

文章编号: 2097-1974(2025)03-0076-09

DOI: 10.7654/j.issn.2097-1974.20250311

基于矩阵磁集成的隔离型双向DC-DC变换技术研究

杨磊^{1,2}, 黄玉平^{1,2}, 曾晓辉³, 陈庆彬³

(1. 北京精密机电控制设备研究所, 北京, 100076; 2. 控制执行机构技术创新中心, 北京, 100076;

3. 福州大学电气工程与自动化学院, 福州, 350108)

摘要: 磁集成技术因其可以减小功率变换器中磁性元件的个数、体积和质量, 是实现伺服电源高功率密度的重要技术途径。针对伺服电源 CLLC 谐振变换器采用传统磁集成方案体积较大、漏感调节范围较小等不足, 提出一种基于矩阵磁耦合集成的平面变压器结构及参数设计方法, 该结构采用绕组组合放置的方式, 将原边谐振电感、副边谐振电感、激励电感和变压器集成在一个磁件中, 通过对磁芯柱的截面积、绕组匝数组合和气隙的控制实现原副边谐振电感、激励电感和变压器变比的调节和控制。试验结果表明, 与分立磁性元件相比, 所提出的矩阵磁集成方法不仅具有相同的功能, 而且有效减小了磁性元件的体积和质量, 为伺服电源的轻小型化设计提供参考。

关键词: 伺服电源; CLLC 谐振变换器; 磁性元件; 矩阵磁集成; 轻小型

中图分类号: TM46; V19

文献标识码: A

Research of Isolated Bi-directional DC-DC Conversion Technology based on Matrix Magnetic Integration

YANG Lei^{1,2}, HUANG Yuping^{1,2}, ZENG Xiaohui³, CHEN Qingbin³

(1. Beijing Institute of Precise Mechatronics and Controls, Beijing, 100076; 2. Innovation Center for Control Actuators, Beijing, 100076; 3. Electrical Engineering and Automation Department, Fuzhou University, Fuzhou, 350108)

Abstract: Magnetic integration technology is an important approach to achieve high power density because it reduces the number, volume and weight of magnetic components in power converts. A planar transformer structure and parameter design method are proposed based on matrix magnetic integration schemes for CLLC resonant converters, such as large volume, small leakage inductance adjustment range, etc. The structure adopts a combined winding placement method, integrating the primary and secondary resonant inductor, excitation inductor, and transformer into one magnetic component. The primary and secondary resonant inductance, excitation inductance, and transformer turn ratio adjustment and control are achieved by controlling the cross-sectional area of the magnetic core column, the combination of winding turns, and the air gap. The experimental results show that compared with discrete magnetic components, the proposed matrix magnetic integrated structure has the same function and effectively reduces the volume and weight of magnetic components, which can provide a reference for the lightweight and miniaturized design of servo power supplies.

Keywords: servo power supply; CLLC resonant converter; magnetic component; matrix magnetic integration; miniaturization

0 引言

电源功率变换器作为航天器的重要电能变换装置, 其体积和质量对系统的减重和空间利用率的提升有重要影响^[1]。随着航天器向电子、智能方向发展, 搭载的电子设备越来越多, 需要大量的各类功率变换器供电, 能源需求增加和载荷能力有限的矛盾越发突出, 因此, 具有高转换效率、高功率密度、高可靠度等特性的功率变换器是研究的重点。其中, 磁性元件

作为核心功率器件, 是功率变换器实现高功率密度设计的关键。

除了半导体功率开关器件、控制电路芯片外, 磁性元件(如变压器、功率电感器和滤波电感器)是功率变换器必不可少的关键器件, 其体积占开关电源总体积的30%~50%, 损耗占总损耗的30%左右, 而且密度大^[2]。提升功率变换器的开关频率是减小其元件尺寸和质量的有效手段, 虽然功率半导体器件近年来发展快速, 宽禁带半导体器件的出现使开关频率得到

了较大提升，但频率的提高，使得磁性元件的磁芯和绕组高频涡流损耗急剧增大，同时高频下磁性元件分布参数的电磁作用增大^[3-4]。因此围绕着降低损耗以提高功率密度开展磁性元件结构对变换器功率密度的影响分析及优化设计具有十分重要的意义。

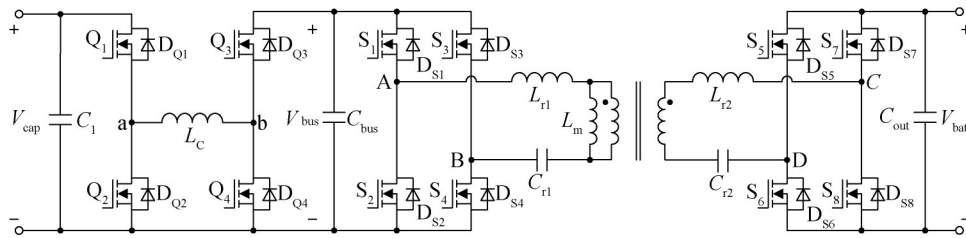
磁集成技术是减少功率磁性元件数量、体积、质量和提高功率密度的有效途径，通过改变磁芯及绕组的结构将若干个分立式的磁性元件集成在一个磁性元件中，集成后的磁性元件不仅能实现原来分立式磁性元件的功能，还有机会降低体积、质量和损耗^[5]。因此，越来越多的学者开始将磁集成技术应用到各种开关电源变换器中，尤其是针对谐振变换器这类磁性元件数量较多的问题，采用磁集成技术成为一种较好的优化方法。杨玉岗等^[6]为解决交错并联CLLC谐振变换器中EE型集成变压器体积大、磁通密度分布不均匀的问题，提出了U+U型集成变压器结构，其体积比传统EE型集成变压器小22.2%，使整个变换器的效率提升了1%。Ansari等^[7]在两个EE型磁芯中插入磁性分流器，并将变压器原副边绕组绕制在分流器的上、下两侧，可以分离出激磁电感和原副边漏感，实现了隔离型CLLLC变换器中原边和副边谐振电感、激磁电感及变压器的集成，但在一定程度上增加了设计难度。Ahmed等^[8]通过在LLC谐振变换器添加额外的磁芯，并在磁芯上绕制变压器的原边绕组，形成一个较高的漏感值，从而用来代替原边谐振电感。但该方法增加了额外的UI磁芯，不利于减小集成磁件的体积和质量。李俊杰等^[9]提出了由四个磁芯柱构

成的新型矩阵平面磁芯结构，使相邻磁芯柱上的磁通相互抵消，有效减小了变换器的体积、质量和损耗，但该方法针对1:1匝比的变压器能取得较好的效果，而针对不同匝比的变压器，集成后的原副边漏感难以达到所需的原副边谐振电感值。Li等^[10]基于矩阵变压器的原理，将两个平面变压器集成在一起，通过改变磁芯中柱截面积来调节原副边漏感，但在所需漏感较小的情况下，减小边柱截面积容易造成磁芯饱和。

基于以上研究成果，本文将磁集成技术应用于隔离型伺服电源变换器中。该变换器采用双向四开关管Buck-Boost变换器级联双向CLLLC谐振变换器拓扑结构。在后级CLLLC谐振变换器中，通过对比分析不同磁集成变压器方案优缺点，针对集成变压器体积小、质量轻和漏感易调节的目标要求，本文提出基于矩阵磁集成方法。该方法采用绕组组合放置的耦合集成结构，将原副边谐振电感、激磁电感和变压器集成在一起，通过改变磁芯中柱气隙大小来控制漏感值，避免了由于磁芯中柱截面积减小而造成的磁芯饱和问题。同时一定程度上减少了变换器中磁性元件的数量，实现磁性元件功率密度的优化设计，为电源轻小型设计提供有效解决途径。

1 磁集成变压器方案分析

将四开关管Buck-Boost变换器与双向CLLLC谐振变换器拓扑级联作为隔离型双向DC-DC变换器的主拓扑结构，如图1所示。



V_{cap} —输入储能电容电压； V_{bus} —中间母线电容电压； V_{bat} —输出电压； C_{r1} 、 C_{r2} —原副边谐振电容； C_1 —输入储能电容； C_{bus} —中间母线电容； C_{out} —输出滤波电容； $Q_1\sim Q_4$ —Buck-Boost电路的开关管； $D_{Q1}\sim D_{Q4}$ — $Q_1\sim Q_4$ 的反并联二极管； L_C —Buck-Boost电路的电感； $S_1\sim S_4$ —CLLLC电路原边开关管； $S_5\sim S_8$ —副边开关管； $D_{S1}\sim D_{S8}$ —开关管 $S_1\sim S_8$ 的反并联二极管； L_{r1} 、 L_{r2} —原副边谐振电感； L_m —激磁电感。

图1 双向四开关管Buck-Boost级联CLLLC主电路拓扑图

Fig.1 Schematic of the bi-directional four-switch Buck-Boost cascaded CLLLC main circuit topology

在该拓扑双向CLLLC谐振变换器中，可以通过集成变压器和谐振电感减少磁性元件的数量，实现整个变换器的体积和质量的降低。本文针对CLLLC变换器中磁性元件的特点，对传统的磁集成方案进行分析和比较。

1.1 磁芯外挂式解耦集成

图2为磁芯外挂式磁集成方式的示意。该方案将谐振电感和变压器的磁芯堆叠在一起，使谐振电感与变压器共享磁路，从而减少磁芯数量。同时该方案的磁路是相互解耦的，可使变压器或谐振电感的绕组数

量保持不变^[11]。因此该结构的优点是结构简单，易于分析和理解；缺点是采用两个磁芯，体积、质量大，不利于功率密度的提升。

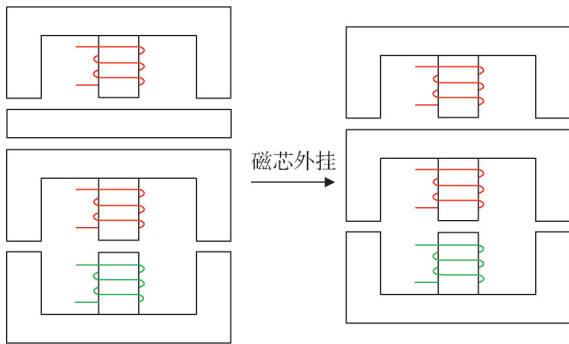


图2 磁芯外挂式集成方式示意

Fig.2 Diagram of the magnetic core external integration method

1.2 磁芯组合解耦集成

图3为一种利用磁芯组合解耦磁集成方式的示意。该方案中变压器原边绕组绕制于两组磁芯上，副边绕组仅绕在一组磁芯上。两组磁芯的气隙可以分析设计与控制。一般先设计和控制主磁芯A的气隙，再调节副磁芯B的气隙大小，从而满足谐振电感的要求。因此，该结构的优点是结构简单且共用了部分的原边绕组来做谐振电感，可以减小1/4的原边绕组长度。缺点是采用两个磁芯，体积、质量大，不利于功率密度的提升，且这种集成结构只适合实现单方向的能量传递。

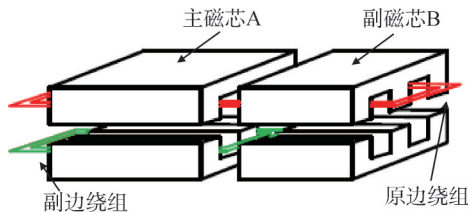


图3 磁芯组合解耦集成方式示意

Fig.3 Diagram of decoupling integration method for magnetic core combination

图4为另一种利用磁芯组合解耦磁集成方式的磁阻模型示意，其中， R_{g2} 、 R_{g3} 和 R_{g4} 为三个中柱上的磁阻。这种集成方式将两个EE型磁芯组合在一起，形成三个中柱、两个边柱。将CLLLC的原边谐振电感 N_{Lr1} 、副边谐振电感 N_{Lr2} 、变压器 N_p 和 N_s 分别绕制在三个中柱上，由于边柱不开气隙，可为各绕组产生的磁动势 $N_{Lr1}i_p$ 、 $N_{Lr2}i_p$ 、 $N_p i_p$ 和 $N_s i_s$ 提供低磁阻通路，这就实现两个磁性元件的解耦磁集成。因此，该结构的优点是结构简单易于理解和实现；缺点是增加了磁芯柱，体

积、质量大不利于功率密度的提升。

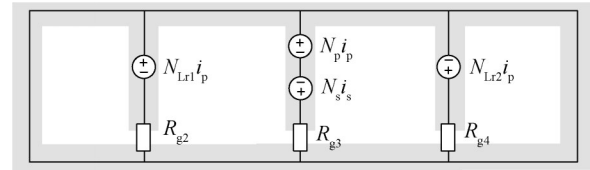


图4 磁芯组合解耦集成方式的磁阻模型示意

Fig.4 Diagram of reluctance model for decoupling and integration of magnetic core combination

1.3 磁芯边柱解耦集成

图5为一种利用磁芯边柱解耦磁集成方式的示意。该方案通过将原边绕组平均分配至两边柱，可使两个边柱的原边绕组 N_{p2} 产生的磁通流经磁芯中柱时相互抵消，不会对中柱上的原边绕组 N_{p1} 和副边绕组 N_{s1} 产生影响，从而实现解耦集成。该结构的优点是共用了变压器的磁芯，减小了体积和质量；缺点是原边绕组长度增大，损耗增大，不利于效率的提升。

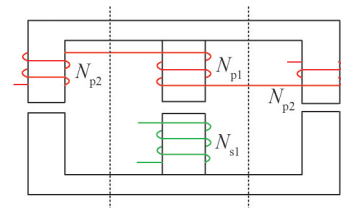


图5 磁芯边柱解耦集成方式示意

Fig.5 Diagram of the magnetic core side leg decoupling integration method

图6为另一种利用磁芯边柱解耦磁集成方式的磁阻模型示意。其中 R_{g1} 和 R_{g5} 为边柱和中柱上的磁阻。在变压器磁芯中柱上绕制原边绕组 N_{p3} 和副边绕组 N_{s3} ，原边谐振电感绕组 N_{Lr1-1} 、 N_{Lr1-2} 分别均匀绕制在磁芯边柱 V_1 和磁芯边柱 V_2 上，副边谐振电感绕组 N_{Lr2-1} 和副边谐振电感绕组 N_{Lr2-2} 分别均匀绕制在磁芯边柱 V_1 和磁芯边柱 V_2 上。

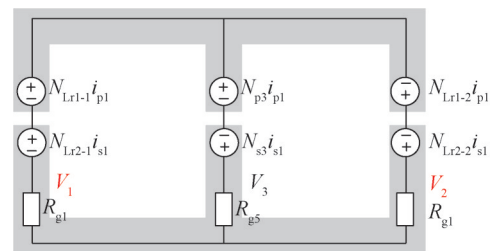


图6 磁芯边柱解耦集成方式的磁阻模型示意

Fig.6 Diagram of reluctance model of the magnetic core side leg decoupling integration method

其解耦方式是原边谐振电感绕组的磁动势 $N_{Lr1}i_{p1}$ 和 $N_{Lr2}i_{p1}$ 产生的磁通方向相反，在磁芯中柱 V_3 上实现抵消，与变压器 N_p 和 N_s 产生的磁通互相不受影响，实现解耦。同理，副边谐振电感绕组的磁动势 $N_{Lr2}i_{s1}$ 和 $N_{Lr2}i_{s1}$ 产生的磁通方向相反，在磁芯中柱 V_3 上实现抵消，与变压器绕组的磁动势 $N_{p3}i_{p1}$ 和 $N_{s3}i_{s1}$ 产生的磁通无关，实现解耦。该解耦集成方法较为复杂，计算磁通时会改变原有激磁电感的大小和谐振变换器的 k 、 Q 参数值，同时该方法所需的匝数较多，不利于功率变换器的功率密度提升。

1.4 变压器自体漏感集成

图7为利用变压器自身漏感磁集成方式的示意。该方案是将变压器原副边绕组分开绕制，通过调节变压器的漏磁场来改变漏感，从而实现谐振电感的集成。

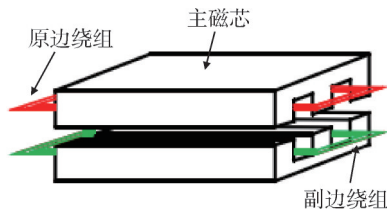


图7 变压器自体漏感耦合集成方式结构

Fig.7 Structure diagram of the transformer's self-leakage inductance coupling integration method

图8为该种集成方法的磁阻模型。其中， R_{g6} 为中柱上的磁阻。 $N_{p4}i_{p2}$ 和 $N_{s4}i_{s2}$ 为原副边绕组产生的磁动势。这种集成方式通过单个磁芯绕制的变压器自身的漏感来满足谐振变换器中的漏感要求，此方法虽然能一定程度上减少磁件的体积和质量，提高变换器的功率密度，但由于绕组绕制于磁芯中柱，原副边漏感分布均匀，耦合系数较高，这样的绕制方式得到的漏感较小，达不到所需的漏感要求。

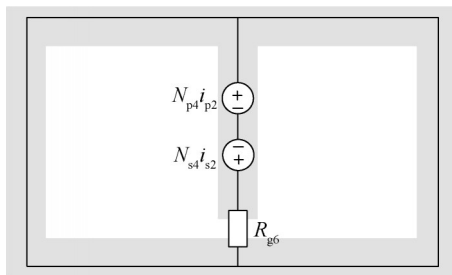


图8 变压器自体漏感耦合集成方式磁阻模型

Fig.8 Diagram of reluctance model of the transformer's self-leakage inductance coupling integration method

1.5 矩阵磁耦合集成新结构

基于上述对结构集成结构和耦合集成结构的分析，耦合集成结构通过一个磁芯就能把变压器、原边谐振电感和副边谐振电感3个分立式磁件集成起来，通过变压器本身的原边和副边漏感来代替原边和副边谐振电感，从而有效提高变换器的功率密度。为了使变压器漏感可控并且易于调节，提出矩阵磁耦合结构的平面变压器集成新方法。

该方法是通过在原边绕组和副边绕组之间产生没有耦合的磁通量，形成两个变压器串联构成矩阵结构，如图9所示。 N_{p5} 、 N_{s5} 构成的变压器和 N_{p6} 、 N_{s6} 构成变压器串联形成矩阵结构。该种矩阵结构可以增加原副边的漏感，同时对于漏感的控制调节也较为容易。

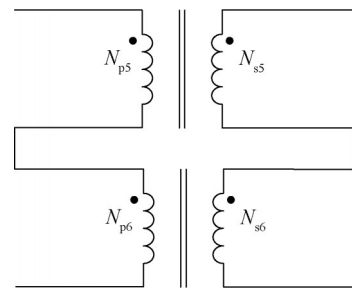
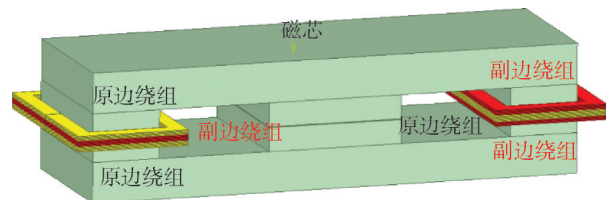


图9 矩阵变压器串联结构

Fig.9 Series structure of the matrix transformer

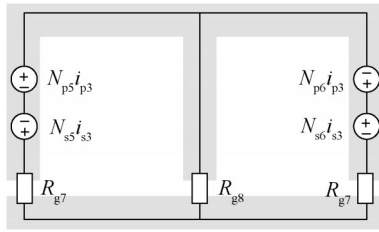
图10为变压器矩阵磁耦合集成结构三维结构和磁阻模型，其中， R_{g7} 和 R_{g8} 为磁芯边柱和中柱上的磁阻。该方法通过将原边绕组分成 N_{p5} 和 N_{p6} 两个部分串联，副边绕组分成 N_{s5} 和 N_{s6} 两个部分串联。将 N_{p5} 和 N_{s5} 绕制于一个EE磁芯的一个边柱上， N_{p6} 和 N_{s6} 绕制于一个EE磁芯的另一个边柱上，原副边绕组的磁动势 $N_{p5}i_{p3}$ 、 $N_{p6}i_{p3}$ 、 $N_{s5}i_{s3}$ 和 $N_{s6}i_{s3}$ 产生的磁通在两个边柱形成耦合，磁芯中柱作为变压器的漏磁通路。通过改变这四个部分绕组的匝数组组合、四个部分磁通方向以及边柱和中柱的气隙大小，可以实现不同的耦合系数，从而调节漏感的大小。



a) 变压器矩阵磁耦合集成三维结构

图10 变压器矩阵磁耦合集成方式三维和磁阻模型

Fig.10 3D and reluctance model diagram of the matrix magnetic coupling integration method



b) 变压器矩阵磁耦集成磁阻模型

续图10

这种矩阵磁耦集成方式只用一个磁芯即可将原副边谐振电感和变压器集成在一起。同时,为使漏感的大小易于调节和控制,同一磁芯柱上的原副边绕组可以采用三明治或交错绕法,有利于绕组损耗的优化。综上,针对变换器双向能量传输需求,分立磁性元件方案的体积、质量和绕组长度均较大,而采用矩阵磁耦集成新方法所设计的平面变压器更易通过绕组匝数组合和中柱气隙的设计实现漏感的调节,整体磁性元件的体积和质量均较小,对于提高伺服电源变换器的功率密度效果明显。因此本文将基于矩阵磁耦集成结构的平面变压器展开分析和设计。

2 基于矩阵磁集成的平面变压器设计与优化

该种集成方式是将 CLLC 变换器中原副边谐振电感用变压器的原副边漏感代替,为了方便集成结构的磁路分析,可将变压器 T 网络等效电路模型转化为耦合电感模型。耦合电感模型如图 11 所示。其中 L_1 和 L_2 分别表示原边自感和副边自感, M 为互感。

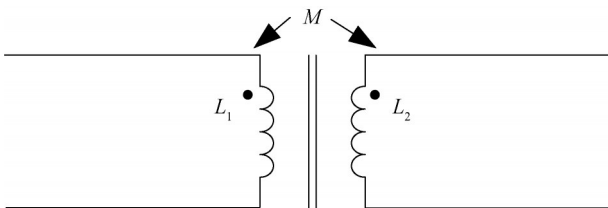


图 11 耦合电感模型

Fig.11 Coupled inductor model

根据磁阻模型,可求出边柱 1、中柱 2 和边柱 3 的磁通。进而计算出原边自感 L_1 和互感 M , 并获得激磁电感 L_m 和原边漏感 L_k 的表达式为

$$\begin{cases} L_m = \frac{1859R_{g7} + 1859R_{g8} - 143N_{p5}R_{g7} - 169N_{s5}R_{g7} + 26N_{p5}N_{s5}R_{g7}}{11R_{g7}(R_{g7} + 2R_{g8})} \\ L_k = \frac{(11N_{p5} - 13N_{s5})(2N_{p5} - 13)}{11(R_{g7} + 2R_{g8})} \end{cases} \quad (1)$$

其中,激磁电感 L_m 和原边漏感 L_k 在分立式磁件的设计中都是已知的,因此获得 R_{g8} 和 R_{g7} 的比值关于 N_{p5} 和 N_{s5} 的表达式如式 (2) 所示:

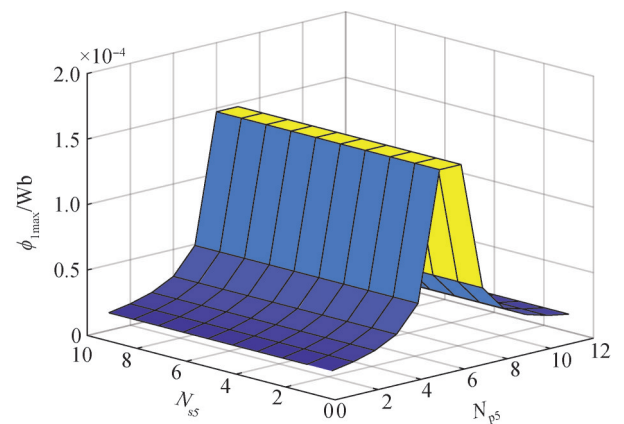
$$\frac{R_{g8}}{R_{g7}} = 2.8148999015425008205N_{s5} - 2.2279922243821160789N_{p5} - 1 + 0.35460235404695276953N_{s5}^2 - 0.43306152331423089546N_{p5}N_{s5} \quad (2)$$

此时,可以根据 R_{g8} 和 R_{g7} 的表达式代入前面各个磁芯柱磁通的表达式,进而可以得到各路磁通的大小与 N_{p5} 和 N_{s5} 的关系,以此来选择磁芯柱的截面积。

在上述分析的基础上,对其磁芯和绕组结构进行优化设计,从而进一步提高用于隔离型双向 DC-DC 变换器集成磁件的性能。

2.1 基于矩阵磁集成的平面变压器磁芯设计与优化

平面变压器磁芯的选取主要考虑磁芯的材料、特性参数、形状以及窗口面积等因素。通过分析边柱磁通大小和原边部分绕组匝数 N_{p5} 、副边部分绕组匝数 N_{s5} 的关系,可以得到边柱磁通最大值随 N_{p5} 、 N_{s5} 变化的规律,如图 12 所示。可以看出对于不同的匝数组合,边柱磁通最大值不尽相同,因此需要选择边柱磁通最大值 ϕ_{\max} 较小的 N_{p5} 、 N_{s5} 组合。

图 12 边柱磁通最大值随 N_{p5} 、 N_{s5} 变化分布Fig.12 Distribution diagram of the maximum magnetic flux in the side leg with the variation of N_{p5} and N_{s5}

同时 N_{p5} 、 N_{s5} 的选取也会影响边柱磁阻和中柱磁阻的大小。图 13 给出了中柱磁阻和边柱磁阻比值随 N_{p5} 、 N_{s5} 变化分布。气隙的大小影响磁阻的大小,为了气隙的工程实现,需要合理选取中柱磁阻和边柱磁阻的比值,使其不要相差太大,尽量控制在 1 左右。

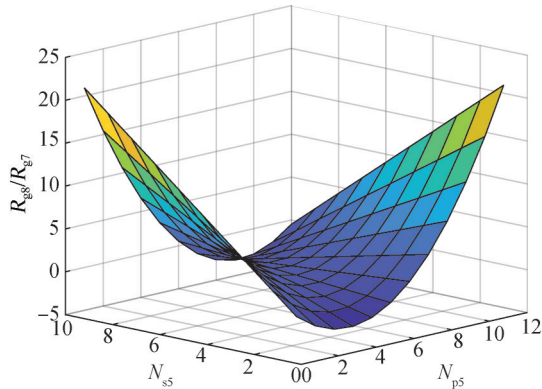


图13 中柱磁阻和边柱磁阻比值最大值随 N_{p5} 、 N_{s5} 变化分布
Fig.13 Distribution diagram of the maximum ratio of the central leg's reluctance to the side leg's reluctance with the variation of N_{p5} and N_{s5}

综合考虑上述两个约束条件，尽可能使磁芯截面积 A_c 变小且中柱磁阻与边柱磁阻的比值接近1，此时选择 $N_{p5}=8$ 、 $N_{s5}=4$ ， $R_{g8}/R_{g7}=1.27$ 。可计算出集成后磁芯所需要的边柱截面积 A_{e1} 为 163.3 mm^2 ，中柱截面积 A_{e3} 为 326.6 mm^2 。

2.2 基于矩阵磁集成的平面变压器绕组优化

为了降低变压器绕组损耗，提高效率，此处选择 $J=50 \text{ A/mm}^2$ 。PCB绕组铜厚越大，所需绕组宽度越小，同时铜厚增大，综合考虑，PCB绕组铜厚选择常用的2oz铜厚，则对应的PCB绕组宽度选择为2.5 mm。

为了进一步降低变压器绕组损耗，分析了普通绕制结构、三明治结构和全交错结构下的绕组损耗大小。3种结构绕组损耗电磁场有限元仿真结果如表1所示。三明治结构和全交错结构绕组损耗相差不大，而全交错结构的方式较为复杂，因此该集成变压器采用三明治结构，减小绕组损耗。

表1 绕组损耗和交流电阻仿真结果

Tab.1 Simulation results of winding losses and AC resistance

排布方式	绕组损耗/W	交流电阻/ Ω
普通绕制结构	236.62	0.167
三明治结构	163.33	0.115
全交错结构	158.31	0.111

基于上述对磁芯和绕组的设计，最终设计的磁芯尺寸如图14所示。

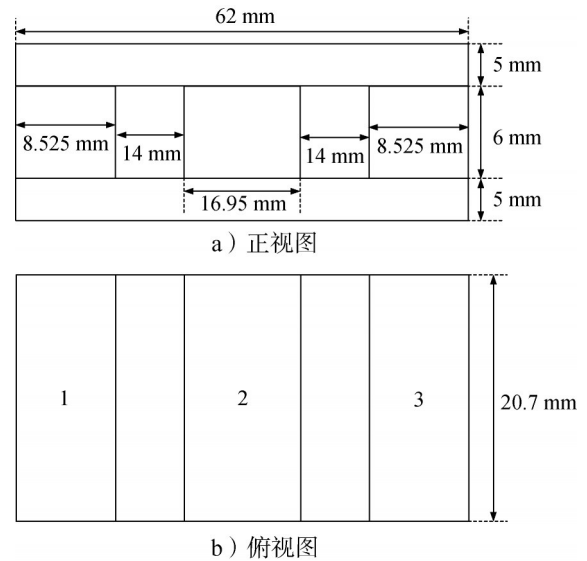


图14 集成磁芯尺寸

Fig.14 Integrated magnetic core dimensions

3 矩阵磁集成设计验证

3.1 变压器参数对比

本文通过对所设计的矩阵磁耦集成结构的变压器各个参数进行了试验验证，并与分立式磁件进行结果对比，如表2所示。

表2 分立式磁件和磁集成变压器的各个参数测量结果对比

Tab.2 Measurement results comparison of various parameters between discrete magnetic components and magnetic integrated transformer

单位： μH

参数	分立式磁件	磁集成变压器
L_1	85.77	86.95
L_2	61.4	60.35
L_m	83	84
$L_{l1}(L_{k1})$	2.77	2.92
$L_{l2}(L_{k2})$	1.98	2.02
M	70.23	70

表2中， L_{l1} 和 L_{l2} 分别为分立式磁件的原边谐振电感和副边谐振电感， L_{k1} 和 L_{k2} 分别为磁集成变压器的原边漏感和副边漏感， L_1 和 L_2 分别为变压器原边端口1和变压器副边端口2的感量（ L_{l1} 和变压器原边组成端口1， L_{l2} 和变压器副边组成端口2）， M 为端口1和端口2的互感， L_m 为变压器的激磁电感。由表2可知，磁集成变压器的各个参数和分立式磁件基本一致，验证了该集成方案设计参数的正确性。

图15为3个分立式磁件，图16为所设计的磁集成变压器。

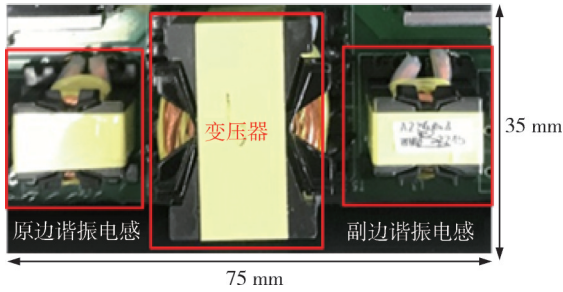


图15 3个分立式磁件

Fig.15 Physical drawing of the three discrete magnetic components

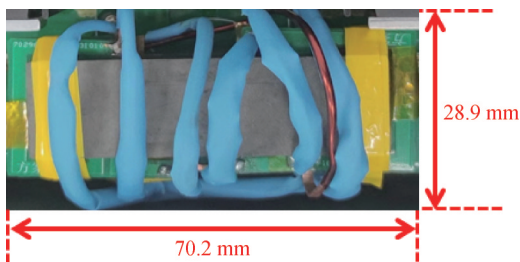


图16 磁集成变压器

Fig.16 Physical drawing of the magnetic integrated transformer

其中3个分立式磁性元件的体积为75 mm×35 mm×35 mm, 质量为177 g; 磁集成变压器的体积为70.2 mm×28.9 mm×16 mm, 质量为100 g。相比于3个分立式磁件, 磁集成变压器的体积减少64.7%, 质量减少43.5%。验证了磁集成技术在减小变换器体积和质量方面的有效性。

3.2 基于矩阵磁集成的隔离型双向DC-DC变换器样机测试验证

将所设计的磁集成变压器应用于隔离型双向DC-DC变换器样机, 并与分立式磁件的隔离型双向DC-DC变换器样机工作特性进行对比验证。图17给出了基于矩阵磁集成的隔离型双向DC-DC变换器样机实物图。



图17 基于矩阵磁集成的隔离型双向DC-DC变换器样机

Fig.17 Prototype of the isolated bi-directional DC-DC converter based on matrix magnetic integration

图18是所搭建的试验平台, 包括基于矩阵磁集成的隔离型双向DC-DC变换器样机、直流源、双向

直流源、电子负载、示波器等。其中直流源用于模拟电池, 双向直流电源用于模拟伺服电机负载, 电子负载主要用于监测储能电容电压。

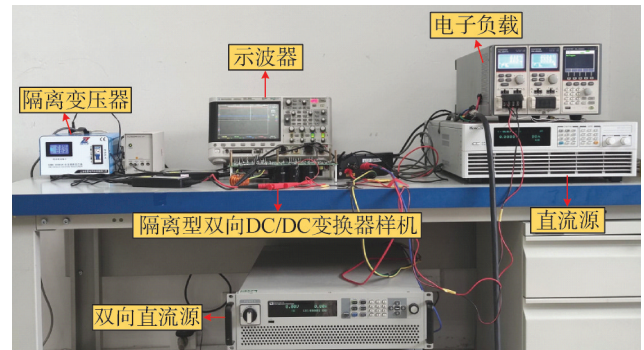
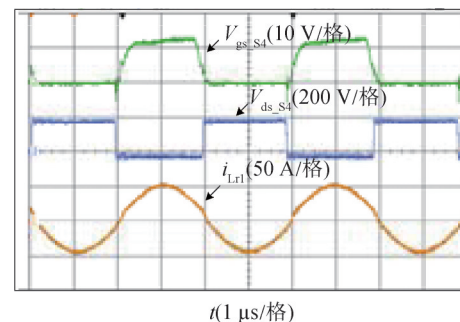


图18 试验平台

Fig.18 Experimental platform

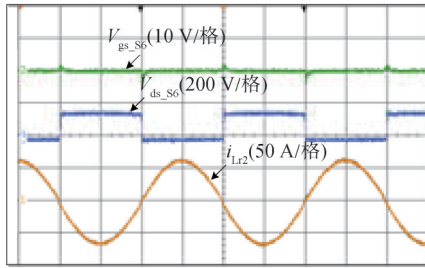
图19和图20分别为隔离型双向DC-DC变换器样机中后级CLLLC谐振变换器采用矩阵磁集成方案和分立式磁件方案的开关管主要工作波形。图21a为基于矩阵磁集成的隔离型双向DC-DC变换器样机完整脉冲工作时输出波形。 i_{Lr1} 、 i_{Lr2} 分别为原、副边谐振电感电流, V_{gs_S4} 、 V_{gs_S6} 为原、副边开关管 S_4 、 S_6 的驱动波形, V_{ds_S4} 、 V_{ds_S6} 为开关管漏源极电压。试验结果表明, 在单个周期内, 变换器样机输出电流 I_{cap} 的最大正向脉冲电流为40 A, 正脉冲电流维持时间为20 ms, 同时变换器能吸收最大反灌电流为25 A, 反灌脉冲时间宽度为30 ms, 具有峰值补偿和反灌吸收功能。图21b为原有基于分立式磁件的相同的隔离型双向DC-DC变换器样机工作特性波形。结果表明矩阵磁集成样机和分立式磁件样机的工作波形具有很好的一致性, 验证了本文所提出的磁集成变压器设计应用的正确性和可行性。



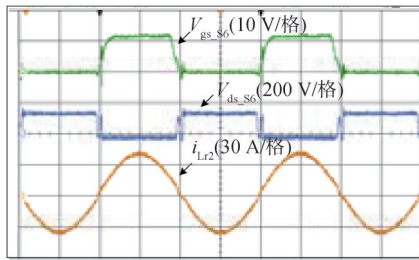
a) 正向工作时原边器件波形

图19 矩阵磁集成样机开关管工作波形

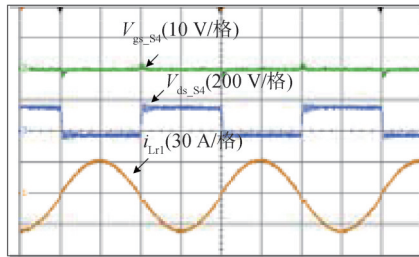
Fig.19 Waveform of the switching devices in the matrix magnetic integration prototype



b) 正向工作时副边器件波形

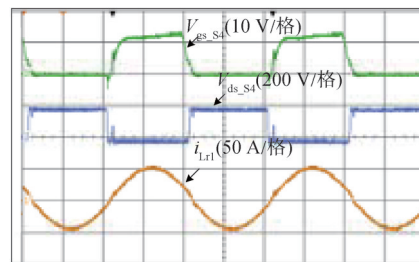


c) 反向工作时副边器件波形

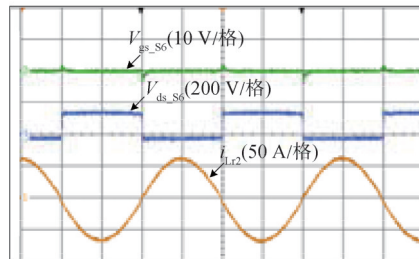


d) 反向工作时原边器件波形

续图 19



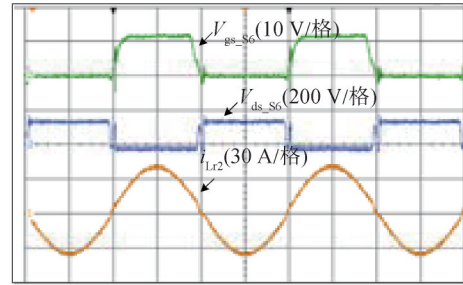
a) 正向工作时原边器件波形



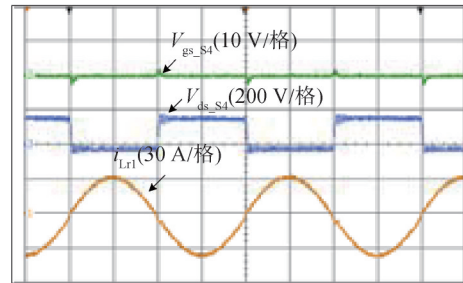
b) 正向工作时副边器件波形

图 20 分立式磁件样机开关管工作波形

Fig.20 Waveform of the switching devices in the discrete magnetic components prototype

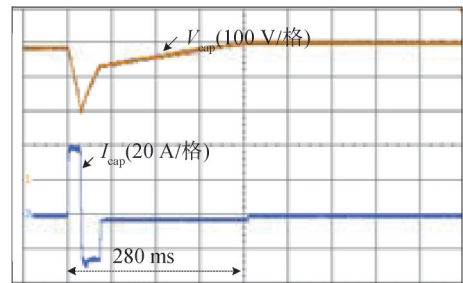


c) 反向工作时副边器件波形

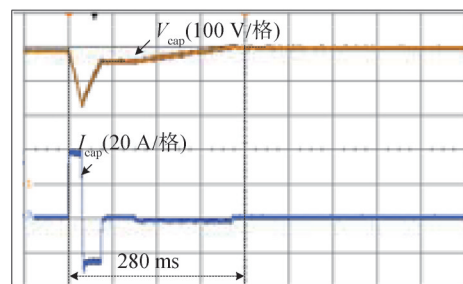


d) 反向工作时原边器件波形

续图 20



a) 矩阵磁集成样机波形



b) 分立式磁件样机波形

图 21 矩阵磁集成样机与原有分立式磁件样机试验波形

Fig.21 Experimental waveforms of the matrix magnetic integrated prototype and the original discrete magnetic components prototype

4 结束语

为了提高电源变换器的功率密度，本文开展了磁性元件结构对变换器功率密度的影响及优化设计研

究,对比了 CLLC 谐振变换器解耦集成和通过控制变压器漏感来实现谐振电感与变压器集成的耦合集成结构的不足,指出其存在磁性元件体积和质量优化效果较差的问题。为达到集成变压器体积小、质量轻和漏感易调节的目标,提出基于矩阵磁集成方法,采用绕组组合放置的耦合集成结构,将原、副边谐振电感、激磁电感和变压器 4 个磁性元件集成在一个磁芯中。与分立式磁件进行对比与试验验证,结果表明所提出的矩阵磁集成方法在保障电源相同功能的同时能够有效减小磁件体积和质量,为电源小型化和轻量化设计提供了参考。

参 考 文 献

- [1] 闫丽媛,郑再平,卢二宝,等. 机电伺服系统的组合式能源技术研究[J]. 导弹与航天运载技术, 2017(2): 57-60+79.
YAN Liyuan, ZHENG Zaiping, LU Erbao, et al. Research on combined-type energy technology of mechatronical servo system[J]. Missiles and Space Vehicles, 2017(2): 57-60+79.
- [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(2): 32-36.
CHEN Wei, HE Jiannong. Power electronics high-frequency magnetic technology and their development[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2000(2): 32-36.
- [3] 高圣伟,王浩,刘晓明,等. 新型磁集成双频 DC-DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(24): 8131-8144.
GAO Shengwei, WANG Hao, LIU Xiaoming, et al. A novel double frequency DC-DC converter with magnetic integration[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(24): 8131-8144.
- [4] 叶志军,林晓明,谭锴佳,等. 高频变压器技术研究综述[J]. 电网技术, 2021, 45(7): 2856-2870.
YE Zhijun, LIN Xiaoming, TAN Kaijia, et al. Review of high frequency transformer technology[J]. Power System Technology, 2021, 45(7): 2856-2870.
- [5] 许涛,华雷. 磁集成技术在开关电源中的应用和研究[J]. 电子元件与信息技术, 2021, 5(11): 29-30.
XU Tao, HUA Lei. Application and research of magnetic integrated technology in switched power supply[J]. Electronic Component and Information Technology, 2021, 5(11): 29-30.
- [6] 杨玉岗,武艳秋,孙晓钰,等. 交错并联双向 CLLC 型谐振变换器中 U+U 型磁集成变压器的设计[J]. 电工技术学报, 2021, 36(2): 282-291.
YANG Yugang, WU Yanqiu, SUN Xiaoyu, et al. Design of U+U type magnetic integrated transformer in interlaced bidirectional CLLC resonant converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(2): 282-291.
- [7] ANSARI S A, DAVIDSON J N, FOSTER M P. Fully-integrated transformer with asymmetric primary and secondary leakage inductances for a bidirectional resonant converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(3): 3674-3685.
- [8] AHMED M H, NABIH A, LEE F C, et al. High-efficiency, high-density isolated/regulated 48V bus converter with a novel planar magnetic structure[C]. Anaheim: 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2019.
- [9] 李俊杰,吴红飞,花文敏,等. CLLC 双向谐振变换器电感-变压器矩阵式一体化集成与优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(10): 3720-3729.
LI Junjie, WU Hongfei, HUA Wenmin, et al. Matrix inductor-transformer integration and optimization design for CLLC bidirectional resonant converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(10): 3720-3729.
- [10] LI B, LI Q, LEE F. Design 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.
- [11] 李庚. 基于磁集成方法的高功率密度谐振型 DC/DC 变换器研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2021.
LI Geng. Research on high power density resonant DC/DC converter based on magnetic integration method[D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2021.

作 者 简 介

杨磊 (1982—), 男, 博士, 高级工程师, 主要研究方向为伺服电源技术。

黄玉平 (1967—), 男, 研究员, 主要研究方向为伺服系统设计。

曾晓辉 (1999—), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子高频磁技术。

陈庆彬 (1985—), 男, 博士, 教授, 主要研究方向为电力电子高频磁技术、无线电能传输技术和电磁兼容诊断与抑制。