DOI: 10. 13382/j. jemi. B2003482

电力电子电路 PCB 中回路间的磁场干扰研究*

袁义生 兰梦罗 刘文钦

(华东交通大学 南昌 330013)

摘 要:电力电子电路中的高频开关管会在电路回路中产生高 di/dt 电流,其会对相邻近的回路产生严重的磁场干扰,破坏电路 的正常工作,尤其是在布线愈加紧凑的印刷电路板(PCB)上。为了减小 PCB 上导线间的磁场干扰,对回路间耦合系数表达式 进行分析,抽取出特征量,矩形回路间距离 d 与线圈 l₁ 长度 a₁ 之比 d/a₁,两回路面积之比 A₂/A₁ 以及两回路中心偏移夹角 α, 再利用有限元分析方法,分析 PCB 上矩形回路之间的耦合系数 k 与各特征量的关系。并且通过 MATLAB 对仿真数据进行分 析,得到耦合系数 k 与(d/a₁,A₂/A₁,α)的关系曲线,据此分析提出减小 PCB 电路回路之间磁场干扰的准则。最后,通过实验进 行了验证,为 PCB 上电路回路的参数设置提供了依据。

关键词: 磁场干扰;耦合系数;矩形回路;有限元分析

中图分类号: TN41 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510

Research on inter-loop magnetic field interference in power electronic circuit PCB

Yuan Yisheng Lan Mengluo Liu Wenqin

(East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: The high frequency switch tube in the power electronic circuit will generate high di/dt current in the circuit loop, which will cause serious magnetic field interference to the adjacent loop and destroy the normal operation of the circuit, especially on the PCB with compact wiring. In order to reduce the magnetic field interference between the wires on the PCB, the article analyzes the coupling coefficient expression between the loops and extracts the characteristic quantities: the ratio of the distance d between the rectangular loops to the length a_1 of the coil $l_1 - d/a_1$, the ratio of the area of the two loops $-A_2/A_1$, and the center offset angle of the two loops α . And then the paper uses the finite element analysis method to analyze the relationship between the coupling coefficient k and (d/a_1 , A_2/A_1 , α) is obtained, and the criterion to reduce the magnetic field interference between the PCB circuit loops is proposed basing on it. Finally, it is verified through experiments, which provides a basis for the parameter setting of the circuit loop on the PCB.

Keywords: Magnetic field interference; Coupling coefficient; Rectangular loop; Finite element analysis

0 引 言

随着电力电子技术的快速发展,印刷电路板(PCB) 上电路布线越来越紧凑,电路中的典型磁场干扰源高 di/ dt 电流回路通过磁场耦合,在敏感回路上产生的干扰电 压越来越严重,影响电路的正常工作。如对邻近的采样

收稿日期:2020-09-11 Received Date: 2020-09-11

回路产生干扰,导致采样数据不精确,破坏电路系统的稳定性。对于高di/dt电流回路带来的磁场干扰,一些研究对干扰源、耦合途径进行时域和频域建模^[1-2]分析;另外一些研究则侧重于研究减小磁场干扰的措施,改变器件的位置或铜线的布线^[3-6]以减小干扰。文献[3]通过改变电路中各元件的位置,设计不同的模块封装电路布局,减小器件之间的寄生参数,以得到最优的 DBC 布局。但

^{*}基金项目:国家自然科学基金(52067007)资助项目

(4)

是,上述文献对于关键的磁场干扰耦合路径上的耦合电 感特性都没有进行深入分析。

耦合电感的研究比较复杂,目前有解析计算法和数 值计算法。1)解析计算法,文献[7-8]通过矢量势方法求 解空间内任意放置的圆形线圈之间的互感解析式;在圆 形线圈互感表达式的基础上,对矩形线圈间的互感表达 式进行分析求解^[9-11],过程复杂,且得出的表达式复杂, 需利用数值积分设初值或网格剖析方法进行求解。2)数 值计算法,通过建模求解^[12]或 Ansys Q3D 软件直接提取 导线间的寄生参数^[13-14],理论上可以求解 PCB 上形状不 规则、放置位置复杂的导线间的耦合电感,但计算量大, 对计算机配置要求较高。目前对 PCB 研究主要集中于 对其整体信号完整性[15-17]的探究,对具体的同一个平面 上的矩形线圈间耦合电感的研究较少[18-20],文献[20]提 出对 PCB 上不规则导体进行简化,以便计算导体间的互 感值,但只小范围的提出梯形、凸起、矩形导体交错这几 种情况的简化。上述方法还存在的一个重要问题是,要 么只能得到数值解,要么得到的是一个复杂的表达式,无 法深入分析耦合电感的特性。

为此,本文基于磁场耦合特性,提取了影响耦合系数的相关特征量,深入分析了典型 PCB 回路间的耦合电感特性,并通过仿真和实验对磁场干扰与特征量的关系进行了验证,为减小 PCB 回路间的磁场干扰提供了科学依据。

1 典型线圈间耦合系数及其特征量

线圈的自感是一个与自身几何结构、材料磁导率特性相关的量。两个自感分别为 L₁ 和 L₂ 线圈间的互感 M 则表示为:

$$M = k\sqrt{L_1 \cdot L_2} \tag{1}$$

式中:k 就是耦合系数。耦合系数是一个与两个线圈间 相对几何结构,相对位置,以及两者间介质材料磁导率相 关的量。耦合系数 k 也可以表示为:

$$k = \frac{\Phi_{12}}{\Phi_1} \tag{2}$$

式中: Φ_1 是线圈 l_1 通入电流 i_1 时产生的磁通量; Φ_{12} 是 线圈 l_1 匝链到线圈2的互感磁通。因为磁通量并非空间 均匀分布,再加上线圈几何关系的复杂性,因此对耦合系 数的求解也非常复杂。以下分析典型线圈间的耦合系数 特性。

1.1 两个同轴圆形线圈间的耦合系数及其特征量

以两个中心距离为d,半径分别为 R_1 和 R_2 的载流同轴圆形线圈 l_1 和 l_2 为例,如图1所示。



Fig. 1 Current-carrying coaxial round coil

线圈 *l*₁ 流过电流 *i*₁,在圆线圈内任意一点 *P* 产生的 磁感应强度 B 为:

$$B = \frac{\mu_{0}i_{1}}{4\pi} \int_{l_{1}}^{2\pi} \frac{d\vec{l} \times \vec{r}}{r^{3}} = \frac{\mu_{0}i_{1}}{4\pi} \int_{0}^{2\pi} \frac{R_{1} \cdot d\varphi \cdot \cos\alpha}{r^{2}} =$$

$$\frac{\mu_{0}i_{1}}{4\pi} \int_{0}^{2\pi} \frac{R_{1}^{2} - R_{1}a \cdot \cos\varphi}{(R_{1}^{2} + a^{2} - 2R_{1}a \cdot \cos\varphi)^{3/2}} d\varphi =$$

$$\frac{\mu_{0}i_{1}R_{1}^{2}}{8\pi} \left[\frac{4}{(a^{2} + R_{1}^{2})^{3/2}} + \frac{9a^{2}R_{1}^{2} - 6a^{4}}{(a^{2} + R_{1}^{2})^{7/2}} \right] \qquad (3)$$

$$\mathbb{M} \notin \mathbb{B} \ l_{1} \ \text{in } \mathring{K} \stackrel{\text{in } \mathcal{I}}{\mathfrak{I}} = \int_{0}^{R} B \cdot 2\pi a \cdot da =$$

$$0.367 \,\mu_0 \cdot i_1 \cdot \pi \cdot R_1$$

定义线圈的圆心为坐标的原点。对线圈 l_2 上一个任 意点 $E(x_0, y_0, z_0)$,两线圈任意两点之间的距离为r,则线 圈 l_1 链接到线圈 l_2 的互感磁通 Φ_{12} 可表示为:

$$\Phi_{12} = \iint_{l_1 l_2} \frac{\mu_0 \dot{i}_1}{4\pi} \cdot \frac{1}{r} d\vec{l_1} \cdot d\vec{l_2} =$$

$$\frac{\mu_0 \dot{i}_1 R_1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\sin t (-x_0 \cdot \sin \varphi + y_0 \cdot \cos \varphi)}{\sqrt{A + B \cdot \cos \varphi - C \cdot \cos t - D \cdot \sin t}} +$$

$$\frac{\cos t (-y_0 \cdot \sin \varphi + x_0 \cdot \cos \varphi)}{\sqrt{A + B \cdot \cos \varphi - C \cdot \cos t - D \cdot \sin t}} dt \cdot d\varphi \tag{5}$$

式中: $A = R_1^2 + R_2^2 + d^2$, $B = 2d(z_0 - d)$, $C = 2R_1x_0$, $D = 2R_1y_0$, 距离 $r = (A + B\cos\varphi - Cost - Dsint)^{0.5}$, 变量 $t \downarrow \varphi$ 分别为线圈 l_1 与线圈 l_2 参数方程表达式中的参数。

将式(4)和(5)代入式(2),得到耦合系数 k 为:

$$k = \frac{1.47 \text{ If }}{\int_{0}^{2\pi} \int_{0}^{2\pi} \frac{\sin t(-x_{0} \cdot \sin \varphi + y_{0} \cdot \cos \varphi)}{\sqrt{A + B \cdot \cos \varphi - C \cdot \cos t - D \cdot \sin t}} + \frac{\cos t(-y_{0} \cdot \sin \varphi + x_{0} \cdot \cos \varphi)}{\sqrt{A + B \cdot \cos \varphi - C \cdot \cos t - D \cdot \sin t}} dt \cdot d\varphi$$
(6)

$$\overline{\text{TD}}_{k} = \frac{1.47 \text{ If }}{\sqrt{A + B \cdot \cos \varphi - C \cdot \cos \varphi}} + \frac{\cos t(-y_{0} \cdot \sin \varphi + x_{0} \cdot \cos \varphi)}{\sqrt{A + B \cdot \cos \varphi - C \cdot \cos t - D \cdot \sin t}} dt \cdot d\varphi$$

$$\overline{\text{TD}}_{k} = \frac{1.47 \text{ If }}{\sqrt{A + B \cdot \cos \varphi}} + \frac{\cos t(-y_{0} \cdot \sin \varphi + x_{0} \cdot \cos \varphi)}{\sqrt{A + B \cdot \cos \varphi - C \cdot \cos t - D \cdot \sin t}} dt \cdot d\varphi$$

$$\overline{\text{TD}}_{k} = \frac{1.47 \text{ If }}{\sqrt{A + B \cdot \cos \varphi}} + \frac{1.47 \text{ If }}{\sqrt{A + B \cdot \cos \varphi}} + \frac{1.47 \text{ If }}{\sqrt{A + B \cdot \cos \varphi}} dt \cdot d\varphi$$

 R_1 、线圈中心距离 d 与线圈 l_1 半径 R_1 之比 d/R_1 有关。 当 R_1 与 d 不变时, R_2/R_1 越大,因为线圈 l_2 的面积增加, 互感磁通 Φ_{12} 越大,耦合系数 k 越大;反之亦反。当 R_1 与 R_2 不变时, d/R_1 越小,线圈 l_2 更靠近线圈 l_1 时,互感 磁通 Φ_{12} 也越大,耦合系数 k 越大;反之亦反。因此,此 处可抽取出 R_2/R_1 和 d/R_1 两个特征量进行更具体的 研究。

1.2 两个空间同轴矩形线圈间的耦合系数

图 2(a) 所示为两个空间平行相对、中心同轴的矩形 线圈。当矩形线圈的长、宽相等,且两个矩形线圈的边长 分别等于两个同样位置的圆形线圈的直径时,其互感值 为圆形线圈互感值的(4/π)² 倍^[11]。此处的耦合系数与 两个矩形线圈的边长比、中心距离与边长比两个特征量 有关。



1.3 PCB 内两个矩形线圈耦合系数及其特征量

因为 PCB 很薄,可以简化认为在 PCB 内的两个矩形 线圈处于同一平面。图 2(b)所示为 PCB 内两个中心在 在同一条轴线上的平行矩形线圈。两线圈相邻之边的长 度分别为 b₁和 b₂,另一边分别为长度 a₁和 a₂。

PCB 内两个矩形线圈间的互感可看作是每两根导线 间互感的叠加之和。有限长导线外任意一点的磁感应强 度为:

$$B = \frac{\mu_0 \iota}{4\pi (x - a_1/2)} (\cos\theta_1 - \cos\theta_2) \tag{7}$$

链接到线圈 l_2 的磁通量 Φ_{12} 则是:

$$\Phi_{12} = \int_{S_2} \overrightarrow{B} \cdot d\overrightarrow{S_2} = \frac{N\mu_0}{4\pi} \int_{S_2} \frac{\cos\theta_1 - \cos\theta_2}{x - a_1/2} dS_2$$
(8)
If \overrightarrow{H}

$$\cos\theta_1 = \frac{y + b_1/2}{\sqrt{(x - a_1/2)^2 + (y + b_1/2)^2}}$$
(9)

$$\cos\theta_2 = \frac{b_1/2 - y}{\sqrt{(x - a_1/2)^2 + (b_1/2 - y)^2}}$$
(10)

夹角 θ_1 、 θ_2 的定义如图 3(a) 所示。

对于图 3(a)的两个中心点同轴的线圈,当线圈 l_1 和 l_2 的几何尺寸固定时, d/a_1 越小, 线圈 l_2 与线圈 l_1 更靠



近时,互感磁通 Φ_{12} 也越大,耦合系数 k 越大;反之亦反。 当线圈 l_1 和 d 固定时,线圈 l_2 与线圈 l_1 的面积比 A_2/A_1 越大,互感磁通 Φ_{12} 也越大,耦合系数 k 越大;反之亦反。 当线圈 l_1 和 l_2 的面积,以及距离 d 固定,但 l_1 和 l_2 的长 宽 b/a 不一样时,尽管对耦合系数 k 会有一定的影响,但 对于较小面积的线圈,此处可以认为影响不大。

对于图 3(b)的两个中心点不同轴的线圈,假设两线 圈中心的连线与水平线的夹角为 α ,此时链接到线圈 l_2 的磁通量 Φ_{12} 表达式为:

$$\Phi_{12} = \frac{\mu_0 i}{4\pi} \int_{\frac{b_2 d \sin \alpha}{2}}^{\frac{b_2}{2} - d \sin \alpha} \int_{d \cos \alpha - \frac{a_2}{2}}^{d \cos \alpha - \frac{a_2}{2}} \frac{\cos \theta_1 - \cos \theta_2}{x - a_1/2} dx dy$$
(11)

可见,互感磁通 Φ_{12} 与夹角 α 有关。显然,当两个线 圈相邻两边的距离不变时,夹角 α 的绝对值越大,线圈 l_2 中心距离横轴越远,越偏离磁力线较强的区域,两个线圈 间的耦合系数 k 就越小。

综上所述,对于 PCB 上的两个矩形线圈,可以用 d/a_1 、面积比 A_2/A_1 和原点夹角 α 三个量作为特征量来评估其耦合系数 k_o

2 PCB 线圈间互感仿真及耦合系数分析

为研究 PCB 两个矩形线圈间耦合系数与各特征量 之间的关系,在 COMSOL 搭建模型,如图 2(b)所示。为 充分模拟现实的 PCB,设置矩形线圈厚度为 0.1 mm,材 料属性设置为铜,球体空气域半径为 80 mm; l_1 的长度 $a_1 = 50$ mm,宽度 $b_1 = 40$ mm; l_2 的长度 $a_2 = 40$ mm,宽度 $b_2 = 30$ mm,两线圈距离为 d,在矩形线圈 l_1 中通入电流 i_0 此时,线圈 l_1 的自感 $L_1 = 113$. 13 nH,线圈的自感 $L_2 =$ 79. 889 nH。

2.1 耦合系数 k 与特征量 d/a_1 的关系

保持两个线圈几何参数不变,设置不同特征量 d/a_1 。 当 $a_1 = 50 \text{ mm}$ 时, $d/a_1 = 1 \text{ 和} d/a_1 = 1.5$ 的磁力线分布如 图 4 所示。图 4 的箭头代表磁感应强度的大小与方向, 箭头越粗颜色越红,磁感应强度越强;箭头越细小颜色越 蓝,磁感应强度越弱。显然前者 l_2 中的磁力线多于后者, 这反应了前者具有更高的耦合系数 k,即 d/a_1 越小耦合 系数 k 越大。



Fig. 4 Simulation model diagram

仿真得到的互感数据所做出的耦合系数 k 与特征 量 d/a_1 的关系曲线如图 5 所示。



图 5 耦合系数与特征量 d/a1 的曲线



从图 5 可以看出,不同 a_1 值下, $k = d/a_1$ 的变化趋势是相同的,k 随着 d/a_1 的增大而减小,且当 $d/a_1 < 1.6$ 时,曲线斜率大,耦合系数下降趋势陡峭;当 $d/a_1 > 1.6$ 时,曲线斜率较小,耦合系数变化平缓;在线圈间中心距离 d一定时, a_1 越大,线圈耦合系数 k 越小。

2.2 耦合系数 k 与特征量 A_2/A_1 的关系

保持矩形线圈 l_1 的面积 A_1 不变,线圈间距离 d 不 变,改变线圈 l_2 的长度 a_2 或宽度 b_2 来改变特征量 $A_2/A_1 = 0.5$ 和 $A_2/A_1 = 1.2$ 的磁力线分布如图 6 所 示,从图 6 可知,后者线圈 l_2 中所包含的磁力线更多,这 反应了后者的耦合系数 k 更高,即 (A_2/A_1) 越大耦合系数 k越大。

仿真得到的互感数据所作出的耦合系数 k 与特征量 A₂/A₁ 的关系曲线如图 7 所示。

从图 7 可以看出,耦合系数 k 随着特征量 A_2/A_1 增 大而增大,当 A_2 一定时,线圈长度 a_2 越大,耦合系数 k越小;线圈宽度 b_2 越大,耦合系数 k 越大。图中的交点, 点 m_1 是 a_2 = 50 mm、改变宽度 b 的变化曲线与 b_2 = 50 mm、改变长度 a 的变化曲线的交点;同样,点 m_2 是 a_2 = 40 mm、 b_2 = 40 mm 的交点,点 m_3 是 a_2 = 30 mm、 b_2 =



图 6 仿真模型 Fig. 6 Simulation model diagram



图 7 耦合系数与线圈面积比 A₂/A₁ 曲线

Fig. 7 A_2/A_1 curve of coupling coefficient and coil area ratio

30 mm 的交点,此交点是 $a_2 = b = b_2 = a$ 的情况。对于点 m_1 这组曲线,在交点之前, $a_2 > a, b_2 > b$,曲线 3 位于曲线 4 下方;在交点之后, $a_2 < a, b_2 < b$,曲线 3 位于曲线 4 上方。 在线圈面积一定的情况下,影响耦合系数大小的关键因 素是线圈宽度, b_2 越大耦合系数越大;在线圈面积相等的 情况下,增大线圈长度 a_2 ,耦合系数 k 减小;增大线圈宽 度 b_2 ,耦合系数 k 增大。

2.3 耦合系数 k 与线圈中心偏移夹角 α 的关系

保持矩形线圈 l_1 、 l_2 面积不变、线圈间距离 d 不变, 改变水平夹角 $\alpha, \alpha = 0^{\circ} \pi \alpha = 24.78^{\circ}$ 的磁力线分布如图 8 所示,对比图 8(a) 和(b) 看出,前者 l_2 中的磁力线数量 更多且颜色更深,这反应前者的耦合系数更大,即偏移夹 角 α 越小,耦合系数 k 越大。



仿真得到的互感数据所做出的耦合系数 k_1 与特征 量 α 的关系曲线如图 9 所示。分析图 9 可知,不同 b_2 值 下,耦合系数 k_1 与偏移夹角 α 的变化趋势是一样的。耦 合系数 k_1 随着偏移夹角的增大而减小,当 0° < α < 5° 时, 曲线几乎不变化,接近于一条水平直线;当 5° < α < 15° 时, 曲线斜率小,曲线缓慢地下降;当 α > 15° 时,曲线斜率发 生变化,以更大的斜率近似线性地减小。



3 回路间磁场干扰的仿真

3.1 典型电流干扰源波形及干扰电压频谱分析

如图 10(a) 所示,电路 Boost 变换器中,电感电流 i_L 、流过开关管的电流 i_s 和二极管的电流 i_D 是典型的电流 干扰源,通过相邻回路间的互感 M,对邻近回路产生干 扰。设电流干扰源为 $i_s(t)$,敏感回路上产生的干扰电压 u_s ,可以表示为:

$$u_s = M \frac{\mathrm{d}i_s(t)}{\mathrm{d}t} = k \sqrt{L_1 \cdot L_2} \cdot \frac{\mathrm{d}i_s(t)}{\mathrm{d}t}$$
(12)



对典型干扰电流源进行频谱分析。流过二极管的电流 $i_{\rm D}$ 与流过开光管的电流 $i_{\rm s}$ 如图 11 所示,周期为 T,d=T/2,线段斜率为|A/d|,上升下降的时间为 $t_{\rm r}$,两者的频 谱包络图相同,如图 11(c)所示。

频谱特性包含直流区和衰减区,衰减区主要以 20 dB/dec 衰减,因有上升下降沿的影响,中间出现"v 字



图 11 电流波形及频谱包络图



型"的曲线,电流 is 的傅里叶展开式如下:

$$i(t) = \frac{A+k}{2} - \frac{A}{\pi^2} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\cos((2n+1)wt)}{(2n+1)^2} + \frac{A+4k}{2\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin((2n+1)wt)}{(2n+1)} - \frac{A}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2nwt)}{2n} \quad (13)$$

$$\bigcup i_s(t) \ \mathcal{H} \mp \mathcal{H} \ \mathcal{H}, \ \mathcal{F} \pm \mathfrak{h} \mp \mathcal{H} \ \mathfrak{h} \ \mathcal{H} \ \mathfrak{h} \ \mathfrak$$

由此得到干扰电压 u_s 的频谱特性如图 12 所示,可 见在干扰源信号上升下降沿的频率点(1/πt_r)干扰最大。





3.2 干扰仿真分析

利用 COMSOL 搭建如图 13 所示的仿真模型,将干扰 源回路与外电路相连接,以通入梯形脉冲电流干扰源;为 测量敏感回路产生的干扰,以电阻连接外电路。



不同特征量下的仿真波形如图 14 所示。从图 14 (c)可以看出,敏感回路中的干扰信号随着 A_2/A_1 的增大 而增大。从图 14 分析可知,在 $A_2/A_1 = 0.4$ 的情况下,当 $b_2 = 15 \text{ mm}, a_2 = 20 \text{ mm}$ 时, $u_s = 0.55 \text{ V}; b_2 = 20 \text{ mm}, a_2 =$ 15 mm 时, $u_s = 0.7 \text{ V}$,对比可知减小回路宽度 b_2 ,敏感回 路中的干扰信号更小;当 $A_2/A_1 = 0.67$ 时,得到的结论相 同。减小 PCB 上电路敏感回路宽度 b_2 ,对回路间产生的 磁场干扰的有更好的抑制作用。

表1 不同特征量下的干扰信号峰峰值

 Table 1
 Interference signal peak-to-peak value under different characteristic quantities

	干扰信号 u_s	电压变化量 Δu_s
$d/a_1 = 0.9$	0.46	
$d/a_1 = 1.2$	0.23	0. 23
$d/a_1 = 1.6$	0.1	0.13
$d/a_1 = 2.2$	0.05	0.05
$\alpha = 5^{\circ}$	0.65	
$\alpha = 15^{\circ}$	0.56	0.09
$\alpha = 25^{\circ}$	0.41	0.15
$\alpha = 35^{\circ}$	0.3	0.11

表 1 是图 14(a)、(b)中干扰仿真波形的峰峰值以及 干扰信号变化量。从表 1 可知,干扰信号 u_s 随着 d/a_1 的 增大而减小,且 d/a_1 >1.6的干扰信号变化量 Δu_s 比 d/a_1 <1.6时要小。干扰信号随着偏移夹角 α 的增大而逐渐 减小,从电压变化量 Δu_s 的比较可以看出,当 α >15°时, 干扰电压近似线性下降,在 α =25°时,干扰信号变化量较 大。结合实际,为减小 PCB两回路之间的磁场干扰,将 d/a_1 的值设置为 1.5~1.6,且应尽量使两回路的中心不 在同一条水平轴线上, α 设置在 20°~30°为佳。

3.3 实验结果及分析

为了进一步验证上述理论分析及仿真结果的正确 性,在 PCB 上设计相应的布局的电路,如图 15 所示。不 同特征量下的实验结果如图 16 所示。

分析图 16 可知,随着特征量 d/a1 的增大,敏感回路







图 15 PCB 图 Fig. 15 PCB diagram

中的干扰信号 u_s 逐渐减小;随着中心偏移夹角 α 的增大,敏感回路中的干扰信号 u_s 逐渐减小;从图 16(c)可以 看出干扰信号 u_s 随着特征量 A_2/A_1 的增大而增大。



图 16 不同特征量实验结果

Fig. 16 Experimental results of different feature quantities



 Table 2
 Experimental data under different

characteristic quantities		
特征量	干扰信号 u _s	电压变化量 Δu_s
$d/a_1 = 0.9$	0.6	
$d/a_1 = 1.2$	0.28	0.32
$d/a_1 = 1.6$	0.1	0.18
$d/a_1 = 2.2$	0.06	0.04
$\alpha = 5^{\circ}$	0.8	
$\alpha = 15^{\circ}$	0.7	0.1
$\alpha = 25^{\circ}$	0. 52	0.18
$\alpha = 35^{\circ}$	0.4	0.12

从表 2 实验数据对比分析可知,当 $d/a_1 > 1.6$ 时,干 扰信号变化量 Δu_s 逐渐减小,干扰很小;当 $\alpha > 15^{\circ}$ 时,干 扰信号近似线性下降,在 $\alpha = 25^{\circ}$ 时, $u_s = 0.52$ V,干扰信 号变化量最大; 当 $A_2/A_1 = 0.67$, $b_2 = 20$ mm, $a_2 = 25$ mm 时, $u_s = 0.98$ V; $b_2 = 25$ mm, $a_2 = 20$ mm 时, $u_s = 1.02$ V, 在 回路面积相同的情况下, 回路宽度 b_2 越大, 干扰信号 u_s 越大。

与表1的仿真数据相比,数据误差在10%~15%,主要原因是在仿真过程中,直接通入干扰电流源,不存在器件之间寄生参数和电场干扰的影响;在实验过程中,除了 受器件之间寄生参数、外部环境的影响,测量过程中还会 受到电场干扰的影响,无法完全屏蔽。因此实验所测得 的干扰值比仿真大,但两者分析所得出的干扰特性是一 致的。

4 结 论

对 PCB 上回路间的磁场干扰进行研究分析,得出矩 形回路间耦合系数与各特征量 $d/a_1 A_2/A_1$ 以及偏移夹 角 α 的关系式,为优化 PCB 上电路布局以减小磁场干扰 提供一些准则:将 d/a_1 设置为 1.5~1.6;减小敏感回路 的面积,有利于减小磁场干扰;通过减小回路的宽度 b 来 减小线圈面积,更有益于减小回路间的磁场干扰;将水平 偏移夹角 α 设置在 20°~30°。

参考文献

[1] 肖芳,孙力.功率变换器 IGBT 开关模块的传导电磁干 扰预测[J].中国电机工程学报,2012,32(33):157-164,189.

> XIAO F, SUN L. Prediction of conducted electromagnetic interference of power converter IGBT switch module [J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2012, 32 (33): 157-164,189.

[2] 段卓琳,范涛,张栋,等.全 SiC 三相逆变器传导电磁 干扰建模与预测[J].电工电能新技术,2018,37(1): 1-7.

DUAN ZH L, FAN T, ZHANG D, et al. Modeling and prediction of conducted electromagnetic interference of full SiC three-phase inverter [J]. New Technology of Electrical Engineering and Energy, 2018, 37(1): 1-7.

[3] 谷彤,程士东,郭清.一种低寄生电感 IGBT 半桥模块[J]. 机电工程,2014,31(4):527-531.

GU T, CHENG SH D, GUO Q. A low parasitic inductance IGBT half-bridge module[J]. Mechanical and Electrical Engineering, 2014, 31(4): 5275

[4] 邵伟华,冉立. 基于优化对称布局的多芯片 SiC 模块 动态均流[J]. 中国电机工程学报,2018,38(6):1826-1836,1920.

SHAO W H, RAN L. Multi-chip SiC module dynamic current sharing based on optimized symmetrical layout [J].

Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering, 2018, 38(6): 1826-1836, 1920.

- [5] 陶涛,赵治华.一种抗强干扰型双面对称布线 PCB 罗 氏线圈[J].电工技术学报,2011,26(9):130-137.
 TAO T, ZHAO ZH H. An anti-strong interference type double-sided symmetrical wiring PCB Rogowski coil[J].
 Transactions of the Chinese Society of Electrical Engineering, 2011, 26(9): 130-137.
- [6] 袁瑞铭,吕言国,李文文.基于稳健性设计理论的锰铜 分流器优化设计[J].电子测量与仪器学报,2019, 33 (7):188-195.

YUAN R M, LU Y G, LI W W. Optimal design of manganin shunt based on robust design theory [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33 (7): 188-195.

- [7] KI-BONG K, E. LEVI, Z. ZABAR. Mutual inductance of noncoaxial circular coils with constant current density [J].
 IEEE Transactions on Magnetics, 1997, 33 (5): 4303-4309.
- [8] BABIC S, SIROIS F, AKYEL C. Mutual inductance calculation between circular filaments arbitrarily positioned in space: Alternative to grover's formula [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2010, 46(9): 3591-3600.
- [9] KAI K, SHI J, YIN W Y,et al. Analysis of frequency-and temperature-dependent substrate eddy currents in on-chip spiral inductors using the complex image method[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2007, 43(7): 3243-3253.
- [10] RAJU S, WU R, CHAN M. Modeling of mutual inductance for planar inductors used in inductive link applications [J]. IEEE International Conference on Electron Devices and Solid State Circuit (EDSSC), 2012.
- [11] CHNG Y H, SHU Y M. A new analytical calculation of the mutual inductance of the coaxial spiral rectangular coils [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(4):1-6.
- [12] KOCHETOV S V, LENE M. PEEC formulation based on dyadic green's functions for layered media in the time and frequency domains [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2008, 50(4):953-965.
- [13] DEMUROV A. Investigation of the impact of parasitic parameters on PCB performance by hybridization of 3D quasistatic field solvers and MNA [C]. International Symposium on Electromagnetic Compatibility-EMC EUROPE, 2017.
- [14] LU J, BAI H, BROWN A. Design consideration of gate driver circuits and PCB parasitic parameters of paralleled E-mode GaN HEMTs in zero-voltage-switching

applications[C]. 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2016:529-535.

- [15] 谢潇磊,刘亚东,刘宗杰,等. 高频差分绕线 PCB 罗氏 线圈设计[J].仪器仪表学报,2015,36(4):886-894.
 XIE X L, LIU Y D, LIU Z J, et al. High-frequency differential winding PCB Rogowski coil design [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36(4): 886-894.
- [16] 高振斌,李雅菲. 封装与 PCB 复杂互连结构的传输特性研究[J].电子元件与材料,2016,35(8):81-85.
 GAO ZH B, LI Y F. Research on the transmission characteristics of complex interconnection structure between package and PCB[J]. Electronic Components and Materials, 2016, 35(8): 81-85.
- [17] 许文婷,杨兰兰,屠彦. PCB 板静电放电的仿真分析[J]. 真空科学与技术学报,2018,38(4):272-278.
 XU W T, YANG L L, TU Y. Simulation analysis of electrostatic discharge on PCB board [J]. Journal of Vacuum Science and Technology, 2018, 38 (4): 272-278.
- [18] 张成铭,徐晓英,舒晓榕,等. 静电放电对 PCB 轨线耦合的实验及仿真研究[J]. 电子测量与仪器学报,2020,34(5):103-111.
 ZHNG CH M, XU X Y, SHU X R, et al. Experimental and simulation research on the coupling of electrostatic discharge to PCB trajectory [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34 (5): 103-111.
- [19] 严冬,张盈利,陈杨杨,等. 高速 PCB 中差分过孔分析 与优化[J]. 电子测量与仪器学报,2020,34(1):
 90-96.
 YAN D, ZHANG Y L, CHEN Y Y, et al. Analysis and

optimization of differential vias in high-speed PCB[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34(1): 90-96.

[20] 陈名,孙旭东,黄立培. PCB 导体电感的简化计算方法[J].电工电能新技术,2009,28(3):45-49.
CHEN M, SUN X D, HUANG L P. Simplified calculation method of PCB conductor inductance [J]. New Technology of Electrical Engineering and Energy, 2009, 28(3): 45-49.

作者简介



袁义生,2002 年于浙江大学获得博士 学位,现为华东交通大学教授,主要研究方 向为电力电子系统及其控制。

E-mail: cloudstone_yuan@ aliyun.com

Yuan Yisheng received his Ph. D. from Zhejiang University in 2002. Now he is a professor at East China Jiaotong University. His main research interests include power electronic systems and control.



兰梦罗,现为华东交通大学硕士研究 生,主要研究方向为电力电子 PCB 电磁 干扰。

E-mail: 1308749000@ qq. com

Lan Mengluo is currently a M. Sc.

candidate at East China Jiaotong University.

Her main research interest includes power electronics PCB

electromagnetic interference.



刘文钦,现于华东交通大学硕士研究 生,主要研究方向为电力电子 PCB 电磁 干扰。

E-mail: 2536248372@ qq. com

Liu Wenqin is currently a M. Sc. candidate at East China Jiaotong University.

His main research interest includes power electronics PCB electromagnetic interference.