DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.4.360 **中图分类号**：TM477 **文献标志码**：A

环形电感磁场泄漏分析与改善

邱智勇[1](中国电源学会学生会员)，傅恺宁[1,3](中国电源学会会员)，
陈 为[2](中国电源学会会士)
(1.厦门理工学院电气工程与自动化学院，厦门 361024; 2.福州大学电气工程与自动化学院，
福州 350108；3.厦门市高端电力装备及智能控制重点实验室，厦门 361024)

摘要：环形电感的不同绕组绕制方式会影响自身的磁场泄漏情况，而磁场泄漏会加剧电磁干扰EMI (electromagnetic interference)滤波器的近场耦合。采用部分元等效电路法分析环形电感的等效径向电流和切向电流产生磁场泄漏的情况发现，由切向电流合成的等效电流环是环形电感轴向磁场泄漏的主要来源。为此，提出一种绕组绕制方法，该方法使用双磁芯夹PCB的方式，使PCB上下面绕组产生反向电流环进行磁场抵消。实验环节中，通过三维有限元仿真表明，所提方案能够在与传统方案电感量基本一致情况下，进一步减少轴向磁场泄漏；通过阻抗测试与EMI滤波器的插入损耗测试，验证了所提方案相比于传统方案能够弱化高频寄生参数对电感阻抗特性的影响，能进一步优化EMI滤波器的高频滤波性能。

关键词：环形电感；磁场泄漏；电磁干扰滤波器；插入损耗

Analysis and Improvement of Magnetic Field Leakage in Toroidal Inductor

QIU Zhiyong[1], *Student Member, CPSS*, FU Kaining[1,3], *Member*, *CPSS*, CHEN Wei[2], *Fellow*, *CPSS*
(1. School of Electrical Engineering and Automation, Xiamen University of Technology, Xiamen 361024, China; 2. College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China; 3. Xiamen Key Laboratory of Frontier Electric Power Equipment and Intelligent Control, Xiamen 361024, China)

Abstract: Different winding schemes for a toroidal inductor can affect its magnetic field leakage, which will intensify the near-filed coupling of an electromagnetic interference (EMI) filter. First, the effect of equivalent radial current and tangential current on magnetic field leakage was studied by using the partial element equivalent circuit method, and it was found that the equivalent current loop composed of tangential current was the main source of axial magnetic field leakage in the toroidal inductor. Then, a winding scheme was proposed, in which a PCB was sandwiched by two magnetic cores to generate reverse current loops above and below the PCB for magnetic field cancellation. In the experimental link, three-dimensional finite element simulation was conducted to demonstrate that the proposed scheme can further reduce the axial magnetic field leakage while maintaining a similar inductance as the traditional scheme. The impedance and insertion loss tests of the EMI filter were conducted, and it was verified that compared with the traditional scheme, the novel scheme can weaken the influence of high-frequency parasitic parameters on the inductor's impedance characteristic, thereby further optimizing the high-frequency filtering performance of the EMI filter.

Keywords: Toroidal inductor; magnetic field leakage; electromagnetic interference (EMI) filter; insertion loss

环形磁芯被广泛应用于功率变换器中，作为滤波电感、储能电感，其泄漏磁场会与PCB线路及其他元件的引脚产生磁场耦合[1]。由电容和电感组成的无源滤波器常被用于降低功率变换器中的电磁干扰EMI(electromagnetic interference)[2-4]，磁性元件产生的近磁场泄漏会影响EMI滤波器的高频滤波效果，进而影响整个功率变换器的电磁

收稿日期：2023-09-05；**修回日期**：2023-10-06，2023-11-09，2024-01-07；**录用日期**：2024-01-28；**网络首发日期**：2024-04-28
基金项目：国家自然科学基金资助项目(51777036)
This work is supported by the National Natural Science Foundation of China under the grant 51777036

兼容特性[5-7]。高功率密度的功率变换器内部元件之间排列越紧密，漏磁越容易诱发近场耦合效应[8-11]。因此，研究如何减小环形电感产生的磁场泄漏，对于实现 EMI 滤波器的小型化，并进一步提高功率变换器的功率密度设计具有重要意义。

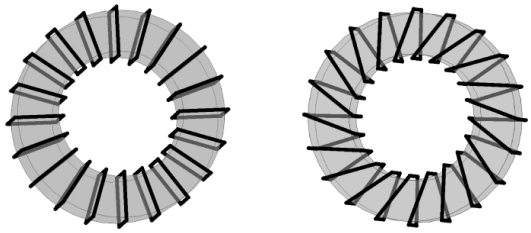
近年来对滤波电感的研究趋向于差、共模电感的集成化。文献[12]提出一种双“8”字绕组绕制方法，能够在环形电感的共模电感感量基本不变情况下，增加差模电感感量，但集成电感的一个缺陷是磁芯容易饱和；文献[13]将环形电感的磁场泄漏分成上下面和圆周面 2 个部分，并发现环形电感绕组的疏密程度会影响其磁场泄漏特性，通过建模将绕组设置为直角式的多个绕组，每个绕组都与磁芯圆周垂直。然而，实际绕组为使多匝绕组形成闭合回路，部分绕组与磁芯圆周之间的夹角为非直角，本文将该角 ω 定义为“绕组倾斜角”，绕组倾斜角的存在会增大环形电感磁场泄漏。环形电感绕组电流分解成的径向电流 I_R 和切向电流 I_H，径向电流可以合成为多个矩形电流回路，参考了直角式绕组，而切向电流可以合成为等效电流环 I_C。文献[14]通过部分元等效电路法对环形电感的磁场泄漏机理进行数学建模，发现等效电流环会造成环形电感的轴向漏磁远大于径向漏磁，因此，减小等效电流环产生的轴向漏磁可以改善近场耦合效应；文献[15]对环形电感的轴向磁场泄漏抑制提出了 3 种方案，但其研究主要针对环形空心电感且仅停留在仿真层面。

本文提出通过设计环形电感的绕组绕制方式，使等效电流环产生的磁场相互抵消，降低其轴向磁场泄漏。该方法采用双磁芯夹 PCB 的方式绕制，将绕组倾斜角设置在 PCB 绕组中，从而使 PCB 上下面产生反方向等效电流环进行磁场抵消。在实验验证中，通过有限元仿真，验证所提方案相比于传统方案可以在保证电感量基本不变的情况下，进一步降低磁场泄漏，最后通过EMI滤波器的插入损耗测试，验证所提方案对于改善EMI滤波器高频滤波效果的有效性。

1　环形电感磁场泄漏机理数学建模

1.1　径向电流磁场泄漏

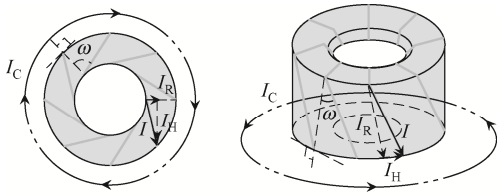
文献[13]所提环形电感绕组示意及绕组倾斜角与电流分解示意分别如图 1 和图 2 所示。



(a) 直角式　　(b) 倾斜式

图 1　环形电感绕组示意

Fig. 1 Schematic of winding schemes for toroidal inductor



(a) 上/下面　　(b) 圆周面

图 2　绕组倾斜角与电流分解示意

Fig. 2 Schematic of winding tilt angle and current decomposition

定义所有的径向电流回路沿磁芯圆周平均分布(参考图 1(a)直角式绕组)，磁芯的中轴线与 z 轴重合，磁芯关于 XY 平面对称，即 XY 平面位于磁芯高度中间位置，则任意单个回路关于 XY 平面对称，每个径向电流回路中电流相等，均为 I_R。径向电流在 P 点产生磁通密度示意如图 3 所示。单个径向电流回路如图 3(a)所示的实线围成的矩形，其在空间中一点 $P(x, y, z)$产生的磁通密度可以等效为图 3(a)中由实线 1、2、3、4 所示的 4 个线电流产生的磁通密度的矢量和。

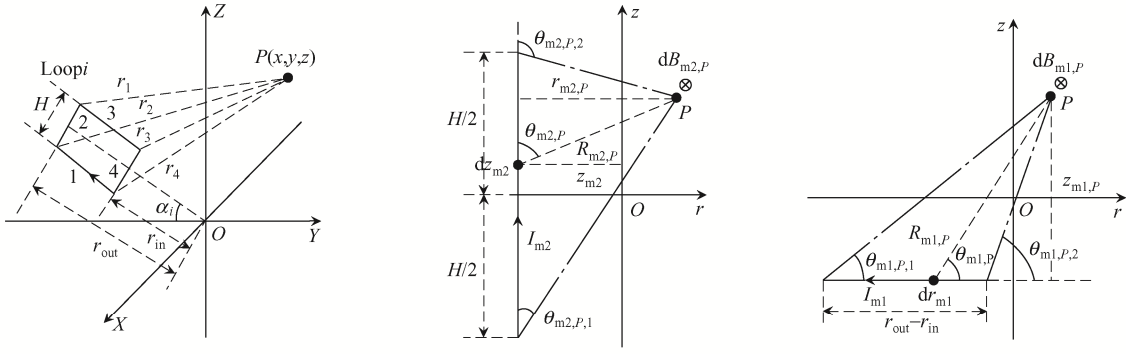
为了便于计算，采用圆柱坐标系进行分析，P 点的圆柱坐标为(r_P, α_P, z_P)，每个径向电流回路的位置可以用 α 坐标来确定，$\alpha_i=2\pi i/N$，N 为绕组匝数。以图 3(a)中线电流 2 为例，设其位于径向电流回路 m 中，在 P 点产生磁通密度如图 3(b)所示，取电流元 $I_R\mathrm{d}z_{m2}$，源点坐标为$(r_{out}, \alpha_m, z_{m2})$，其中 r_{out}

为磁芯外半径长度，$z_{m2}\in[-H/2, H/2]$，H 为磁芯高度。根据文献[16]，线电流 I_{m2} 在 P 点产生的磁感应强度为

$$\boldsymbol{B}_{m2,P}=\int_{\theta_{m2,P,1}}^{\theta_{m2,P,2}}\frac{\mu_0 I_R\sin\theta_{m2,P}\boldsymbol{e}_{\alpha_{m,P}}}{4\pi r_{m2,P}}\mathrm{d}\theta_{m2,P}=\frac{\mu_0 I_R}{4\pi r_{m2,P}}(\cos\theta_{m2,P,1}-\cos\theta_{m2,P,2})\boldsymbol{e}_{\alpha_{m,P}} \tag{1}$$

式中：μ_0 为真空磁导率；$\boldsymbol{e}_{\alpha_{m,P}}$ 为单位向量。再将变量全部转化为 r_P 和 z_P，可得

$$\boldsymbol{B}_{m2,P}=\frac{\mu_0 I_R}{4\pi}\frac{\dfrac{z_P+0.5H}{\sqrt{r_P^2+r_{out}^2-2r_P r_{out}\cos(\alpha_P-\alpha_m)+(z_P+0.5H)^2}}-\dfrac{z_P-0.5H}{\sqrt{r_P^2+r_{out}^2-2r_P r_{out}\cos(\alpha_P-\alpha_m)+(z_P-0.5H)^2}}}{\sqrt{r_P^2+r_{out}^2-2r_P r_{out}\cos(\alpha_P-\alpha_m)}}\boldsymbol{e}_{\alpha_{m,P}} \tag{2}$$



(a)单个径向电流回路在P点产生磁通密度　(b)I_{m2}在P点产生磁通密度　(c)I_{m1}在P点产生磁通密度

图 3　径向电流在 *P* 点产生磁通密度示意

Fig. 3 Schematic of magnetic flux density generated by radial current at point *P*

同理可得线电流 I_{n2}、I_{m4}、I_{n4} 在 P 点产生的磁通密度，由于 $\alpha_P-\alpha_n=\pi+\alpha_P-\alpha_m$，有

$$\boldsymbol{B}_{n2,P}=\frac{\mu_0 I_R}{4\pi}\frac{\dfrac{z_P+0.5H}{\sqrt{r_P^2+r_{out}^2+2r_P r_{out}\cos(\alpha_P-\alpha_m)+(z_P+0.5H)^2}}-\dfrac{z_P-0.5H}{\sqrt{r_P^2+r_{out}^2+2r_P r_{out}\cos(\alpha_P-\alpha_m)+(z_P+0.5H)^2}}}{\sqrt{r_P^2+r_{out}^2+2r_P r_{out}\cos(\alpha_P-\alpha_m)}}\boldsymbol{e}_{\alpha_{n,P}} \tag{3}$$

$$\boldsymbol{B}_{m4,P}=\frac{\mu_0 I_R}{4\pi}\frac{\dfrac{z_P+0.5H}{\sqrt{r_P^2+r_{in}^2-2r_P r_{in}\cos(\alpha_P-\alpha_m)+(z_P+0.5H)^2}}-\dfrac{z_P-0.5H}{\sqrt{r_P^2+r_{in}^2-2r_P r_{in}\cos(\alpha_P-\alpha_m)+(z_P-0.5H)^2}}}{\sqrt{r_P^2+r_{in}^2-2r_P r_{in}\cos(\alpha_P-\alpha_m)}}\boldsymbol{e}_{\alpha_{m,P}} \tag{4}$$

$$\boldsymbol{B}_{n4,P}=\frac{\mu_0 I_R}{4\pi}\frac{\dfrac{z_P+0.5H}{\sqrt{r_P^2+r_{in}^2+2r_P r_{in}\cos(\alpha_P-\alpha_m)+(z_P+0.5H)^2}}-\dfrac{z_P-0.5H}{\sqrt{r_P^2+r_{in}^2+2r_P r_{in}\cos(\alpha_P-\alpha_m)+(z_P-0.5H)^2}}}{\sqrt{r_P^2+r_{in}^2+2r_P r_{in}\cos(\alpha_P-\alpha_m)}}\boldsymbol{e}_{\alpha_{n,P}} \tag{5}$$

式中，r_{in} 为磁芯内半径长度。由于线电流 I_{m2}、I_{n2}、I_{m4}、I_{n4} 处于同一平面，它们在 P 点产生磁通密度矢量都互相平行，方向相同或相反。它们在不同区域 P 点产生磁通密度的矢量方向见表 1，以“×”和“•”进行区分，$r_{in}<r_P\leqslant r_{out}$ 的区域内只分析 $\alpha_m-\pi/2<\alpha_P\leqslant\alpha_m+\pi/2$ 情况。

结合式(2)~(5)磁通密度表达式的模值大小及表 1 可以得出如下结论：

(1)当 $r_P\leqslant r_{in}$ 时，I_{m2} 和 I_{n2}、I_{m4} 和 I_{n4} 在 P 点产生的磁通密度分别相互抵消，当 r_P 越小时，每 2 个矢量的模值越接近，合成磁通越小，且当 r_P=0 时，4 个线电流在 P 点产生的磁通密度完全抵消，合成磁通为 0；

(2)当 $r_P>r_{out}$ 时，I_{m2} 和 I_{m4}、I_{n2} 和 I_{n4} 在 P 点产

生的磁通密度分别抵消，并且磁芯内外径大小越接近，合成磁通越小；

(3)当 $r_{\mathrm{in}}<r_P\leqslant r_{\mathrm{out}}$ 时，4 个线电流在 P 点产生的磁通有 3 个同向 1 个反向，因此该部分磁通会较大。

将以上结论推广，可以得到：线电流 I_{i2} 和 I_{i4} 产生的磁通无 z 轴分量，主要存在于 $r_{\mathrm{in}}<r_P\leqslant r_{\mathrm{out}}$ 的空心圆柱体空间范围内，环形电感周围的其他空间存在的磁通由于磁通抵消，数值很小，可以忽略不计。

对于线电流 I_{i1} 和 I_{i3}，采用类似的方式进行分析，图 3(c)展示了 I_{m1} 在 P 点产生的磁通密度。经过计算可得

表 1　线电流 I_{m2}、I_{n2}、I_{m4}、I_{n4} 在 P 点产生磁通密度的矢量方向

Tab. 1 Vector direction of magnetic flux density generated by line currents I_{m2}, I_{n2}, I_{m4} and I_{n4} at point P

P 点位置	矢量方向			
	$\boldsymbol{B}_{\mathrm{m2}}$	$\boldsymbol{B}_{\mathrm{n2}}$	$\boldsymbol{B}_{\mathrm{m4}}$	$\boldsymbol{B}_{\mathrm{n4}}$
$r_P\leqslant r_{\mathrm{in}}$	×	•	•	×
$r_{\mathrm{in}}<r_P\leqslant r_{\mathrm{out}}$	×	×	×	•
$r_P>r_{\mathrm{out}}$	×	×	•	•

$$\boldsymbol{B}_{\mathrm{m1},P}=\frac{\mu_0 I_{\mathrm{R}}}{4\pi}\frac{\dfrac{r_P\cos(\alpha_P-\alpha_{\mathrm{m}})-r_{\mathrm{out}}}{\sqrt{[r_P\cos(\alpha_P-\alpha_{\mathrm{m}})-r_{\mathrm{out}}]^2+(z_P+0.5H)^2}}-\dfrac{r_P\cos(\alpha_P-\alpha_{\mathrm{m}})-r_{\mathrm{in}}}{\sqrt{[r_P\cos(\alpha_P-\alpha_{\mathrm{m}})-r_{\mathrm{in}}]^2+(z_P+0.5H)^2}}}{z_P+0.5H}\boldsymbol{e}_{\beta_{\mathrm{m},P}} \tag{6}$$

$$\boldsymbol{B}_{\mathrm{m3},P}=\frac{\mu_0 I_{\mathrm{R}}}{4\pi}\frac{\dfrac{r_P\cos(\alpha_P-\alpha_{\mathrm{m}})-r_{\mathrm{out}}}{\sqrt{[r_P\cos(\alpha_P-\alpha_{\mathrm{m}})-r_{\mathrm{out}}]^2+(z_P-0.5H)^2}}-\dfrac{r_P\cos(\alpha_P-\alpha_{\mathrm{m}})-r_{\mathrm{in}}}{\sqrt{[r_P\cos(\alpha_P-\alpha_{\mathrm{m}})-r_{\mathrm{in}}]^2+(z_P-0.5H)^2}}}{z_P-0.5H}\boldsymbol{e}_{\beta_{\mathrm{m},P}} \tag{7}$$

$$\boldsymbol{B}_{\mathrm{n1},P}=\frac{\mu_0 I_{\mathrm{R}}}{4\pi}\frac{\dfrac{-r_P\cos(\alpha_P-\alpha_{\mathrm{m}})-r_{\mathrm{out}}}{\sqrt{[-r_P\cos(\alpha_P-\alpha_{\mathrm{m}})-r_{\mathrm{out}}]^2+(z_P+0.5H)^2}}-\dfrac{-r_P\cos(\alpha_P-\alpha_{\mathrm{m}})-r_{\mathrm{in}}}{\sqrt{[-r_P\cos(\alpha_P-\alpha_{\mathrm{m}})-r_{\mathrm{in}}]^2+(z_P+0.5H)^2}}}{z_P+0.5H}\boldsymbol{e}_{\beta_{\mathrm{n},P}} \tag{8}$$

$$\boldsymbol{B}_{\mathrm{n3},P}=\frac{\mu_0 I_{\mathrm{R}}}{4\pi}\frac{\dfrac{-r_P\cos(\alpha_P-\alpha_{\mathrm{m}})-r_{\mathrm{out}}}{\sqrt{[-r_P\cos(\alpha_P-\alpha_{\mathrm{m}})-r_{\mathrm{out}}]^2+(z_P-0.5H)^2}}-\dfrac{-r_P\cos(\alpha_P-\alpha_{\mathrm{m}})-r_{\mathrm{in}}}{\sqrt{[-r_P\cos(\alpha_P-\alpha_{\mathrm{m}})-r_{\mathrm{in}}]^2+(z_P-0.5H)^2}}}{z_P-0.5H}\boldsymbol{e}_{\beta_{\mathrm{n},P}} \tag{9}$$

与表 1 类似，将线电流 I_{m1}、I_{n1}、I_{m3}、I_{n3} 在不同区域 P 点产生磁通密度的矢量方向进行整理，见表 2。结合式(6)~(9)磁通密度表达式的模值大小可以得出：I_{m1} 和 I_{n1}、I_{m3} 和 I_{n3} 在 P 点产生的磁通密度分别相互抵消，并且 r_P 越小，每 2 个矢量的模值越接近，合成磁通越小。此外，在 $z_P\leqslant -H/2$ 和 $z_P>H/2$ 区域内，I_{m1} 和 I_{m3}、I_{n1} 和 I_{n3} 在 P 点产生的磁通密度也可相互抵消，当 $|z_P|$ 越大时抵消越明显。该结论可以推广到所有线电流 I_{i1} 和 I_{i3}。

表 2　线电流 I_{m1}, I_{n1}, I_{m3}, I_{n3} 在 P 点产生磁通密度的矢量方向

Tab. 2 Vector direction of magnetic flux density generated by line currents I_{m1}, I_{n1}, I_{m3} and I_{n3} at point P

P 点位置	矢量方向			
	$\boldsymbol{B}_{\mathrm{m1}}$	$\boldsymbol{B}_{\mathrm{n1}}$	$\boldsymbol{B}_{\mathrm{m3}}$	$\boldsymbol{B}_{\mathrm{n3}}$
$z_P\leqslant -H/2$	•	×	×	•
$-H/2<z_P\leqslant H/2$	×	•	×	•
$z_P>H/2$	×	•	•	×

综上所述，径向电流回路中，线电流 I_{i2} 和 I_{i4} 产生磁通基本存在于 $r_{\mathrm{in}}<r_P\leqslant r_{\mathrm{out}}$ 区域内，且不包含轴向磁通；轴向磁通都来源于线电流 I_{i1} 和 I_{i3}，且基本位于 $-H/2<z_P\leqslant H/2$ 区域内。因此，径向电流产生磁通基本位于环形电感磁芯内部，磁芯内的磁通可以沿磁芯形成闭环，由于磁芯的高磁导率，不容易泄漏到磁芯外部。

1.2 等效电流环磁场泄漏

根据文献[14]，环形电流 I 产生的磁通可以表示为

$$\Phi_{\mathrm{c}}=I\mu_0 R_{\mathrm{c}}\ln\frac{1.05R_{\mathrm{c}}}{r_{\mathrm{c}}} \tag{10}$$

式中：R_{c} 为环形电流半径；r_{c} 为绕组导体半径。由式(10)可知，环形电感的等效电流环半径越大，产生的磁通越大。根据右手定则，等效电流环产生的磁通中 z 轴分量为主要部分，其沿磁芯轴向空间形成闭合回路，缺少完整磁芯路径的约束，更容易产生磁场泄漏。因此，等效电流环是环形电

感轴向磁场泄漏的主要来源，对其产生的磁场泄漏进行抑制，可以很好地改善环形电感的轴向漏磁。

2 环形电感磁场泄漏与抑制的有限元分析

为比较环形电感不同绕组方案近磁场泄漏情况，建立三维有限元仿真。环形电感磁芯参数为：外径 33 mm，内径 19 mm，高度 10 mm，相对磁导率 125。绕组采用直径 0.6 mm 漆包线 10 匝均匀绕制，匝间绕组倾斜角为 360°/10=36°。仿真采用静磁场，求解域远大于环形电感尺寸以忽略边界值对结果的影响，边界条件设置为 Zero Tangential H Field，激励设置为 1 A 电流激励，在距离磁芯上下面和圆周面 10 mm 处都设置了观察面，以观察磁场泄漏情况。由于本文所提方案采取双磁芯夹 PCB 的方式，因此所有方案都以采用双磁芯作为对比。

2.1 传统方案不同绕组倾斜角位置磁场泄漏

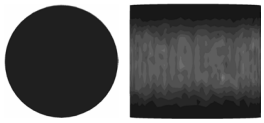
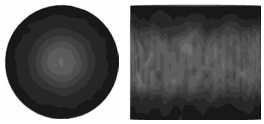
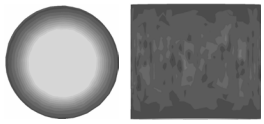
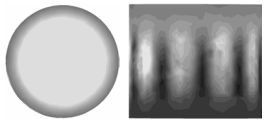
第 2 节的分析建立在所有的径向电流大小相等的基础上，实际上，绕组中的电流等效为径向电流和切向电流后，由于绕组倾斜角分布不均匀，图 3(a)所示的 4 个线电流会有一个或多个大小不相等，可能造成磁场抵消减弱。此外，绕组倾斜角设置在不同位置会产生不同大小的等效电流环，根据式(10)可知也会造成不同程度的磁场泄漏。因此，首先对环形电感传统绕组绕制方案中绕组倾斜角设置在不同位置的磁场泄漏进行了仿真，结果见表 3。

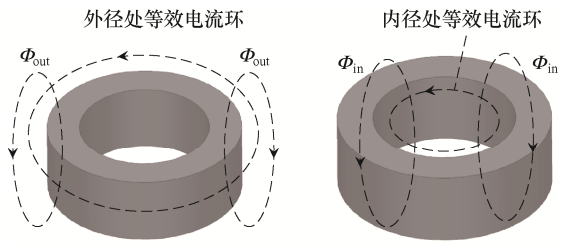
由表 3 仿真结果可知，不同绕组绕制方案的环形电感基本不变，但磁场泄漏明显不同。对于只存在径向电流的直角式绕组，其上/下面漏磁几乎为 0，与第2节分析中径向电流几乎不产生轴向漏磁的结论相符合。

对于传统绕组绕制方案，将绕组倾斜角设置在磁芯内表面时，环形电感的近磁场泄漏最小并且接近直角式绕组的情况；绕组倾斜角设置在磁芯外表面时，整个环形电感周围空间的磁场泄漏都显著增大，这是由于将绕组倾斜角设置在磁芯内、外表面，虽然会导致线电流 I_{i2} 或 I_{i4} 大小不等，但其不产生轴向磁通，对轴向磁场泄漏影响不大，然而等效电流环的存在导致轴向漏磁明显增加。倾斜角设置在外表面(外径)和内表面(内径)的等效电流环及其磁通路径如图 4 所示，磁通 Φ_{out} 沿磁芯和磁芯外部空

表 3 传统绕组绕制方案绕组倾斜角设置在不同位置的磁场泄漏

Tab. 3 Magnetic field leakage caused by setting the winding tilt angle at different positions under traditional winding schemes

绕组绕制方案	观察面磁场泄漏 上/下面	圆周面	标尺	电感/μH
直角式				28.282
内表面倾斜 36°				28.311
顶、底部各倾斜 36°				28.308
顶部倾斜 36°				28.327
外表面倾斜 36°				28.364



(a) 倾斜角设在外径处 (b) 倾斜角设在内径处

图 4 等效电流环及其磁通路径

Fig. 4 Equivalent current loop and its magnetic flux path

气形成闭合回路，而磁通 Φ_{in} 沿磁芯和磁芯内部空气形成闭合回路，且由式(10)可知 $\Phi_{out}>\Phi_{in}$，所以倾斜角设置在外表面时会导致整个环形电感周围空间的磁场泄漏都显著增大，而倾斜角设置在内表面时只有靠近 z 轴部分的漏磁变大。

绕组倾斜角设置在磁芯顶部或底部时，环形电感上/下面的漏磁会显著增大，圆周面与上/下面的衔接处磁场泄漏也有增加，尤其是某一面倾角越大时磁场泄漏越明显。因为当倾斜分量单独设置在磁芯顶部或底部时，线电流 I_{i1} 和 I_{i3} 大小会不相等，磁场抵消会受到影响，导致该面轴向漏磁十分严重；由顶部和底部平分绕组倾斜角虽然可以保持 I_{i1} 和 I_{i3} 大小相等，但会在这 2 个面都产生等效电流环，所以该方案的漏磁也会比倾斜角单独设置在内表面时的要大。

2.2 等效电流环磁场泄漏抑制

作为环形电感轴向磁场泄漏的主要来源，等效电流环的存在是不可避免的，但可以采取措施将其产生的磁场泄漏进行抑制。本文提出的采用双磁芯夹 PCB 的绕组绕制方案如图 5 所示，绕组倾斜角设置在 PCB 走线中，其余部分采用“门”型漆包线与 PCB 走线进行连接，PCB 走线宽度为 0.6 mm，铜膜厚 35 μm(1 oz)。该方案的优势在于，PCB 上下面会产生 2 个相反方向的等效电流环，二者间距离仅为 PCB 厚度，产生的磁通几乎完全抵消，而且 PCB 绕组的位置稳定，可以很好地控制绕组倾斜角，角度不受到绕制工艺的限制，相比于其他抑制磁场泄漏的绕组绕制方案更具可行性。

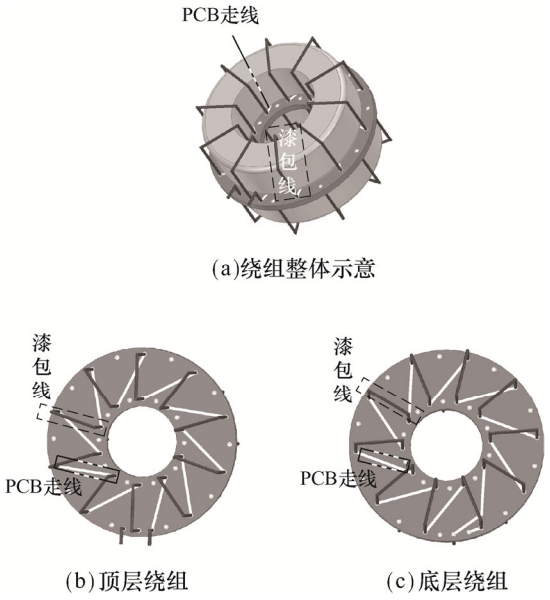


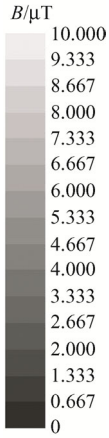
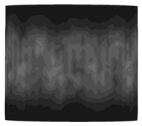
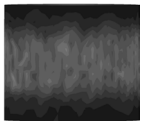
图 5　双磁芯夹 PCB 的绕组绕制方案

Fig. 5 Winding scheme of PCB sandwiched by two magnetic cores

为验证本文所提方案对磁场泄漏的抑制效果，将其与直角式绕组方案和传统绕组绕制方案的倾斜分量设置在磁芯内表面的磁场泄漏仿真结果进行对比，见表 4。由表 4 可知，3 种方案电感基本一致；相比于传统方案，将绕组倾斜分量设置在磁芯内表面时，本文所提方案将环形电感轴向磁场泄漏进一步减小，更接近于直角式绕组绕制方案磁场泄漏情况。这是因为所提方案产生了 2 个相反方向等效电流环，二者的磁场相互抵消，使得轴向漏磁得到了抑制。

表 4　所提方案与其他方案磁场泄漏比较

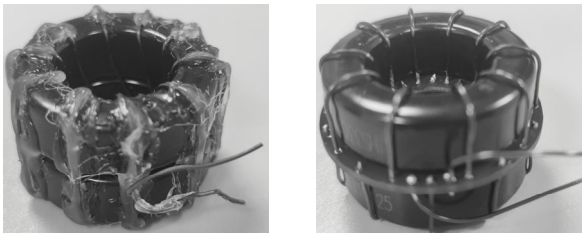
Tab. 4 Comparison of magnetic field leakage between proposed scheme and other schemes

绕组绕制方案	观察面磁场泄漏			电感/μH
	上/下面	圆周面	标尺	
直角式				28.282
双磁芯夹 PCB				27.338
外径处倾斜 60°				28.311

3　实物测试

2.2 节验证了所提方案对环形电感磁场泄漏抑制的有效性。为了比较本方案与传统方案在实际应用中的表现，分别对采用传统绕组绕制方案将绕组倾斜分量设置在磁芯内表面和本文所提双磁芯夹 PCB 绕制方案制作的实物电感进行测试。制作的电

感实物如图 6 所示，磁芯材料为铁硅铝，型号为 JHS330125，磁芯参数以及绕组采用的漆包线与 PCB 走线粗细都与第 2 节一致。



(a) 传统绕组绕制方案 (b) 本文双磁芯夹 PCB 绕制方案

图 6 不同绕制方式的环形电感实物图

Fig. 6 Photos of toroidal inductors made using different winding schemes

图 7 为 2 种方案环形电感阻抗的测量值与理论值曲线。可见，在 0.1~2 MHz 频率范围内，2 种方案产生的电感量是一致的，因此二者产生的阻抗在这个频率范围内也一致；在 2~20 MHz 范围内，所提方案产生的阻抗都大于传统方案，这是由于所提方案产生的等效并联电容更小，使得等效并联电容对电感高频滤波特性的影响也更小。

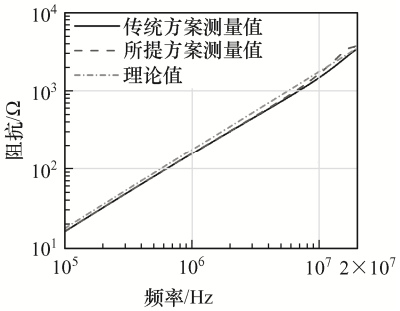


图 7 环形电感阻抗曲线

Fig. 7 Impedance curves of toroidal inductor

磁场泄漏会诱发近场耦合问题，进而恶化 EMI 滤波器的高频滤波效果，因此本文制作了一个 EMI 滤波器作为被测对象，通过测量其插入损耗来验证所提方案对改善滤波器高频滤波特性的有效性。图 8 展示了利用网络分析仪测量 EMI 滤波器的差模插入损耗测试方法。由于网络分析仪端口 1 和端口 2 的参考端在内部短接，需要在滤波器后插入 1 个匝数比为 1:1 的射频隔离变压器(WB1010)，防止 EMI 滤波器的 N 线输入端和输出端短接在一起。

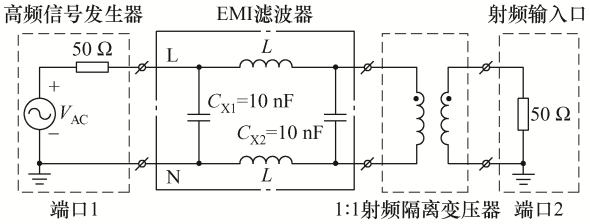


图 8 EMI 滤波器的差模插入损耗测试方法

Fig. 8 Test method for differential-mode insertion loss of EMI filter

图 9 给出了插入损耗测试系统的实物图，测试使用的网络分析仪的型号为 KEYSIGHT E5080A。图 10 为 EMI 滤波器插入损耗测量结果，从图 10 中可以看出：2 种方案在 3 MHz 以前具有相同的插入损耗，这是因为在 3 MHz 以前，滤波器的滤波效果主要是由滤波元件的阻抗特性起主导作用，而二者的阻抗基本一致，因此插入损耗也相同；在 3~20 MHz 范围内，使用所提方案的 EMI 滤波器比采用传统方案产生的插入损耗大，尤其是在 10~20 MHz 范围内，磁场泄漏引起的近场耦合现象凸

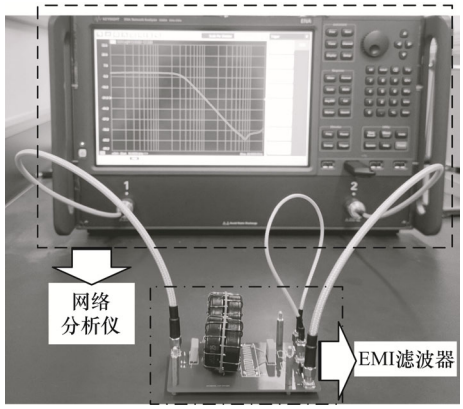


图 9 插入损耗测试系统实物图

Fig. 9 Photo of insertion loss test system

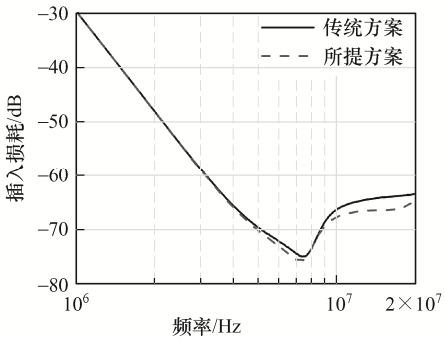


图 10 插入损耗测试结果

Fig. 10 Insertion loss test results

显，2 种方案的插入损耗存在 2~3 dB 的差异，这说明所提方案相比传统方案可以通过减少磁场泄漏来进一步改善 EMI 滤波器的高频滤波特性。

根据以上分析与实验结果可知，本文所提环形电感绕组绕制方案的优点在于，在不影响电感阻抗特性的前提下，可以明显改善环形电感的磁场泄漏问题。同时本文所提方案也有如下不足：①为了实现等效电流环的磁场抵消，将绕组倾斜分量都设置在 PCB 绕组中，虽然 PCB 绕组结构可以保持绕组位置的稳定性，但引入 PCB 绕组会增加额外成本；②PCB 绕组与漆包线的衔接采取焊接的方式，这与传统方案直接绕制的工艺相差较大，可能会对绕制工艺提出更高要求。尽管所提方案还存在一定的缺陷，但其对磁场泄漏的改善是切实可行的，这也符合本文原理性分析的目的，后续的研究可以针对所提方案的绕组绕制工艺与成本进行进一步优化。

4　结语

本文对环形电感磁场泄漏机理进行数学建模，得出绕组倾斜角的存在会产生等效电流环，等效电流环是轴向磁场泄漏的主要来源。而对于传统的电感绕制方案，将绕组倾斜角设置在磁芯内表面能够使等效电流环产生的轴向磁场泄漏最小。本文还提出了双磁芯夹 PCB 的绕组绕制方案，利用 2 个反向的等效电流环实现磁场相互抵消，进而抑制轴向磁场泄漏。通过有限元仿真验证，所提方案能够在保持电感量基本不变的情况下，减小环形电感的轴向磁场泄漏。经过实物验证，所提方案能够在不影响电感阻抗特性的同时，对EMI滤波器的高频滤波效果进行改善。

参考文献：

[1] Chen Qingbin, Zhang Dandan, Chen Wei. EMI characteristics analysis and suppression technique of magnetic near-field coupling in power delivery adapter [J]. Scientific Reports, 2022, 12: 7767.

[2] 陈国航, 杨文荣, 栾君玲, 等. 运用扩频调制降低车载DC/DC EMI 滤波器体积的设计[J/OL]. 电源学报, 2023: 1-11. (2023-02-08). https://kns.cnki.net/KCMS/detail/detail.aspx?filename=DYXB20230207001&dbname=CJFD&dbcode=CJFQ.
Chen Guohang, Yang Wenrong, Luan Junling, et al. Design of reducing the volume of vehicle DC/DC EMI filter by spread spectrum modulation [J/OL]. Journal of Power Supply, 2023: 1-11. (2023-02-08). https://kns. cnki.net/KCMS/detail/detail.aspx?filename=DYXB20230207001&dbname=CJFD&dbcode=CJFQ. (in Chinese)

[3] Chen Henglin, Wang Tao, Ye Shize, et al. Modeling and suppression of electromagnetic interference noise on motor resolver of electric vehicle [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2021, 63(3): 720-729.

[4] Qiao Yiwei, Yang Wenrong, Huo Tianchen, et al. Conducted EMI analysis and filters design for a high-low voltage DC/DC converter based on GaN HEMTs in electric vehicle [J]. COMPEL-the International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, 2023, 42(1): 194-206.

[5] Dong Guangdong, Zhang Fanghua. Equivalent parallel capacitance cancellation of common mode chokes using negative impedance converter for common mode noise reduction [J]. Journal of Power Electronics, 2019, 19: 1326-1335.

[6] 梅朝朝, 江师齐, 喻礼礼, 等. 非隔离逆变器交直流侧共模干扰耦合抑制[J]. 电源学报, 2022, 20(1): 173-179.
Mei Zhaozhao, Jiang Shiqi, Yu Lili, et al. Suppression of common-mode interference coupling between AC and DC sides of non-isolated inverter [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(1): 173-179. (in Chinese)

[7] 江师齐, 刘艺涛, 金典恒, 等. 基于噪声源阻抗估测的单相并网逆变器传导电磁干扰滤波器的设计[J]. 电源学报, 2020, 18(3): 160-167.
Jiang Shiqi, Liu Yitao, Jin Dianheng, et al. Conducted EMI filter design based on noise source impedance estimation of single-phase grid-connected inverter [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(3): 160-167. (in Chinese)

[8] Chen Henglin, Qian Zhaoming. Modeling and characterization of parasitic inductive coupling effects on differ-

ential-mode EMI performance of a boost converter [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2011, 53(4): 1072-1080.

[9] 谢静逸, 陈为, 陈庆彬, 等. 考虑电磁场耦合的磁性元件近场耦合模型[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(13): 4652-4665.
Xie Jingyi, Chen Wei, Chen Qingbin, et al. Magnetic components near field coupling model considering electromagnetic field coupling [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(13): 4652-4665. (in Chinese)

[10] Vidal N, Lopez-Villegas J M, Del Alamo J A. Analysis and optimization of multi-winding toroidal inductors for use in multilayered technologies [J]. IEEE Access, 2019, 7: 93537-93544.

[11] Takahashi K, Murata Y, Tsubaki Y, et al. Mechanism of near-field coupling between noise source and EMI filter in power electronic converter and its required shielding [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2019, 61(5): 1663-1672.

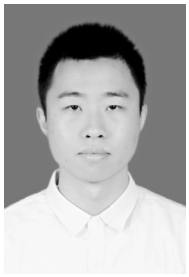
[12] Fu Kaining, Lian Zhenzhu, Lan Wei, et al. Improving differential mode inductance in toroidal common mode inductors [J]. Journal of Power Electronics, 2023, 23(12): 1896-1906.

[13] 陈开宝, 陈为. 环形电感近磁场泄漏及其影响因素分析[J]. 电气技术, 2017, 18(3): 78-83, 101.
Chen Kaibao, Chen Wei. The analysis of toroidal inductor's near magnetic field leakage and its influence factors [J]. Electrical Engineering, 2017, 18(3): 78-83, 101. (in Chinese)

[14] Zhang Boyi, Wang Shuo. Analysis and reduction of the near magnetic field emission from toroidal inductors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6): 6251-6268.

[15] 苏达毅, 汪晶慧, 陈为. 环形空心电感的设计与优化[J]. 福州大学学报(自然科学版), 2021, 49(2): 188-195.
Su Dayi, Wang Jinghui, Chen Wei. Design and optimization of annular air core inductor [J]. Journal of Fuzhou University (Natural Science Edition), 2021, 49(2): 188-195. (in Chinese)

[16] 王泽忠, 全玉生, 卢斌先. 工程电磁场[M]. 2 版. 北京: 清华大学出版社, 2011: 83.
Wang Zezhong, Quan Yusheng, Lu Binxian. Engineering electromagenatic fields [M]. 2nd ed. Beijing: Tsing- hua University Press, 2011: 83. (in Chinese)



邱智勇

作者简介：

邱智勇(1998—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：高频磁性元件电磁兼容与诊断。E-mail：2222031390@s.xmut.edu.cn。

傅恺宁(1993—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，讲师。研究方向：高频磁性元件电磁兼容与诊断。E-mail：fkn@xmut.edu.cn。

陈为(1958—)，男，中国电源学会会士，博士，教授。研究方向：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、电磁检测等。E-mail：chw@fzu.edu.cn。

(责任编辑：陈国珍)