI B, LI Q, LEE F C. High-frequency PCB winding transformer with integrated inductors for a bi-directional resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 6123-6135.

范茏茏(通信作者), 男, 1997 年生, 硕士研究生。主要研究方向为电力 电子及磁集成技术。 E-mail: fll_97@163.com

作者简介:李洪珠,男,1974年生,博士,教授。主要研究方向为电力 电子及磁集成技术。 E-mail: lhz_98@163.com